

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

**CONTROL DEL MOVIMIENTO DE UNA PINZA ROBÓTICA POR
MEDIO DE LA ACTIVIDAD NEURONAL DEL ANTEBRAZO.**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

MÓNICA TATIANA GALLEGOS SÁNCHEZ

JENNY DEL ROCÍO SIMBAÑA HARO

DIRECTOR: DR. LUIS CORRALES

Quito, Enero 2006

DECLARACIÓN

Nosotros, Gallegos Sánchez Mónica Tatiana, Simbaña Haro Jenny del Rocío, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

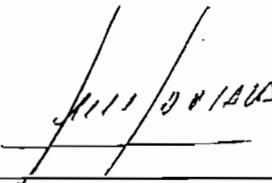
A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.


TATIANA GALLEGOS S.


JENNY SIMBAÑA HARO

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Mónica Tatiana Gallegos Sánchez y Jenny del Rocío Simbaña Haro, bajo mi supervisión.



Dr. LUIS CORRALES.

DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios, por todo lo que me ha dado.

A mi familia por su apoyo constante e incondicional.

Al Dr. Luis Corrales por su confianza, sus consejos, su tiempo y la acertada dirección en el proyecto.

A Jenny mi compañera de tesis por haber formado un gran equipo para culminar este sueño.

Y a todos aquellos que contribuyeron con nosotros, al personal del SENADER especialmente a la unidad de Fisioterapia. Al Ing. José Antonio Pazmiño y al personal del Laboratorio de Instrumentación Industrial por prestarnos los equipos.

A la Sra. Delfina García y Elena Moreno por ayudarnos en la compra de elementos electrónicos.

A todos ustedes muchas gracias de corazón.

Tatiana

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darme la fuerza para lograr uno de mis sueños. A mi familia, primos, tíos y amigos por el apoyo que me brindan siempre. Al SENADER especialmente a los departamentos de Rehabilitación y Fisioterapia y Traumatología por la ayuda que nos brindaron en lo que se refiere a Medicina. Al Ing. José Antonio Pazmiño por facilitarnos el uso de los equipos del Laboratorio de Electrónica. A todas las personas que trabajan en el Laboratorio de Instrumentación por permitirnos realizar las pruebas de nuestro proyecto. A Andrés Herrera y Andrés Bernal quienes fueron los que nos ayudaron con la elección del tipo de electrodos que debíamos utilizar en nuestro proyecto. A mi compañera de tesis Taty por su ayuda y porque con el tiempo llegamos a trabajar como equipo para lograr una de nuestras metas. Y un agradecimiento muy especial a nuestro Director de Tesis Dr. Luis Corrales que no fue solo un apoyo sino también un amigo.

Muchas Gracias a todos quienes hicieron posible que nuestro sueño sea hoy una realidad.

Jenny

DEDICATORIA

A mi papá José Adolfo, por darme la vida y la herencia más preciada, mi educación, por siempre darme su amor, su apoyo y enseñarme que todo es posible con trabajo duro y esfuerzo y predicarlo con su ejemplo.

A mi mamá María Antonieta, por su amor, por enseñarme el valor de ser mujer, su apoyo incondicional, porque con su ejemplo he aprendido que una mujer puede llegar a ser profesional, esposa y madre a la vez, sin dejar a un lado su hogar estando siempre para sus hijos.

A mis hermanos Ramiro y Silvana por ser como son, por su ayuda, paciencia y apoyo en este duro camino, al que hemos sabido enfrentar lejos de nuestros padres.

A mis amigos por aceptarme como soy y brindarme su amistad.

A todos ustedes dedico este trabajo por ser mi razón de vivir.

Tatiana.

DEDICATORIA

A todas las personas que creyeron y confiaron en mí, pero en especial esta tesis está dedicada a la persona que me enseñó a luchar por mis sueños, mi madre, María Pastora Haro (+).

Jenny

CONTENIDO

RESUMEN IV

PRESENTACIÓN..... V

CAPÍTULO 1 1

FUNDAMENTOS TEÓRICOS..... 1

1.1 Descripción del Sistema Nervioso Central 1

1.2 Tipos de Movimientos de la Mano.....3

 1.2.1 Explicación de los Movimientos de Pronación, de Supinación y de Prensión3

 1.2.2 Músculos Pronadores y Supinadores4

 1.2.3 Músculos que Intervien en la Prensión5

 1.2.4 Inervación: Nervios que intervienen en la generación de los Movimientos de Supinación, Pronación y Prensión7

1.3 Características de los Electrodo s para Electromiografía..... 10

 1.3.1 Breve Explicación de la Electromiografía 10

 1.3.2 Estudio y Selección de los Tipos de Electrodo s utilizados para Electromiografía 11

 1.3.3 Colocación de los Electrodo s 14

CAPÍTULO 2..... 17

SELECCIÓN DE LA PINZA ROBÓTICA Y SUS COMPONENTES 17

2.1 Tipos de Pinza 18

2.2 Grados de Libertad..... 22

2.3 Los Servomotores 25

2.4 Galgas..... 27

 2.4.1 Preparación y Tiempo Establecido para el Correcto Funcionamiento del Pegamento para la Galga..... 30

2.4.2 Preparación de la Superficie para Colocar la Galga	31
2.4.3 Preparación de la Galga	33
2.4.4 Pegado de la Galga	33
2.4.5 Soldadura de los Cables de Conexión.....	35
2.4.6 Almacenamiento del Pegamento	36
2.4.7 Medidas de Seguridad que se deben tener respecto al Pegamento	36
CAPÍTULO 3	37
DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL HARDWARE DEL SISTEMA	37
3.1 Fuentes de Polarización.....	38
3.2 Diseño de las Etapas de Amplificación y Filtrado para la Señal Neuronal del Antebrazo.....	40
3.2.1 Diseño de la Etapa de Amplificación	40
3.2.2. Diseño de la Etapa de Filtrado	45
3.3 Diseño de la Etapa de Comparación.....	59
3.5 Diseño del Circuito de Acondicionamiento para la Galga.....	60
3.5 Diseño del Sistema de Control mediante PIC16F876A.....	64
3.4.1 Procesador de la Señal Neuronal del Antebrazo para Comando del Motor de la Muñeca.....	64
3.4.2 Procesador de la Señal Neuronal del Antebrazo para Comando del Motor de la Pinza.....	65
CAPÍTULO 4	67
DISEÑO Y DESARROLLO DEL SOFTWARE DEL SISTEMA	67
4.1 Introducción.....	67
4.2 Diseño del Software del Sistema	68
4.2.1 Diseño del Programa del PIC utilizado para abrir o cerrar la Pinza (PIC 1)	68
4.2.2 Diseño del Programa del PIC utilizado para mover la Muñeca (PIC 2)	72

CAPÍTULO 5	77
PRUEBAS Y RESULTADOS	77
5.1 Pruebas de Detección de Miogramas	77
5.2 Pruebas de Operaciones de la Pinza.....	87
CAPÍTULO 6	89
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	89
6.1 Conclusiones.....	89
6.2 Recomendaciones.....	90
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	92
ANEXOS	94

RESUMEN

En este proyecto se emplean las señales eléctricas (EMG) generadas a la altura del antebrazo de una persona para controlar una pinza robótica con dos grados de libertad, esto es, abrir y cerrar la pinza para asir un objeto y mover la muñeca para controlar su posición.

Para lograr este objetivo se utilizan cinco electrodos de superficie los mismos que colocados estratégicamente en los músculos del antebrazo sensan su actividad neuronal. Esta señal es amplificada (amplificadores de instrumentación), filtrada (filtros pasa-banda) y procesada para controlar por medio de un microcontrolador PIC16F876A los servomotores de la pinza robótica, permitiendo reproducir en esta los movimientos de la mano. La pinza seleccionada, mueve sus dedos y la muñeca por rotación directa del eje del servomotor. Los servomotores se alimentan de 5 voltios y utilizan señales PWM para el control. Todo el sistema es alimentado ya sea por dos baterías de 9v o fuente continua de 9 voltios.

La pinza además posee dos galgas (una por cada dedo), las mismas que simulan el sentido del tacto de una persona para establecer la fuerza necesaria para sujetar diferentes objetos que pueden tener diferentes tamaños.

PRESENTACIÓN

Uno de los principales retos de la humanidad, es el de encontrar la manera de reproducir los movimientos que es capaz de realizar el humano en prótesis o robots. Es así que, reproduciendo los movimientos básicos de la mano, en dos grados de libertad, en este proyecto se empieza con la búsqueda de una alternativa para quienes carecen de esta parte de su cuerpo, reemplazándola por una pinza o mano artificial.

El presente documento se encuentra organizado en seis capítulos.

En el capítulo 1 se presentan los fundamentos teóricos del estudio anatómico, fisiológico neuronal y muscular del antebrazo y los tipos de electrodos que se puede encontrar en el mercado para electromiografía.

El capítulo 2 detalla los tipos de pinzas existentes en el mercado, el tipo de pinza usada en este proyecto, sus partes constitutivas el tipo de motores que se encargan del movimiento, los sensores utilizados para simular el sentido del tacto humano para saber como apretar un objeto y el porque de su selección.

El capítulo 3 describe el diseño del hardware utilizado para el control de la pinza, la etapa de amplificación y filtrado de la señal neuronal del antebrazo.

El capítulo 4, reúne mediante programación estructurada, el software del sistema, tanto para el procesamiento de la señal como para el control de los motores.

El capítulo 5 muestra las pruebas y resultados del análisis final del sistema, formas de onda de la señal neuronal obtenida diferenciando un movimiento de otro. Presenta además los resultados del control al sujetar objetos.

El capítulo 6 presenta las conclusiones y resultados del proyecto.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

El objetivo general de este proyecto es la construcción y diseño de un sistema que permita el control de una pinza robótica por medio de la actividad neuronal del antebrazo de un individuo.

El humano para mover la mano con la intención de sujetar un objeto utiliza varios músculos del antebrazo, los que son comandados por señales neuronales enviadas por el cerebro.

Para entender este mecanismo de funcionamiento hay que conocer con suficiente detalle la anatomía y fisiología del cuerpo humano, principalmente del sistema nervioso y en particular para este proyecto el sistema locomotor del antebrazo. Este es el objetivo que se busca a continuación.

1.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA NERVIOSO CENTRAL

El sistema nervioso es el rector y coordinador de todas las funciones conscientes e inconscientes del organismo, consta del sistema cerebroespinal (encéfalo y medula espinal), los nervios y el sistema vegetativo o autónomo.

Este sistema realiza las más altas funciones para la vida normal y supervivencia de un ser humano ya que atiende y satisface las necesidades vitales y da respuesta a los estímulos. Ejecuta tres acciones esenciales que son: la detección de estímulos, la transmisión de información y la coordinación general [1].

Una neurona es la célula nerviosa, es la unidad funcional del sistema nervioso. Se encarga de la comunicación a través de fibras nerviosas. Consta de tres partes:

Cuerpo o soma: compuesto fundamentalmente por núcleo, citoplasma y nucléolo.

Dendritas: terminaciones nerviosas.

Axón: terminación larga, que puede alcanzar hasta un metro de longitud.

En la Figura 1.1 se muestra una neurona con sus partes constitutivas.

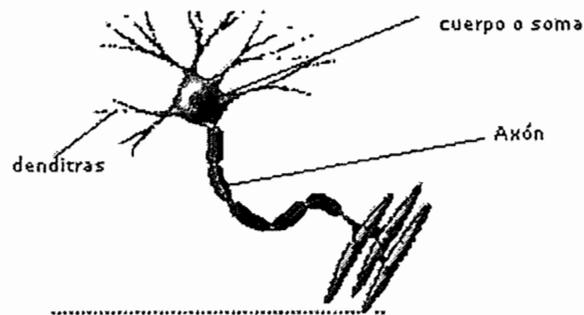


Figura 1.1 Gráfico de la Neurona

(Fuente: http://www.herrera.unt.edu.ar/bioingenieria/Temas_inves/sist_nervioso/pagina1.htm)

Los nervios son haces o conjuntos de axones, y cumplen la función de conducir los impulsos eléctricos.

Los nervios pueden clasificarse de diferente manera:

Por su origen:

- Raquídeos
- Craneales

Por su función:

- Sensitivos o aferentes
- Motores o eferentes.
- Mixtos

Por los receptores:

- Exteroceptivos.
- Propioceptivos
- Interoceptivos

De todas estas clasificaciones, los nervios motores son los encargados de conducir los impulsos para las funciones motrices, por lo tanto de este tipo son los que van a proveer la señal de movimiento para la pinza robótica.

1.2 TIPOS DE MOVIMIENTOS DE LA MANO

Al observar detenidamente la mano se puede distinguir toda la serie de movimientos que es capaz de realizar, entre ellos: el de rotación, a través de la muñeca; y el de pinza para asir o sujetar objetos en el que intervienen cada uno de los dedos.

En términos médicos, esta serie de movimientos descritos anteriormente, se los denomina, de pronación, supinación y prensión [1].

1.2.1 EXPLICACIÓN DE LOS MOVIMIENTOS DE PRONACIÓN, DE SUPINACIÓN Y DE PRENSIÓN

Estando el brazo a lo largo del cuerpo, se dice que la mano está en *supinación*, cuando su palma está vuelta hacia delante y el pulgar hacia fuera, está en *pronación*, cuando su palma está vuelta hacia atrás y el pulgar hacia adentro. Cuando la mano pasa de una a otra posición se dice, que ejecuta un movimiento de prono-supinación [1].

El conjunto de movimientos efectuados por la mano, con la intención de asir un objeto, se le conoce como *prensión*.

De los varios tipos de prensión existentes, la prensión que ejecuta el dedo pulgar se denomina “pinza”, y es la acción que reproducirá la pinza robótica.

Asir un objeto, es la acción de ubicar la mano sobre el objeto, cerrar los dedos y sujetar, haciendo intervenir todos los músculos del brazo y sus articulaciones. Al adoptar esta posición, los músculos aseguran el bloqueo y la fijeza de las articulaciones consideradas. Solamente entonces se puede efectuar la sujeción.

Para que cada una de estas acciones se lleve a cabo, el cerebro envía las señales eléctricas internas necesarias.

En la Figura 1.2 se presenta tres posiciones del antebrazo y de la mano, la supinación, semipronación y pronación. La cara anterior del brazo conserva la misma orientación, lo que excluye la intervención de la articulación del hombro.



Figura 1.2 Movimientos de Pronación y Supinación
(Tomado del libro LATARJET RUIZ, Liard; Anatomía Humana, Pág. 670)

1.2.2 MÚSCULOS PRONADORES Y SUPINADORES

Los movimientos de pronación y supinación como ya se explicó anteriormente, producen básicamente, la rotación de la muñeca, para colocar la mano sea con la palma hacia delante (supinación) o hacia atrás (pronación). Los músculos que aseguran estos movimientos son:

Músculos pronadores: pronador redondo y pronador cuadrado.

Músculos supinadores: supinador corto y bíceps braquial.

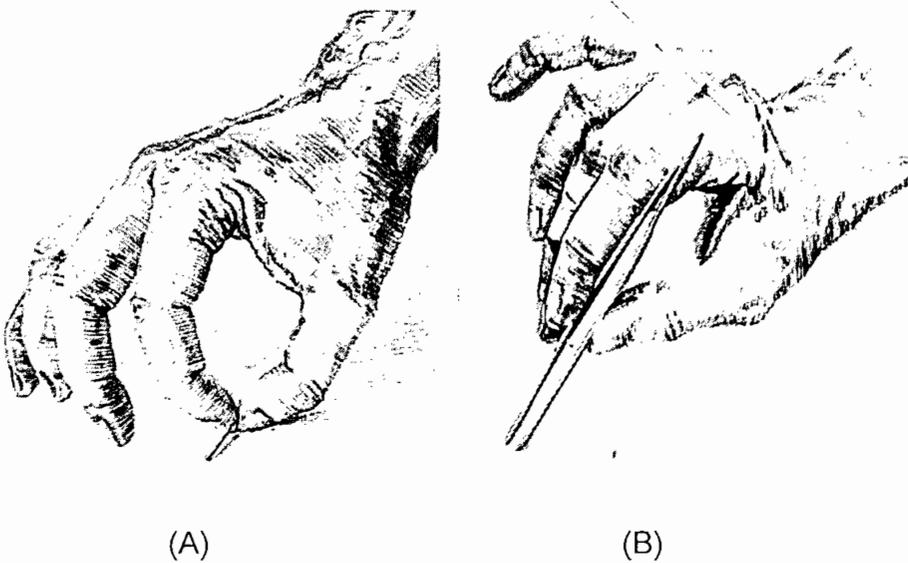
1.2.3 MÚSCULOS QUE INTERVIEN EN LA PRENSIÓN

Dentro de las presiones con intervención del dedo pulgar existen las de fuerza y las presiones delicadas.

Las presiones de fuerza utilizan la palma de la mano para la sujeción, mientras que las delicadas utilizan el dedo pulgar y la extremidad de los dedos, teniendo la segunda más similitud a la acción que reproducirá la pinza robótica.

Cuando el pulgar está flexionado, así como el otro dedo al cual enfrenta, se obtiene la *pinza de ramas curvas* que puede ser a la vez precisa y vigorosa. Cuando el dedo índice, el medio y el pulgar están alargados, forman una *pinza de ramas largas* que puede ser muy delicada o fuerte, según el requerimiento de la sujeción [1].

En la Figura 1.3 (A) se puede apreciar la pinza de ramas curvas y en la Figura (B) la pinza de ramas largas.

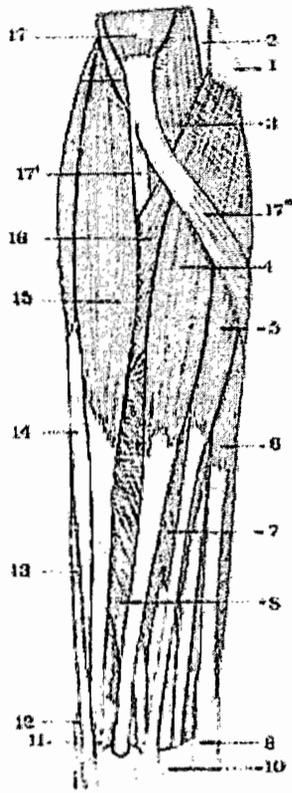


(A) (B)
Figura 1.3 Movimiento de Presión de la Pinza
 (Fuente: libro LATARJET RUIZ, Liard; Anatomía Humana, Pág. 671, 672)

El antebrazo está formado por varios músculos los mismos que intervienen en los diferentes movimientos que puede realizar la mano. En la Figura 1.4 se muestra todos los músculos de la parte posterior como anterior del antebrazo. Los músculos que intervienen en la sujeción, se dividen en dos grupos esenciales:

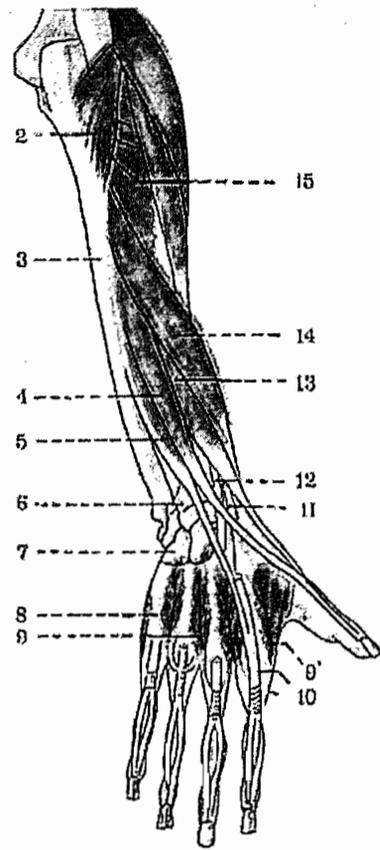
Los músculos de actitud; cuya contracción sitúa a los dedos en la posición indicada para la sujeción, siendo estos músculos: músculos extensores de los dedos y del dedo pulgar, los abductores, y el oponente del pulgar [1].

Los músculos de fuerza y trabajo que cierran la prensión: flexores, ínter óseos, lubricales, flexor corto y abductor del pulgar.



MUSCULOS DE LA REGION ANTERIOR DEL ANTEBRAZO; Capa superficial.

1, epitróclea; 2, tabique intermuscular interno; 3, músculo branquial anterior; 4, músculo palmar mayor; 5, músculo palmar menor; 6, músculo cubital anterior; 7, músculo flexor común superficial de los dedos; 8, músculo flexor propio del pulgar; 9, hueso pisiforme; 10, ligamento anular anterior del carpo; 11, extremidad inferior del radio; 12, músculo extensor corto del pulgar; 13, músculo abductor largo del pulgar; 14, músculo primer radial; 15, músculo supinador largo; 16, músculo pronador redondo. y 17, 17' y 17'', músculo bíceps.



MUSCULOS DE LA REGION POSTERIOR DEL ANTEBRAZO; Capa profunda.

1, húmero; 2, ancóneo; 3, cúbito; 4, extensor largo del pulgar; 5, extensor propio del índice; 6, radio; 7, carpo; 8, metacarpo; 9 y 9' interóseos dorsales; 10, tendón fusionado del extensor propio del índice y del fascículo del extensor común; 11, tendón del primer radial externo; 12, tendón del segundo radial externo; 13, extensor corto del pulgar; 14, abductor largo del pulgar, y 15, músculo supinador corto.

Figura 1.4 Músculos del Antebrazo

(Tomado del libro LATARJET RUIZ, Liard; Anatomía Humana, Pág. 625, 642)

1.2.4 INERVACIÓN: NERVIOS QUE INTERVIENEN EN LA GENERACIÓN DE LOS MOVIMIENTOS DE SUPINACIÓN, PRONACIÓN Y PRENSIÓN

Los nervios radial, medio y cubital son los encargados de transmitir la orden a cada uno de los músculos, ya sea para la pronación, supinación o prensión.

cerdas, donde los principales compuestos activos son el potasio, K, y el calcio, Ca. Su interacción, produce una diferencia de potencial, la misma que servirá como señal de control para la pinza.

El cambio de potencial buscado se encuentra en un rango de -70mv hasta los 20mv o 30mv positivos; como se ve en la Figura 1.7; y la frecuencia está en el orden de 10KHz variando según la constitución física de la persona, (resultados obtenidos por estudios médicos y pruebas electrodiagnósticas realizadas a diferentes pacientes), obteniéndose las señales más fuertes para el movimiento de la mano entre los 50 Hz y los 350 Hz .

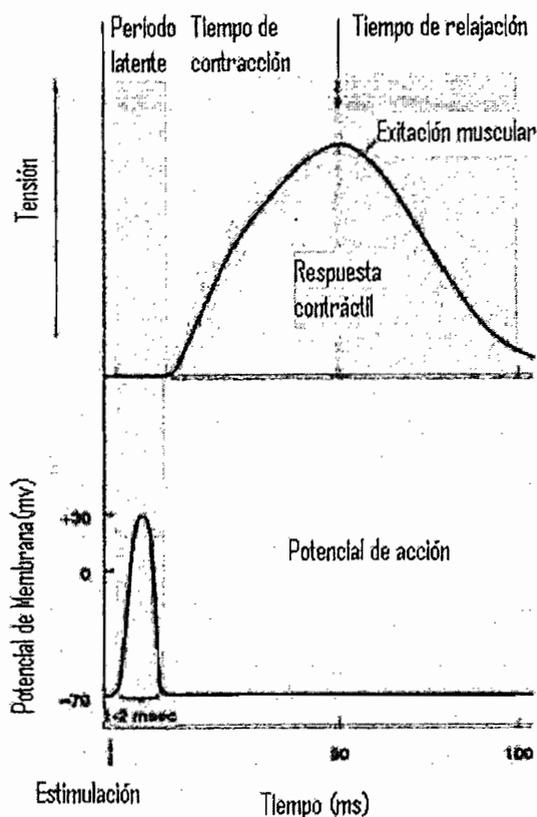


Figura 1.7 Potencial de Acción Muscular

(Fuente: www.iib.unsam.edu.ar/IIB-INTECH/html/docencia/BioCelular/neurons.pdf)

1.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS ELECTRODOS PARA ELECTROMIOGRAFÍA

1.3.1 BREVE EXPLICACIÓN DE LA ELECTROMIOGRAFÍA

La electromiografía es una prueba electrodiagnóstica, consiste en la medición de las señales eléctricas emitidas por las contracciones musculares. Esta medición se realiza ya sea con electrodos de superficie, para aquellos potenciales de acción de los músculos grandes superficiales y con electrodos de aguja, para pruebas clínicas en las que se desea conocer potenciales de acción procedentes de músculos pequeños y profundos, o con alguna deficiencia por enfermedad [2].

1.3.2 ESTUDIO Y SELECCIÓN DE LOS TIPOS DE ELECTRODOS UTILIZADOS PARA ELECTROMIOGRAFÍA

Los electrodos son los encargados de detectar la actividad eléctrica del músculo. Pueden ser superficiales o profundos y ambos se utilizan con una pasta conductora para reducir la resistencia de contacto.

Los electrodos superficiales son pequeños discos metálicos y se utilizan para obtener un estudio global del músculo, ya que no pueden detectar potenciales de baja amplitud o de elevada frecuencia.

Los electrodos profundos son agujas que se insertan dentro del músculo y existen en varias formas.

Los electrodos concéntricos de agujas se dividen en unipolares y en bipolares son los más empleados en electromiografía clínica. Consisten en una cánula similar a una aguja hipodérmica, en cuyo interior se cementa un hilo (o dos) de acero o de platino, aislado excepto en la punta. Su diámetro mas corriente es de 0.45 mm. El hilo central suele conectarse al activo del amplificador de instrumentación, mientras que la cánula suele hacer de referencia, y un tercer electrodo de masa.

Los electrodos bipolares de aguja son similares a los electrodos concéntricos, excepto por que dos alambres de platino se encuentran conectados en la aguja hipodérmica. Uno de los alambres se conecta al amplificador, mientras que el otro es la referencia o tierra. Este tipo de electrodos se limitan a detectar potenciales de más baja intensidad que los electrodos concéntricos.

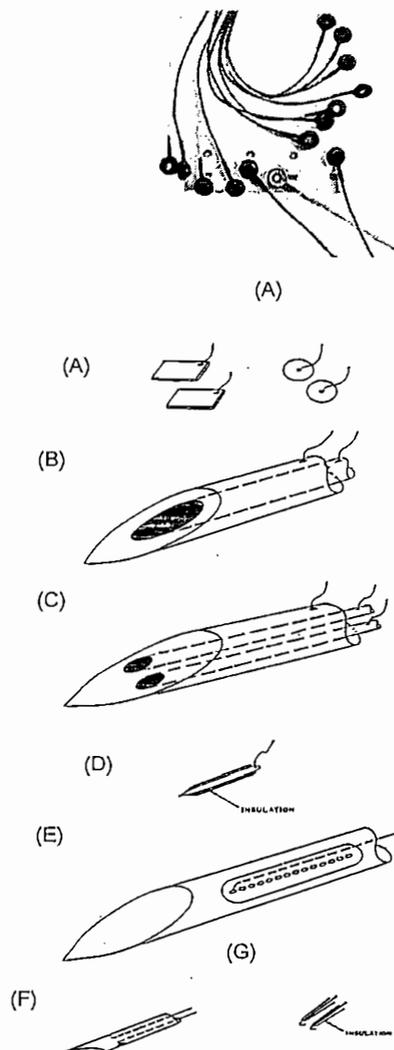
Los electrodos monopolares de aguja son simples agujas de acero inoxidable aisladas con barniz excepto en la punta.

Los electrodos de fibra única o "Janus" consiste en una cánula de acero de unos 0.5 mm de diámetro que puede contener hasta 14 hilos aislados, de platino o plata, y que posee una ventana lateral por la que aparecen las puntas de los hilos. Son electrodos muy selectivos que permiten registrar los potenciales de una o dos fibras.

Los *multielectrodos* llegan a poseer hasta 14 electrodos en su interior, con un diámetro de 0.1 mm. Posee una cánula de 1mm de diámetro.

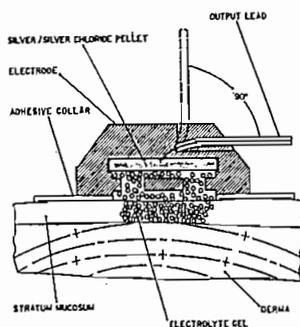
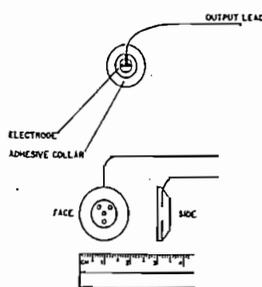
Los *electrodos de alambre flexible* son utilizados cuando se desea extraer la actividad eléctrica muscular durante un examen fisiológico. La flexibilidad de los cables permite la flexibilidad de movimientos, sin ninguna sensación de dolor en el paciente. El número de unidades motoras registradas, depende del diámetro del cable.

El proceso de inserción de los cables en el músculo consiste en primeramente insertar los cables en una aguja hipodérmica, introducir la aguja con el cable en el músculo y cuidadosamente retirar la cánula. Los cables permanecen posicionados dentro del músculo.





(G)



(H)

Figura 1.8 Tipos de Electrodo para Electromiografía

(Tomado de: Electrodiagnosis Of Neuromuscular Diseases, Pág. 55, 56 y de [http:// Rochester Online Store// NoiseFree Bio-Potential Electrodes.com](http://RochesterOnlineStore//NoiseFreeBio-PotentialElectrodes.com))

En la Figura 1.8 expuesta anteriormente, (A) son electrodos de superficie, (B) electrodos de aguja concéntrica, (C) electrodo bipolar de aguja, (D) electrodo monopolar, diámetro de aproximadamente 0.8mm, (E) multielectrodo con 14 electrodos, (F) Electrodo de aguja "Janus", (G) electrodo de aguja flexible presenta una aguja hipodérmica en el centro en forma de gancho con recubrimiento aislante, (H) partes constitutivas del electrodo de superficie.

Con el fin de detectar las señales eléctricas del antebrazo, para reproducir por medio de ellos el movimiento de la mano en la pinza, después de revisar mucha información al respecto y de varias pruebas experimentales realizadas, se logra establecer que es necesario utilizar cinco electrodos de superficie, los que detectan la actividad muscular de pronación, supinación y prensión.

Para este proyecto, los electrodos empleados después de varias pruebas, con distintos electrodos entre ellos: electrodos desechables para electrocardiograma, electrodos de plata - cloruro de plata y electrodos de cloruro de plata y oro, se determina que la mejor señal se obtiene con los electrodos de cloruro de plata y oro. Estos electrodos son de biopotencial con alto rechazo al ruido producidos por Rochester Electro-Medical, Inc presentados en la Figura 1.9 y proporcionan una respuesta más rápida y mejor que con los demás electrodos probados. No se debe olvidar que las señales de EMG del brazo, son mucho más pequeñas que las de ECG y EOG

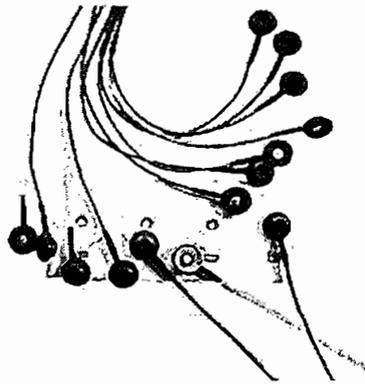


Figura 1.9 Electrodos de Biopotencial de Oro
(Fuente: [http:// Rochester Online Store// NoiseFree Bio-Potential Electrodes.com](http://RochesterOnlineStore//NoiseFreeBio-PotentialElectrodes.com))

1.3.3 COLOCACIÓN DE LOS ELECTRODOS

Para la reproducción de dos movimientos distintos de la mano, se necesita como mínimo, dos señales musculares diferentes [3]. Toda señal precisa una referencia para poder ser medida. Por esta razón se requiere dos electrodos de señal por cada músculo y un electrodo común de referencia, siendo necesario

entonces, cuatro electrodos para las dos señales musculares y uno para la referencia común, sumando un total de cinco electrodos.

Luego de varias pruebas, en distintas posiciones del antebrazo, siempre tratando de obtener la mejor señal de los nervios mediano, radial y cubital, encargados de enviar las señales eléctricas a los músculos pronadores, supinadores, abductores y extensores, se establece que las señales más fuertes, se obtienen, colocando los electrodos en la parte superior del antebrazo.

El electrodo de referencia, o tierra, debe ser colocado en una zona neutral de flujo eléctrico en el cuerpo. Estas zonas se las encuentra generalmente en las prominencias óseas (rodilla, codo, tobillo) [4]. Luego de muchas pruebas se tiene que la mejor referencia para las señales del antebrazo es el codo.

Además, los electrodos de señal deben ser colocados sobre músculos antagónicos de tal manera que se pueda hacer una diferencia entre si, eliminar el ruido de contacto con la piel y ver el cambio que se da en la señal en el cambio de posición [3] [10].

A los electrodos, por lo tanto, se los distribuye de manera, tal como se presenta en la Figura 1.10 en el codo la tierra o electrodo de referencia, los electrodos 1 y 1.2, extraen la señal muscular de giro de la muñeca, el electrodo 1 se coloca en la parte posterior del antebrazo a la altura del músculo supinador corto, el electrodo 1.2 se coloca en la parte anterior del antebrazo sobre el músculo supinador largo y pronador redondo. Los otros dos electrodos permiten ver la actividad muscular al abrir y cerrar la mano, el electrodo 2 en la parte posterior del antebrazo, sobre el músculo abductor del pulgar, y el electrodo 2.2 se coloca en la parte anterior del antebrazo sobre el músculo radial externo y flexor común de los dedos.

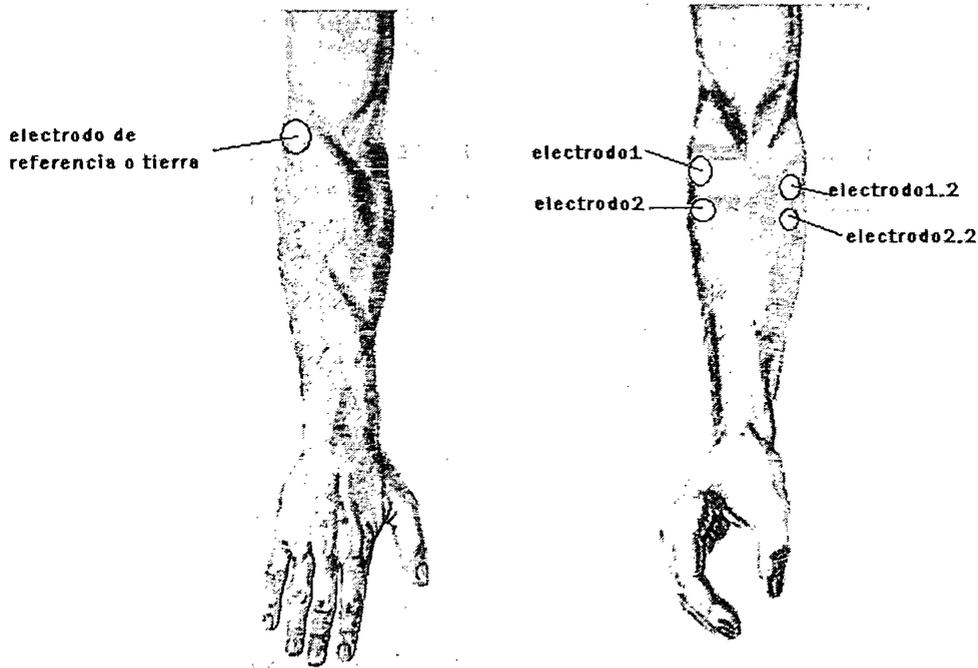


Figura 1.10 Colocación de los Electrodos

Con esta distribución de los electrodos se obtiene una señal muy clara; cabe destacar que deben colocarse en la zona más prominente del músculo y en dirección a las fibras musculares. En esta región la piel debe estar libre de impurezas, por lo que se recomienda limpiar con alcohol. Después de secar, y antes de colocar el electrodo, untar electrolito entre el electrodo y la piel, eliminando la alta impedancia que la piel posee, el potencial de media celda que se genera en la interfaz piel-electrodo y el ruido que se produce por diferentes motivos. Los electrodos deben estar adheridos firmemente para que todo tipo de interferencia sea eliminada [4].

Luego de conocer de la anatomía del antebrazo y la correcta ubicación de los electrodos para extraer las señales neuronales necesarias para el control de la pinza, se puede comenzar a diseñar el hardware con el que se obtiene una señal apta para el control de la pinza robótica.

CAPÍTULO 2

SELECCIÓN DE LA PINZA ROBÓTICA Y SUS COMPONENTES

El propósito de este capítulo es dar a conocer como están constituidos algunos tipos de pinzas que existen en la actualidad, y mediante un análisis basado en que es lo que se desea realizar en el proyecto decidir cual es la pinza que mejor se adapta a las necesidades. Además se presenta una idea clara acerca de que son los servomotores y las galgas, y por qué se utiliza cada uno de estos para realizar el control de la pinza.

Al observar la mano, se puede constatar el mecanismo tan complejo que la forma. Está constituida por varias articulaciones y barras, que permiten el perfecto agarre de un objeto y en todo su conjunto posee aproximadamente 22 grados de libertad.

Por la complejidad de este mecanismo, el objetivo de este proyecto se centró a reproducir dos grados de libertad de la mano, el movimiento de la muñeca y el de la pinza para la sujeción del objeto.

Al momento de diseñar una pinza deben tomarse en cuenta la forma y peso de los objetos a sujetar, así como el tipo de movimiento que harán los dedos. Con esto se puede asegurar una buena sujeción, de tal forma que la pinza no se dañe ni dañe el objeto.

De varios estudios estadísticos realizados, el agarre de un objeto es, en un 60 a 70% reproducido y realizado en modo de pinza de dos dedos y por ello ésta es la aplicación más utilizada a nivel industrial. A nivel de prótesis, la ciencia está buscando construir la réplica exacta de la mano, sin embargo, la pinza a dos dedos también es útil y práctica si el objetivo es la sujeción.

2.1 TIPOS DE PINZA

Las pinzas se clasifican según función del principio de accionamiento de la acción de agarre como:

- Mecánico;
- vacío y acción magnética;
- universal.

Las pinzas mecánicas son aquellas compuestas por dedos para agarrar el objeto y la fuerza de agarre es por contacto y fricción mecánica.

Las pinzas de vacío son compuestas por ventosas y la fuerza de agarre del objeto es producida por la succión en estas.

Las magnéticas son aquellas que sujetan al objeto por una fuerza de acción electromagnética.

Las pinzas universales en general responden a múltiples dedos tratando de imitar la mano humana, o bien los dedos son de materiales deformables que pueden acomodarse a la forma de los objetos.

Según la forma del objeto y por el lugar de éste por donde se agarre, las pinzas pueden ser:

- De acción interna;
- de acción externa.

Esta forma de acción está referida a aquellos objetos que poseen agujeros de los cuales pueden agarrarse, siendo en ese caso de acción interna. En cambio aquellos que no poseen agujeros por donde poder ser agarrados son de acción externa.

Teniendo en cuenta el movimiento de los dedos las pinzas pueden actuar con movimiento de:

- Traslación;
- rotación;
- rototraslación.

En su recorrido de aproximación al objeto, el dedo según el mecanismo de la pinza puede hacerlo con un desplazamiento paralelo a si mismo o mediante uno de rotación respecto a un punto fijo de la pinza. Además, puede utilizarse un movimiento compuesto de rototraslación para el movimiento del dedo.

Teniendo en cuenta los componentes cinemáticos del mecanismo de conducción del dedo, las pinzas pueden tener estructuras específicas de:

- Barras;
- piñón cremallera;
- levas;
- tornillo;
- cable y polea;
- combinación de los anteriores.

Las estructuras de barras pueden ser de dos o tres puntos de articulación o bien juntas de correderas, siendo usado para ambos tipos de movimiento de dedos.

El de piñón cremallera según cual sea el elemento de entrada, puede ser utilizado para lograr movimiento de dedo paralelo o de oscilación.

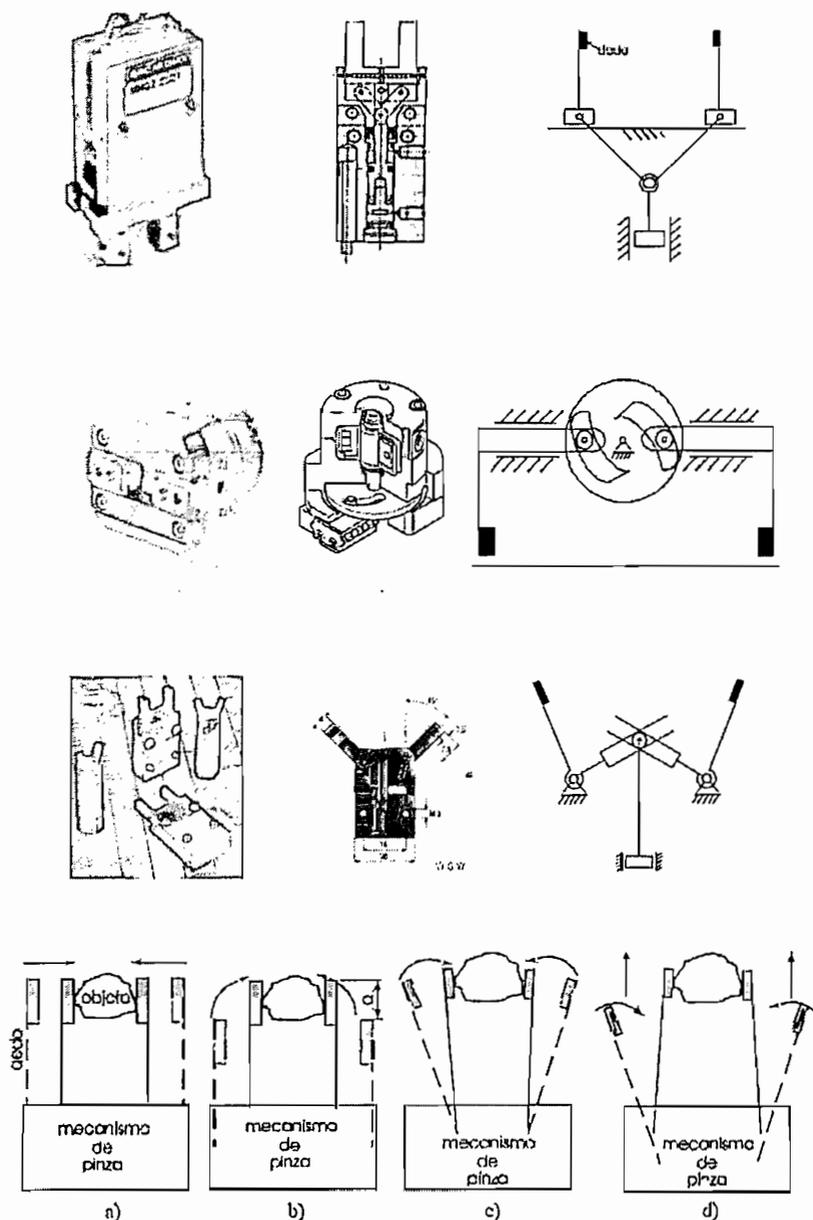
El mecanismo de leva en pinzas es utilizado para movimiento de dedo por traslación actuado en general por un actuador de rotación.

Cuando el mecanismo es compuesto por tornillo solamente, éste es para movimiento de dedo por traslación actuado en general por un actuador de rotación. El mecanismo de la pinza depende también de la fuerza que desea obtener de ella, es por eso que pueden tener diseños muy complejos [5].

Algunos de los tipos de pinzas existentes en el mercado, se presenta a continuación con su diseño mecánico, cinemático y forma externa, de manera que

se pueda distinguir la diferencia existente entre estas pinzas y la pinza controlada por las señales eléctricas del antebrazo. En la Figura 2.1 se pueden observar diferentes tipos de pinzas

PRESENTACIÓN DISEÑO MECÁNICO DISEÑO CINEMÁTICO.



Distintos tipos de movimientos de los dedos: a) traslación paralela; b) traslación en dos direcciones; c) rotación; d) rototraslación.

Figura 2.1 Tipo de Pinzas y Movimiento de los Dedos

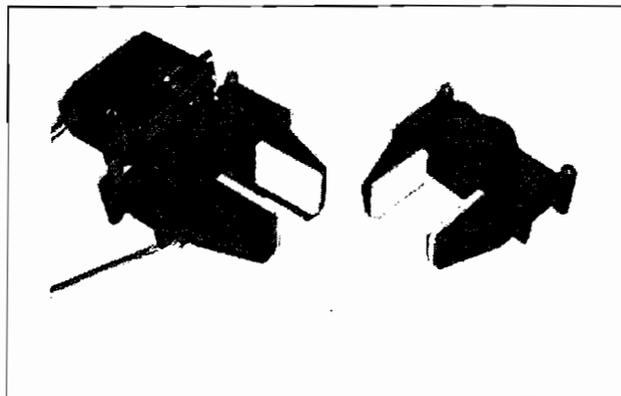
(Tomado de Revista Iberoamericana de Ingeniería Mecánica. Clasificación de mecanismos en pinzas industriales de dos dedos).

Por la facilidad del diseño, la función que va a desempeñar, y la fuerza necesaria para la sujeción de los objetos, la pinza de rotación paralela con mecanismo de conducción por leva es la más útil y fácil de controlar. Consta de dos servomotores tanto para rotación de la muñeca, como para movimiento de los dedos de la misma.

El servomotor de la muñeca, se sujeta por su eje a una ranura mediante tornillo, permitiendo su rotación libre hasta 180 grados, más que suficiente para reproducir, desde el punto de vista práctico el movimiento de la muñeca de la mano humana. El segundo servomotor es el encargado de la traslación de los dedos. Sujeto su eje a una leva permite la apertura y cierre de los dos dedos simultáneamente, mediante rotación de su eje, de 0 a 180 grados asegurando la sujeción del objeto.

Analizando el propósito demostrativo de este primer esfuerzo por controlar mioeléctricamente una pinza, se seleccionó este tipo de pinza como el ideal para el presente trabajo. A continuación, la disyuntiva fue construir o comprar la pinza. Después de comprobarse la dificultad mecánica para construirla se optó por comprarla para de esta forma más bien dirigir nuestro esfuerzo en la parte electrónica y lógica para su control.

A continuación en la Figura 2.2 se presenta el esquema básico de la pinza utilizada y las partes que la conforman.



(Tomado del catálogo de la página Web imagesco.com)

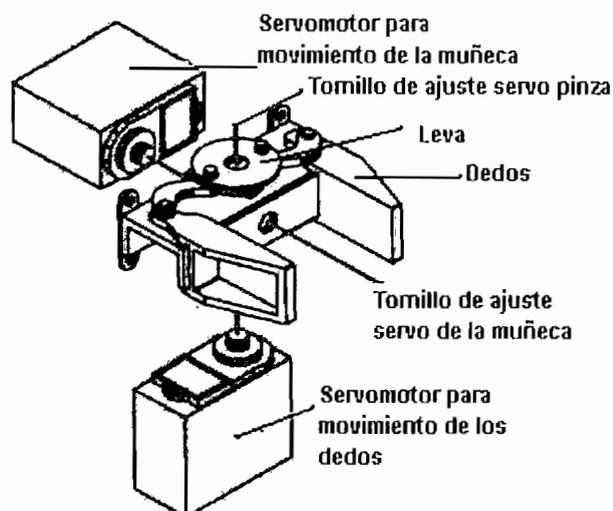


Figura 2.2 Pinza utilizada, Componentes.

2.2 GRADOS DE LIBERTAD

Los grados de libertad son los parámetros que se precisan para determinar la posición y la orientación del elemento terminal del manipulador. También se pueden definir, como los posibles movimientos básicos (giratorios y de desplazamiento) independientes. Un mayor número de grados de libertad conlleva un aumento de la flexibilidad en el posicionamiento del elemento terminal.

El número de grados de libertad (GDL) de un sistema es el número de parámetros independientes que se necesitan para definir unívocamente su posición en el espacio en cualquier instante.

En el plano se requiere de tres parámetros (GDL): dos coordenadas lineales (x , y) y una coordenada angular (q).

En el espacio se requiere de seis GDL: tres distancias (x , y , z) y tres ángulos (q , f , r).

Sin duda, una de las principales características que definen a los robots la constituye los "grados de libertad" que posea. Hablar de "grados de libertad" equivale a decir número y tipo de movimientos del manipulador [6] [7].

Observando los movimientos del brazo y de la muñeca, se puede determinar el número de grados de libertad que presenta un robot. Generalmente, tanto en el brazo como en la muñeca, se encuentra una variación que va desde uno hasta los tres grados de libertad.

A la muñeca de un manipulador le corresponden los siguientes movimientos o grados de libertad: giro, elevación y desviación como lo muestra la Figura 2.3.

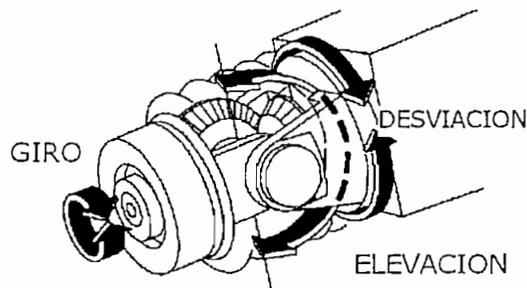


Figura 2.3 Grados de Libertad de la Muñeca
(Tomado de robótica industrial de la página Web monografias.com)

Los robots están formados por articulaciones. Las articulaciones permiten el movimiento relativo entre los sucesivos eslabones (Ver Figura 2.4).

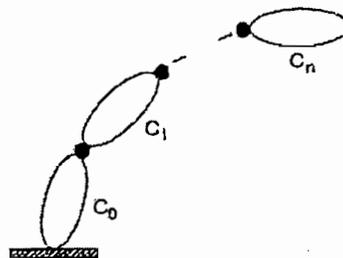


Figura 2.4 Eslabones Sucesivos
(Tomado de estación robótica para ensamblaje de la página Web monografias.com)

Existen diferentes tipos de articulaciones, las cuales se pueden observar en la Figura 2.5. Estas representaciones son las más utilizadas en robótica.

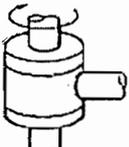
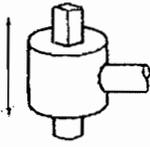
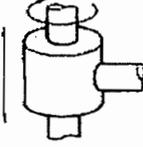
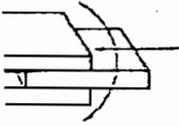
ESQUEMA	ARTICULACIÓN	GRADOS LIBERTAD
	ROTACIÓN	1
	PRISMÁTICA	1
	CILÍNDRICA	2
	PLANAR	2
	ESFÉRICA (RÓTULA)	3

Figura 2.5 Tipos de Articulaciones Robóticas
(Tomado de estación robótica para ensamblaje de la página Web monografias.com)

Con referencia a la Figura 2.5, la articulación de rotación suministra un grado de libertad consistente en una rotación alrededor del eje de la articulación. Está articulación es la más empleada. En la articulación prismática el grado de libertad consiste en una traslación a lo largo del eje de la articulación. En la articulación cilíndrica existen dos grados de libertad: una rotación y una traslación. La articulación planar está caracterizada por el movimiento de desplazamiento en un plano, existiendo por lo tanto, dos grados de libertad. Por último, la articulación esférica combina tres giros en tres direcciones perpendiculares en el espacio.

Los grados de libertad son el número de parámetros independientes que fijan la situación del órgano terminal. El número de grados de libertad suele coincidir con el número de eslabones de la cadena cinemática.

La pinza seleccionada para el proyecto, permite la rotación de la muñeca y la apertura y cierre de los dedos, sumando dos grados de libertad, por rotación y traslación [7].

2.3 LOS SERVOMOTORES

Son motores eléctricos de corriente continua que operan con una fuente de voltaje de 5 voltios y pueden girar un ángulo de 180° , suficiente para lograr el giro de la muñeca de la pinza o mover los dos dedos para lograr la sujeción. Su control se realiza mediante señales PWM, y variando el ancho de pulso de las mismas, se comanda el control interno del motor que indica la posición deseada. En su interior, un servomotor está conformado por los componentes que se muestran en la Figura 2.6.

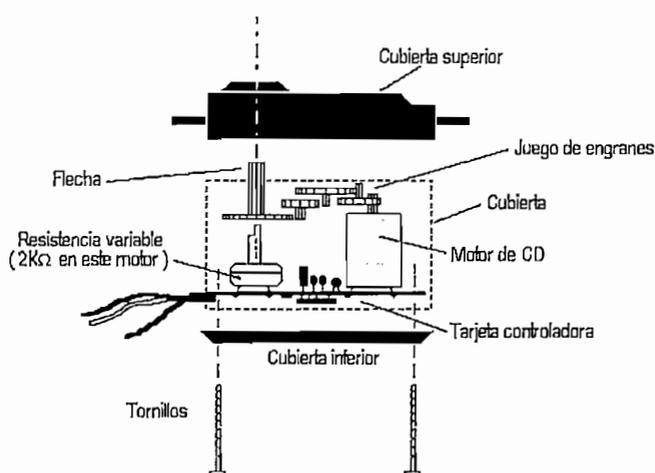


Figura 2.6 Partes de un Servomotor
(Tomado de Servomotores de la página Web creaturoides.com)

Cubierta superior e inferior, que recubre las partes internas del motor.

Juego de engranajes que permiten el movimiento de la flecha o eje del motor según el control.

La flecha o eje, es el actuador del motor. Es el encargado de mover la pieza u objeto que se encuentre unido a él, éste se moverá el ángulo especificado por el control.

La tarjeta controladora es la encargada de indicar cuantas vueltas debe girar el motor para acomodar la flecha en la posición indicada.

La resistencia variable está sujeta a la flecha, y mide hacia que posición está rotada en todo momento. Es así como la tarjeta controladora sabe hacia dónde mover al motorcito.

El motor de DC es el encargado de mover los engranajes hasta la posición deseada [8].

Los motores utilizados para mover la pinza son marca HOBBICO y sus características técnicas son las siguientes:

Especificaciones del Servomotor

HOBBICO HCAM0191

COMMAND

CS-70MG METAL GEARED

SUPER TORQUE 2BB SERVO con conector universal

Alimentación	4.8 V	6.0 V
Velocidad a 60 Hz	0.24 sec	0.20 sec
Peso	106.7 oz-in (7.7kg-cm)	133.3 oz-in (9.6kg-cm)

Tabla 2.1 Especificaciones del Servomotor

Dimensiones: 1.59"x0.77"x1.48" (41x20x38 mm)

Pulso de señal: control de pulso positivo, 1520 us neutral

Aplicaciones Típicas: Para aplicaciones donde se necesita un alto torque y fuerza, para sujetar y girar objetos. El reducido tamaño hace más fácil su instalación dentro de espacios reducidos.

- Al ser el conector universal, es compatible con Futaba J, Hitec, Airtronics Z y JR receivers.

- Para la captura de objetos se tiene velocidad óptima, precisión, ancho de banda estrecho, reacción violenta mínima y confiabilidad.
- Está diseñado para tener alta confiabilidad en ambientes con alta vibración.
- Además del motor, éste viene con otras piezas que pueden ser utilizadas en algunas aplicaciones.

El servomotor se controla a través de una señal de pulso PWM. Posee tres cables, el de alimentación (rojo) que se lo conecta a 5 voltios, el cable de tierra (negro) y el de control, por el cual se ingresan los pulsos (amarillo). Trabaja perfectamente a una frecuencia de 60hz y lo que se debe variar es la relación de trabajo, según el ángulo al que se necesita mover. Puede variar desde 1 milisegundo para los cero grados hasta los 2 milisegundos, en los que se logra un giro de 180°.

2.4 GALGAS

Con el fin de simular el sentido del tacto, correspondiente a la mano humana, se decide añadir a los dos dedos de la pinza robótica galgas, las mismas que al entrar en contacto con el objeto a sujetar, o por el cierre total de los dedos de la pinza, permiten advertir la presencia del objeto entre los dedos.

Las galgas extensiométricos son sensores resistivos, usados para medir fuerza, presión, aceleración y vibración. Consiste en una matriz de bobinas o cable muy fino, el mismo que varía su resistencia linealmente, al aplicar una fuerza o presión externa al dispositivo.

Las galgas se deben adherir a cada dedo por medio de una pega especial para galgas. Esta pega estabiliza a la galga; es decir, mantiene el valor de resistencia nominal dado por el fabricante, el mismo que cambia, al aplicar presión sobre ella según el factor de galga, y además mantiene las cualidades y propiedades de la galga en la medición.

Materiales de construcción.

Las galgas son fabricadas de diferentes materiales:

Constantán.- Es una aleación de cobre y níquel. Este es un material estándar para galgas, en términos de efectividad, costo y funcionamiento. El factor de galga con este material es de alrededor de 2. Para alta confiabilidad, el uso de una resistencia de níquel es necesaria para la compensación de temperatura en la respuesta del sensor.

Modco.- Es una aleación de níquel y cromo; mucho más costosa que el constantán, con mayor resistencia específica, y usada en la fabricación de galgas con alto valor de resistencia. El factor de galga con este material es de alrededor de 2.2 por lo que se obtiene mayor cambio en la salida del transductor.

Níquel.- Este material es usado en la fabricación de la lámina base de resistencia, para la compensación de la temperatura en el punto cero y en la medición del transductor.

Las galgas utilizadas en la pinza son de la serie SG cuyo material de fabricación es constantán, con un factor de galga de 2.3 construidas por OMEGA. Todas sus características y diferencias existentes con otro tipo de galgas se presentan a continuación en la Tabla 2.2 y Tabla 2.3" [9].

Galgas Extensométricas Omega

Cuadro de Especificaciones

	SG SERIES
<p>Las galgas extensométricas son construidas para ser incrustadas en algún elemento el cual posteriormente servirá como artefacto de medida.</p> <p>Medida de la lámina Material Espesor del sustrato Espesor de la cubierta Dimensiones en (mm) [pulgadas]</p>	<p>Grueso de la lámina de Constantán 5 μm Polyimide 50 μm 25 μm (30 largo x.05 espesor x 3 ancho) [1.2 largo x .002 espesor x .012 ancho]</p>
<p>Resistencia nominal Tolerancia de la resistencia por paquete Factor de la galga ($\mu\Omega/\mu\Omega$) (Valor actual impreso en cada paquete) Tolerancia del factor de la galga por paquete</p>	<p>0,5% Aproximadamente 2.0 1.0%</p>
<p>Propiedades térmicas Temperatura de referencia Temperatura de servicio: Medida estática Medida dinámica Características de temperatura: Acero Aluminio Descompensado Rango compensado de temperatura Tolerancia de la temperatura de compensación</p>	<p>23°C/73°F -30 to 250°C (-22 to 482°F) -30 to 300°C (-22 to 572°F) 11 ppm°C (6.1 ppm°F) 23 ppm°C (12.8 ppm°F) ± 20 ppm°C (± 11.1 ppm°F) -5 to 120°C (5 to 248°F) 1 ppm°C (0.5 ppm°F)</p>
<p>Propiedades mecánicas Tensión máxima Histéresis Fatiga (en $\pm 1500 \mu\epsilon$) Radio de curvatura más pequeño Sensitividad transversal</p>	<p>3% o 30,000 $\mu\epsilon$ Insignificante > 10,000,000 ciclos 3 mm (1/8 pulg.) -----</p>

Tabla 2.2 Especificaciones de la Galga

Tipo	Modelo	Precio por paquete de 10	Resistencia nominal (Ω)	Dimensiones de la celda (mm)				Voltaje máximo permitido para la energización (Vrms)	Figura	
Encapsulado con cintas de metal flexible (Accesorios terminales son usados para sujetar más fuertemente el cable de la galga a las cintas flexibles)	SG-1.5/120-LY11	\$49	120	1.5	1.1	4.8	3.5	2.5	1	
	SG-2/350-LY11	55	350	2.0	1.8	7.5	4.5	4	2	
	SG-3/120-LY11	55	120	3.0	1.5	8.0	4.0	4	3	
	SG-3/350-LY11	55	350	3.0	2.5	8.0	6.0	8	3	
	SG-6/120-LY11	70	120	6.0	3.0	12.5	6.0	9	4	
	SG-7/350-LY11	79	350	7.0	3.5	14.0	8.0	15	4	
	LY11 Características de temperatura para acero	SG-7/1000-LY11	145	1000	7.0	3.8	12.0	6.0	20	4
		SG-13/1000-LY11	125	1000	13.5	5.5	24.0	12.0	30	5
	LY13 Características de temperatura para aluminio	SG-1.5/120-LY13	49	120	1.5	1.1	4.8	3.5	3	1
		SG-2/350-LY13	55	350	2.0	1.8	7.5	4.5	5	2
	SG-3/120-LY13	55	120	3.0	1.5	8.0	4.0	6	3	
	SG-3/350-LY13	55	350	3.0	2.5	8.0	6.0	8	3	
	SG-6/120-LY13	70	120	6.0	3.0	12.5	6.0	10	4	
	SG-7/350-LY13	79	350	7.0	3.5	14.0	8.0	15	4	
	SG-7/1000-LY13	145	1000	7.0	3.8	12.0	6.0	20	4	
	SG-13/1000-LY13	125	1000	13.5	5.5	24.0	12.0	30	5	

Tabla 2.3 Características de la Galga

(Tomado de Cuadro de Especificaciones de la página Web omega.com)

2.4.1 PREPARACIÓN Y TIEMPO ESTABLECIDO PARA EL CORRECTO FUNCIONAMIENTO DEL PEGAMENTO PARA LA GALGA

La polimerización del pegamento se produce por la reacción catalítica de la humedad absorbida desde el aire. Las condiciones más favorables están dadas para una humedad relativa de entre 40 % y 70 %. En el caso que la humedad relativa sea menor al 30 %, la reacción se retarda completamente e incluso en algunos casos se detendrá por completo. Si la humedad supera el 80 % las fuerzas internas del pegamento hacen que se reduzca la extensibilidad máxima de éste y no funcione de una manera adecuada. Siempre se debería asegurar de una u otra forma que la humedad relativa se encuentre entre los valores límites de 30 % y 80 % y no se excedan de estos valores.

Una adherencia completa en un tiempo dado se logra con capas delgadas de pegamento. Capas gruesas hacen que la adherencia sea más lenta y algunos casos ésta sea incompleta; además las superficies demasiado rugosas son inadecuadas.

La rapidez con la que se obtenga la adherencia dependerá de las condiciones químicas del material donde va a ser pegada la galga. Materiales alcalinos aceleran la polimerización, mientras que materiales ácidos no sólo la retardan sino que además pueden hacer que ésta se detenga por completo (en este último caso, un neutralizador debería ser utilizado). En la Tabla 2.4 se pueden observar valores de tiempo establecidos para el pegado para diferentes materiales a una temperatura de 68 °F (20 °C) y una humedad relativa de 65 %. Después de este período de tiempo, la adherencia estará completa y los cables pueden soldarse a las terminales de la galga. Sin embargo las medidas pueden ser tomadas después de los períodos citados en la Tabla 2.5.

Material	Tiempo Establecido
Acero	60 a 120 segundos
Aluminio	50 a 100 segundos
Plástico	10 a 60 segundos

Tabla 2.4 Tiempo mínimo Establecido para el Pegamento

Tipo de Medida	Tiempo	
	En 41 °F (5°C)	En 68 °F (20°C)
Dinámica	90 minutos	10 minutos
Estática	120 minutos	15 minutos

Tabla 2.5 Tiempo Mínimo para realizar las Mediciones

2.4.2 PREPARACIÓN DE LA SUPERFICIE PARA COLOCAR LA GALGA

El objetivo de la preparación de la superficie es crear una superficie plana la cual pueda ser humedecida. Los siguientes pasos se pueden seguir o dejar pasar alguno dependiendo de la pieza de prueba.

a) Limpieza

Oxido, pintura y otros contaminantes deberían ser removidos del área de prueba y sus alrededores.

b) Superficies planas

Huecos, superficies levantadas, rayas y otras imperfecciones deberían ser removidas lijando, puliendo las superficies o utilizando otros métodos adecuados.

c) Desengrase

La elección de un agente de limpieza depende de la naturaleza de la contaminación y si la superficie está bastante afectada o no. Comúnmente muchos desengrasantes poderosos son utilizados como por ejemplo el freón.

La superficie a ser limpiada debería ser lavada con paños de gasa remojada en algún solvente. Un tratamiento inicial debería cubrir un área más grande de lo que se requiere. Cada limpieza debe realizarse con un nuevo paño de gasa, lo cual hará que la superficie vaya limpiándose progresivamente y evitar que pequeñas partículas de suciedad sean introducidas nuevamente desde los bordes de la superficie tratada. Después que la superficie se enjuaga, ésta se queda con una capa de agua en la superficie. La superficie debe ser secada con un pañuelo desechable o mediante calor.

Nota: El solvente debería estar químicamente limpio y no debería tener residuos. El solvente no debe ser utilizado directamente desde su envase. Una cantidad de éste debería ser colocada en un recipiente. El líquido sobrante nunca se lo debe regresar al envase. Un paño ya utilizado para la limpieza no se debería volver a introducir por segunda vez en el recipiente que tiene el solvente que se está utilizando.

d) Superficies Rugosas

La adherencia entre las partes pegadas depende de la adherencia del cemento con la superficie remojada por éste. La rugosidad en la superficie mejorará la

adherencia por el incremento de la superficie activa. Papel lija debería ser movido en círculos con el fin de evitar alguna dirección de las ranuras. Estar seguro de utilizar papel lija fresco de un grado que encaje con la dureza de los materiales utilizados, por ejemplo para el acero un grado de 80 a 180; para el aluminio un grado de 220 a 360. Si la rugosidad llega a ser demasiado grande, burbujas de aire podrían ser formadas las cuales evitan un pegado efectivo. El material debería estar absolutamente libre de grasa y aceite.

e) Limpieza Delicada

Toda la suciedad y polvo resultante del procedimiento anterior debería ser removida cuidadosamente. Esto se logra con paños de gasa remojados en algún solvente. Cada paño debería ser sostenido por unas pinzas limpias, además este debería ser utilizado una sola vez. Pequeñas suciedades podrían ser removidas con papel desechable, manteniendo seca el área limpiada y además no respirar sobre esta área ni tocarla con los dedos.

Para evitar con frecuencia una nueva oxidación, un tratamiento mecánico o químico de la superficie debería realizarse previo a la adherencia.

2.4.3 PREPARACIÓN DE LA GALGA

Previo a la colocación de la galga muchos prefieren soldar los cables de conexión con las terminales de la galga, pero otros prefieren lo contrario.

El lado que se va a pegar de la galga debería ser cuidadosamente limpiado. La humedad residual debería ser secada mediante calor del aire o calor radiante. Durante este proceso la galga debería ser sujeta con pinzas.

2.4.4 PEGADO DE LA GALGA

Debido al pequeño tiempo que se tiene para que se seque el pegamento, no es posible volver a alinear la galga a otra posición una vez que se ha empezado el proceso de pegado.

El ancho de la galga debería ser extendido por medio de cinta adhesiva pegada a la parte superior de la galga. Si los cables van a ser soldados luego de haber pegado la galga, entonces es necesario proteger los terminales que se van a soldar con cinta adhesiva.

La galga es colocada sobre la superficie limpia y es cuidadosamente alineada, la parte que sobresale de la cinta adhesiva es presionada sobre la superficie (con pinzas). Esto da como resultado que la galga sea colocada a manera de bisagra lo cual permite que ésta se pueda levantar para poder ser alineada antes de colocar el pegamento. En la Figura 2.7 se puede observar como se alinea la galga.

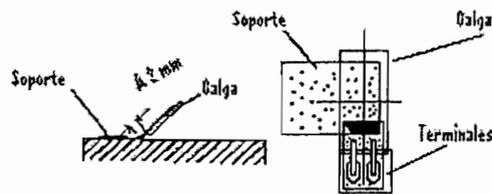


Figura 2.7 Alineamiento de la Galga

(Tomado de SG401 and SG496 Rapid Cure Strain Gauge Adhesives User's Guide)

Levantar la galga para descubrir el área en donde se la va a pegar. Cortar una pequeña lámina de teflón. Si el área de adherencia es mayor a 0.6 pulgadas (15 mm) de ancho, cortar el teflón de forma diagonal. Colocar una gota de pegamento sobre la superficie. Distribuir el pegamento en una delgada capa uniforme y luego presionar ligeramente la lámina de teflón hacia abajo como se muestra en la Figura 2.8. Utilizar una pequeña presión como sea posible porque el pegamento se secará inmediatamente si la presión es demasiado grande.

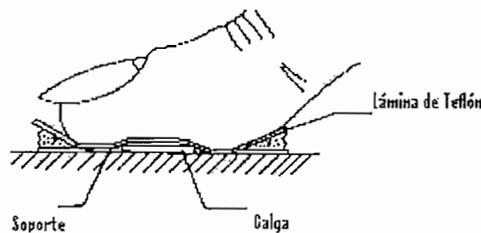


Figura 2.8 Pegado de la Galga

(Tomado de SG401 and SG496 Rapid Cure Strain Gauge Adhesives User's Guide)

Materiales ácidos retardan o evitan el procedimiento de adherencia. Si la superficie a ser pegada es ácida colocar una capa delgada de neutralizador sobre la superficie de pegado de la galga y permitir que ésta se seque.

La galga se suelta cuidadosamente sobre la superficie y se cubre con la lámina de teflón. Presionar la lámina de teflón sobre la parte de la galga en la que se colocó la cinta adhesiva hasta que pase el tiempo recomendado en la tabla 2.4. Después de unos pocos minutos, remover la capa de teflón y cuidadosamente soltar las conexiones de la galga del adhesivo. El grosor de la capa si ésta está correctamente adherida es de 8 micrómetros \pm 20 %. Después de la colocación remover la cinta adhesiva en un ángulo agudo.

2.4.5 SOLDADURA DE LOS CABLES DE CONEXIÓN

Soldar los terminales y asegurarse que todo esté en el lugar correcto con pegamento o de una forma mecánica (Ver la Figura 2.9). Después que se haya soldado revisar todo y eliminar los residuos que pueda haber.

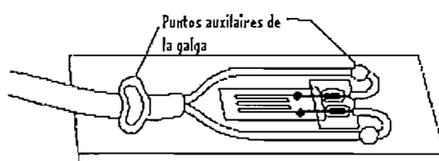


Figura 2.9 Galga y Cables de Conexión
(Tomado de SG401 and SG496 Rapid Cure Strain Gauge Adhesives User's Guide)

Una cobertura debería ser usada para proteger la galga de los efectos ambientales. Realizar la protección de la galga como se muestra en la Figura 2.10, al menos 0.8 pulgadas (20mm) de cable.

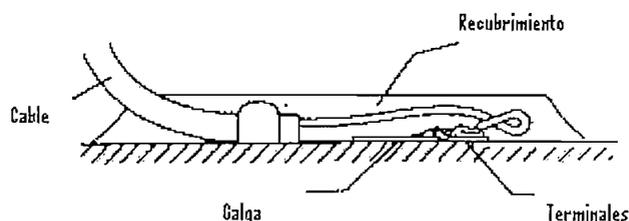


Figura 2.10 Recubrimiento de la Galga
(Tomado de SG401 and SG496 Rapid Cure Strain Gauge Adhesives User's Guide)

2.4.6 ALMACENAMIENTO DEL PEGAMENTO

Guardar el envase del pegamento en una posición vertical, para evitar que el pegamento se gotee y la tapa del envase se quede atorada y no se pueda volver a destapar.

Proteger el pegamento del calor, humedad y los rayos solares. Guardarlo en un lugar fresco y seco.

Un almacenaje virtualmente ilimitado se puede lograr si el pegamento es guardado en congelación a 5°F (-15°C). Previo al uso del pegamento es necesario descongelarlo a la temperatura ambiente. Luego de su uso nuevamente se lo puede congelar sin que afecte esto al pegamento.

2.4.7 MEDIDAS DE SEGURIDAD QUE SE DEBEN TENER RESPECTO AL PEGAMENTO

El pegamento por si solo no produce daños serios en las personas, pero el contacto con la piel debería ser evitado. Se debería usar gafas protectoras. Si existe contacto con los ojos, se debería utilizar inmediatamente agua para enjuagarlos. Se debería consultar un médico para asegurarse que ningún daño haya sucedido.

Todo el análisis que se realizó acerca del funcionamiento de los servomotores y galgas, y sus características permitieron llegar a la conclusión de que estos dispositivos son una buena alternativa para realizar el control de la pinza. Además, con el estudio realizado acerca de cómo están conformados los diferentes tipos de pinzas y la complejidad que tienen éstas para ser construidas, y/o controlarlas se llegó a la conclusión que lo mejor era comprar una pinza de acuerdo a las necesidades requeridas, antes que intentar construirla lo que exigía de habilidades, destrezas y herramientas mecánicas que nos apartaban del objetivo del proyecto innecesariamente.

CAPÍTULO 3

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL HARDWARE DEL SISTEMA

En este capítulo se detalla cada uno de los procedimientos para el diseño y construcción del hardware del sistema.

Las señales neuronales que se extraen del antebrazo son muy pequeñas y contaminadas por el ruido generado debido el contacto piel electrodo, el ruido de radio frecuencia y ruido de fuentes externas. Las señales además tienen un rango de frecuencia de aproximadamente 2Hz hasta 10KHz, obteniéndose las señales de variación más fuerte en un rango de 50Hz a 350Hz [10]; por tanto es necesario amplificar y filtrar la señal para que tenga los parámetros adecuados útiles en el control de la pinza robótica.

Al mover la mano las señales neuronales varían su amplitud y frecuencia entonces es necesaria una etapa que logre diferenciar estos cambios. De esto se encarga la etapa de procesamiento de la señal neuronal, la misma que convierte la señal enviada por una persona al mover la mano en la señal de control de los motores de la pinza.

Consta además de una etapa de acondicionamiento para la señal de las galgas utilizadas como sensores táctiles que permiten la sujeción correcta de distintos objetos.

Todo el sistema utiliza fuentes de polarización de $\pm 5 V_{DC}$ y puede alimentarse ya sea por dos baterías de 9v o fuente continua de 9 voltios por lo que es necesaria la etapa de regulación de las fuentes de alimentación con las respectivas protecciones de sobrevoltaje.

En resumen, el sistema consta de:

- Etapa de regulación de las fuentes de polarización
- Etapa de acondicionamiento de la señal neuronal.

- Etapa de acondicionamiento de la señal de las galgas.
- Etapa de procesamiento de la señal neuronal y control de los motores.

3.1 FUENTES DE POLARIZACIÓN

El integrado utilizado para las etapas de amplificación, filtrado y comparación utiliza fuentes de polarización de $\pm 5V_{DC}$.

El sistema utiliza baterías alcalinas estándar, de 9 voltios cada una, una para la fuente de polarización positiva y la otra para la fuente negativa.

El microcontrolador usa solamente una fuente de polarización positiva de 5 voltios al igual que los demás integrados.

Por esta razón, es necesario un circuito que permita disminuir el valor de voltaje de nueve voltios a cinco voltios y además indique el estado de las baterías.

Adicionalmente, se puede conectar a fuentes externas, si es necesario, hasta el reemplazo o carga de baterías, cuando éstas se consuman por el uso.

El circuito implementado consta de dos transistores, que entran en corte cuando el voltaje de las baterías es menor que su voltaje de mantenimiento.

Para que las baterías funcionen en óptimas condiciones deben conservar un voltaje, denominado de flotación, generalmente del 10 por ciento mayor a su voltaje nominal (en este caso 9.9v aproximadamente) y mantiene su vida útil hasta que este voltaje disminuye en un 25 por ciento menos al voltaje nominal. Es así que mientras las baterías de nueve voltios conserven un voltaje de 6.75 voltios en su interior, el sistema funcionará sin problemas. Con un voltaje bajo este nivel, el sistema no funciona.

Si se asume un valor de resistencia entre base y tierra de $2.7K\Omega$, entonces se debe calcular la resistencia que va desde la batería a la base, para que el voltaje base – emisor sea superior a 0.6 voltios, de manera que el transistor esté en saturación mientras la batería esté completamente cargada y entre en corte

($V_{BE} = 0.6v$) cuando la batería esté descargada y en el valor límite de voltaje de mantenimiento, para que pueda ser reemplazada.

Realizando los cálculos correspondientes se tiene:

$$0.6v = \frac{6.75v * 2.7K\Omega}{R + 2.7K\Omega}$$

$$R = \frac{6.75v * 2.7K\Omega}{0.6v} - 2.7K\Omega$$

$$R = 27.675K\Omega \rightarrow \text{Potenciómetro de } 50K\Omega$$

El diodo LED soporta una corriente de 12mA, por tanto, para el circuito la resistencia necesaria es:

$$12mA = \frac{9V}{R_{LED}} \quad R_{LED} = 750\Omega$$

Con el fin de regular la fuente a 5V, se coloca un regulador de voltaje, el LM7805, para la fuente de polarización positiva y el LM7905 para la fuente negativa, el mismo que se conecta a través de un opto acoplador. Después del regulador se utilizan diodos zener, como protección de sobrevoltaje, y de ahí se distribuye a cada uno de los pines de polarización de los integrados y microcontroladores del circuito implementado.

La Figura 3.1 muestra el diagrama esquemático del circuito utilizado para la regulación del voltaje de la fuente de polarización.

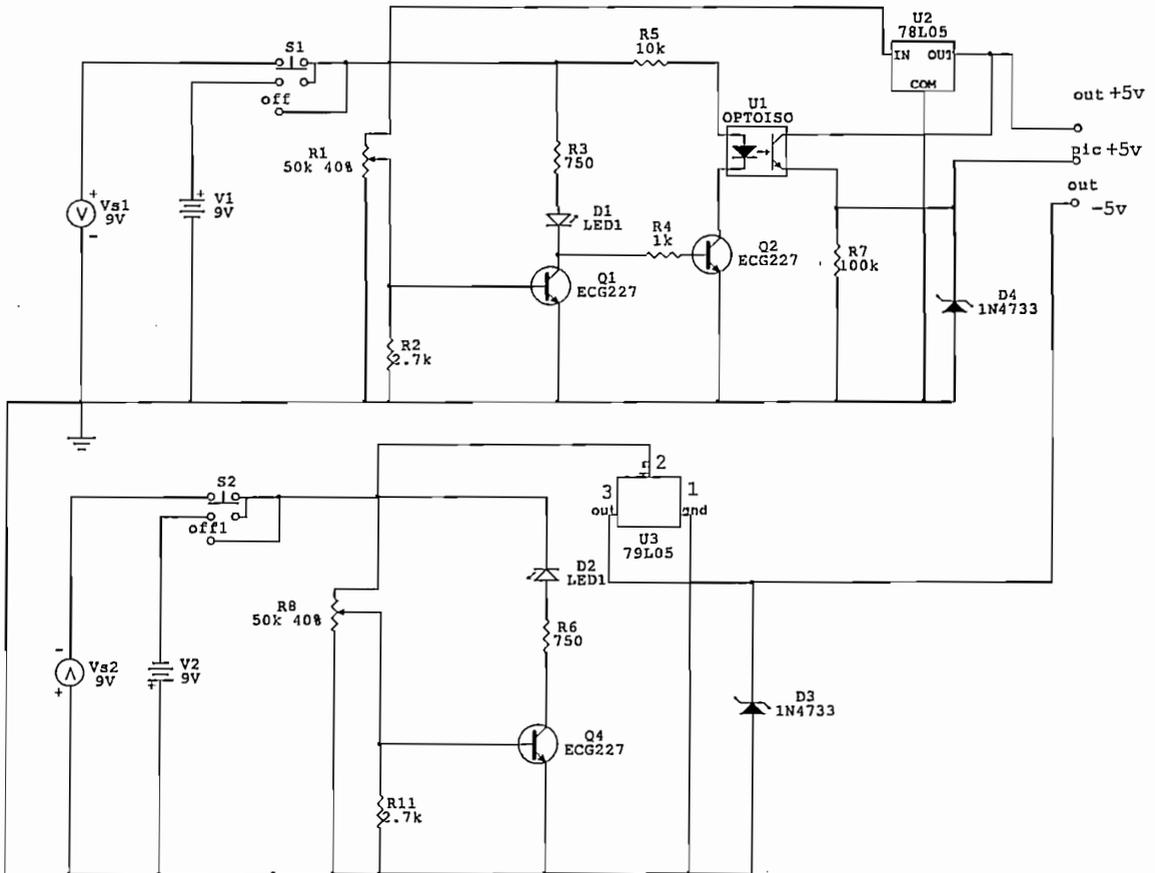


Figura 3.1 Diagrama Esquemático del Regulador de Fuente de Polarización

3.2 DISEÑO DE LAS ETAPAS DE AMPLIFICACIÓN Y FILTRADO PARA LA SEÑAL NEURONAL DEL ANTEBRAZO

3.2.1 DISEÑO DE LA ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

Las señales EMG, son realmente pequeñas, están en el orden de los 0.003mv a 5mv; por lo tanto, es necesaria la amplificación de la señal. En un inicio se implementó un amplificador de instrumentación con varios amplificadores TLC272, que es un amplificador de precisión; sin embargo, no fue la mejor opción debido al alto nivel de contaminación que afecta a la señal por el ruido de alta frecuencia, el ruido de las fuentes de polarización, el generado por el contacto electrodo piel, entre otros, que saturan al integrado y no permite apreciar la señal del músculo.

Por esta razón, se utiliza para amplificar la señal, un amplificador de instrumentación existente en el mercado, el INA129, fabricado por la Texas Instruments; con alto rechazo en modo común (120db min. para $G > 100$), entrada diferencial con alta impedancia y alta ganancia, el mismo que entre sus múltiples aplicaciones es utilizado para instrumentación biomédica.

La ganancia de este amplificador se calcula mediante la fórmula $G = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G}$

[12], donde R_G determina la ganancia que se le desea dar al amplificador, conectándola entre los pines 1 y 8 del integrado. La máxima ganancia es de 10000, y en su interior posee la estructura completa de un amplificador de instrumentación, con protección de sobrevoltaje, dos fuentes de polarización, entrada diferencial, y referencia de voltaje tal como se muestra en la Figura 3.2.

Aunque los electrodos utilizados eliminan en mínima parte el ruido, éste sigue siendo un problema en la primera etapa de amplificación. Por ello, la ganancia de esta etapa no es muy alta.

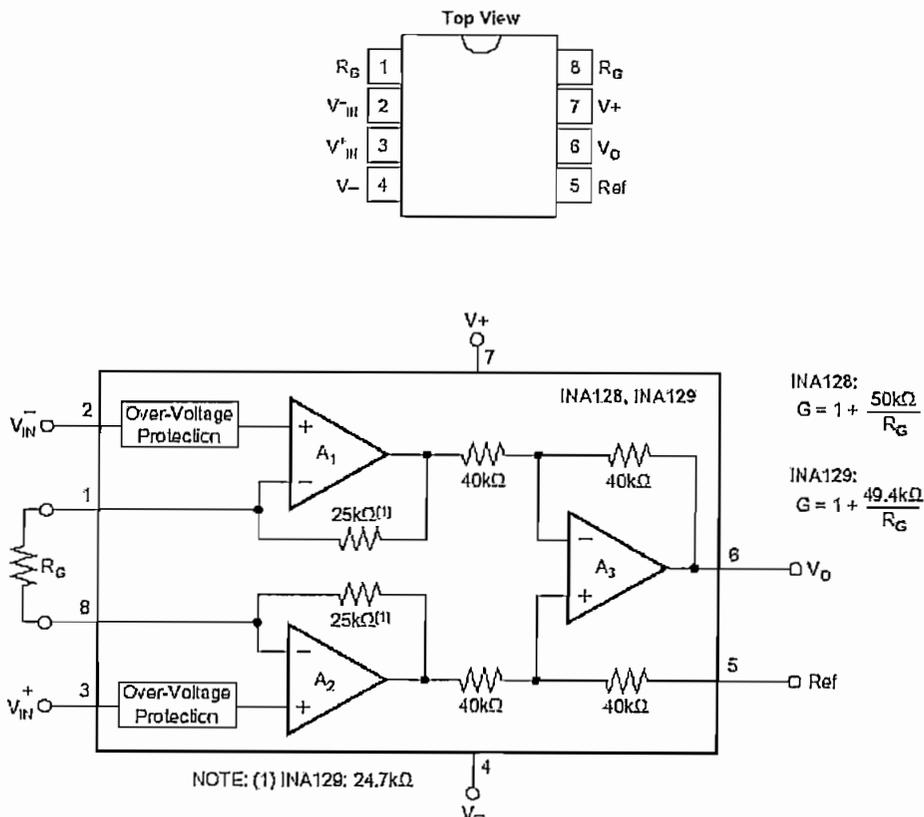


Figura 3.2 Diagrama de Pines y Circuito Interno del INA129 [12]

Para las dos señales musculares, los circuitos implementados tienen la misma configuración electrónica, diferenciándose únicamente en las ganancias de cada señal, ya que la señal de control para la pinza es mucho más fuerte y notoria que la señal enviada para el movimiento de la muñeca (la señal de pinza tiene una amplitud de 1.6 veces mayor que la señal de movimiento de muñeca).

Se utiliza dos etapas de amplificación para cada señal una al inicio donde se ingresan las señales extraídas desde los electrodos y otra después de los filtros activos pasa bajos y pasa altos.

La señal del movimiento de muñeca se amplifica 42 veces en la primera etapa con el amplificador de instrumentación INA129 cuya configuración interna se indica en la Figura 3.2 y al que rige la ecuación:

$$V_o = \frac{R_5}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) (V_1 - V_2) \quad 3.1$$

Donde:

$$(V_1 - V_2) = V_{in}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = G$$

$$R_5 = R_3 = 40K\Omega; \quad R_2 = R_G \text{ y } R_1 = 24,7K\Omega$$

Entonces:

$$G = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G} \quad 3.2$$

Utilizando la ecuación 3.2:

$$42 = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G} \quad R_G = \frac{49.4K\Omega}{41} = 1.2K\Omega \quad R_G = 1.2K\Omega$$

La señal del movimiento de pinza se amplifica 16 veces en la primera etapa:

$$G = 16$$

De la Ecuación 3.2

$$16 = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G} \quad R_G = \frac{49.4K\Omega}{15} = 3.3K\Omega$$

$$R_G = 3.3K\Omega$$

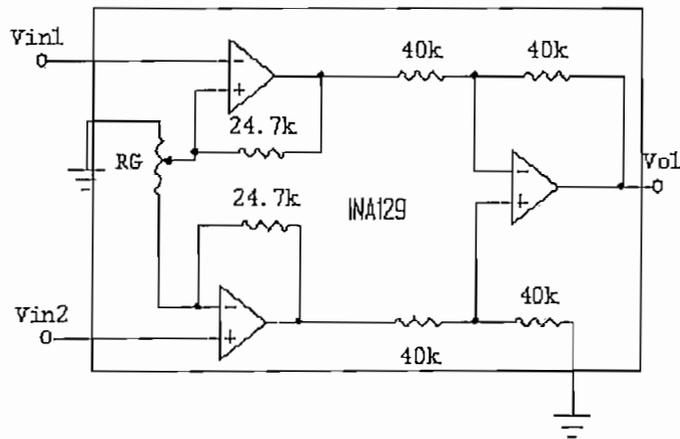
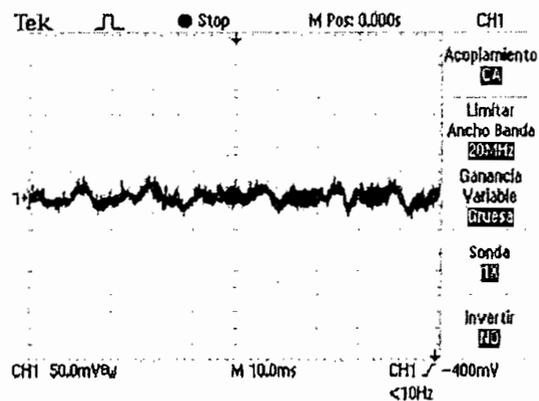
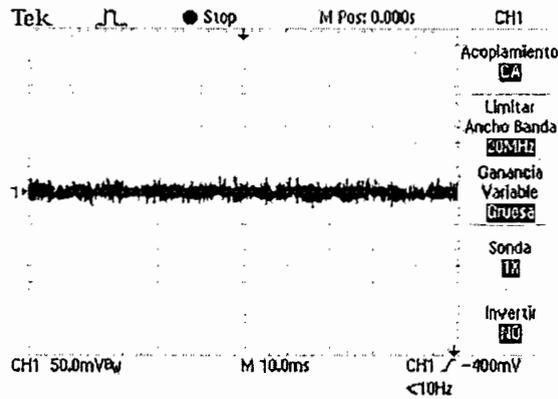


Figura 3.3 Amplificador de instrumentación INA129 para cada una de las señales

A la salida de la etapa de amplificación (Figura 3.3) se puede visualizar la señal que se presenta en la Figura 3.4 que aún contiene contaminación de ruido.



TDS 1012 - 10:24:15



TDS 1012 - 10:22:08

Figura 3.4 Señales Neuronales del Antebrazo después de la Amplificación

Para la segunda etapa de amplificación con el INA129, se tiene para señal de la muñeca:

$$G = 4$$

De la Ecuación 3.2 se tiene:

$$4 = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G} \quad R_G = \frac{49.4K\Omega}{3} = 16.4K\Omega$$

$$R_G = 15K\Omega$$

Para la señal de pinza, $G = 6$

$$6 = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G} \quad R_G = \frac{49.4K\Omega}{5} = 9.88K\Omega$$

$$R_G = 10K\Omega$$

Como se explica anteriormente, las ganancias de cada etapa no son altas debido al ruido que satura al integrado.

3.2.2. DISEÑO DE LA ETAPA DE FILTRADO

Las señales EMG cubren un rango de frecuencia desde aproximadamente 2Hz hasta 10KHz, obteniéndose las señales de variación más fuerte en un rango de 50Hz a 350Hz.

Con el fin de detectar la mínima variación posible, se seleccionó un rango de frecuencias de 20Hz a 650Hz. Con este propósito, se diseñó un filtro pasa-bajos con frecuencia de corte de 650Hz y un filtro pasa altos con frecuencia de corte de 20Hz [10].

Para el diseño de estos filtros se emplea las ecuaciones que rigen los filtros activos comunes de 20db y para su implementación se usa el circuito integrado UAF42AP.

El UAF42AP es un filtro activo universal, fabricado por la Texas Instruments. Este integrado tiene en su interior cuatro amplificadores operacionales, tres de ellos con las configuraciones básicas de todos los filtros, (pasa altos, pasa bajos, pasa banda); con capacitores de 1000pF y resistencias de 50K Ω ; además de un amplificador extra, si se desea implementar otra etapa de amplificación.

Mediante resistencias dispuestas en diferentes posiciones se puede seleccionar: la frecuencia de corte, la ganancia y el factor de calidad que se necesite para el filtro, así como también el tipo de filtro que se desea implementar que puede ser: Butterworth, Bessel, y Chebyshev.

La configuración interna del UAF42AP, se muestra en la Figura 3.5.

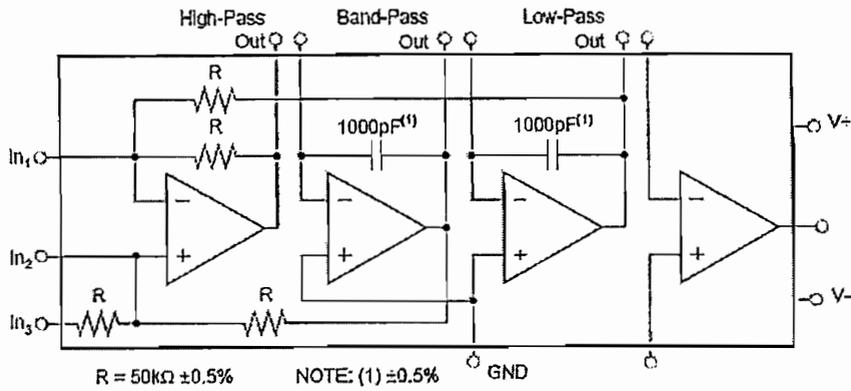


Figura 3.5 Configuración Interna del UAF42 [13]

Con los pines distribuidos de la siguiente manera (Figura 3.6):

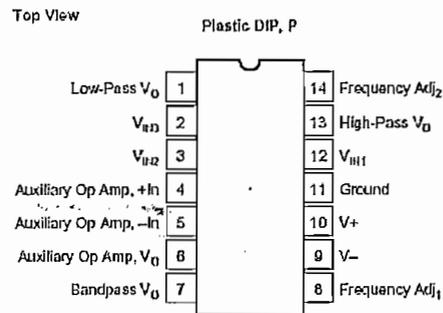


Figura 3.6 Diagrama de Pines del UAF42 [13]

Los filtros comunes más usados están formados, generalmente, por dos o más etapas de filtros de segundo orden. Las secciones de segundo orden pueden ser no invertidas e invertidas [13]. Estos dos tipos de configuraciones básicas para el UAF42 se presentan a continuación, con las ecuaciones que rigen a cada una (Figura 3.7 y Figura 3.8 respectivamente).

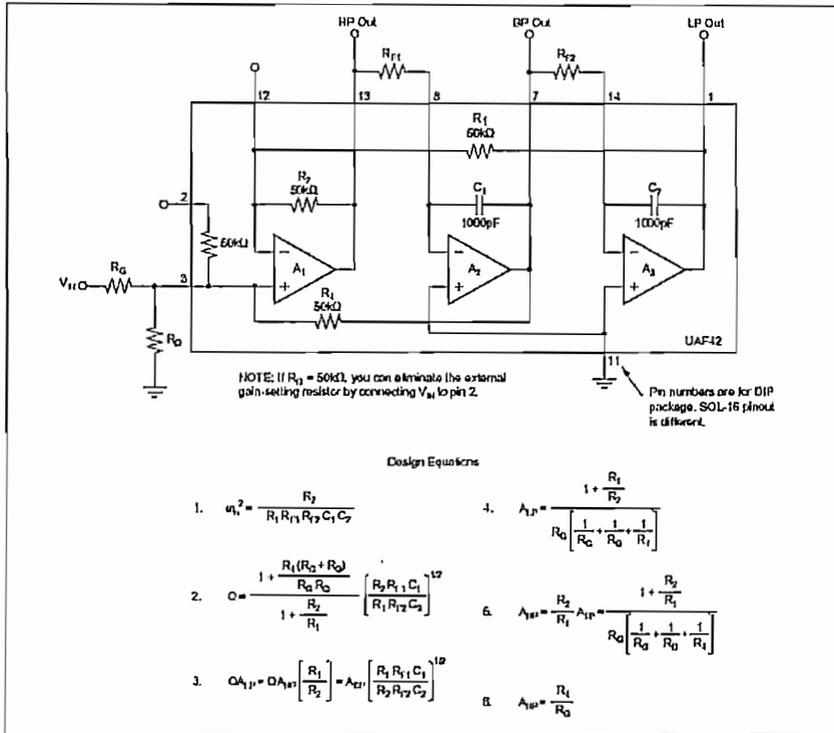


Figura 3.7 Circuito no Invertido UAF42 [13]

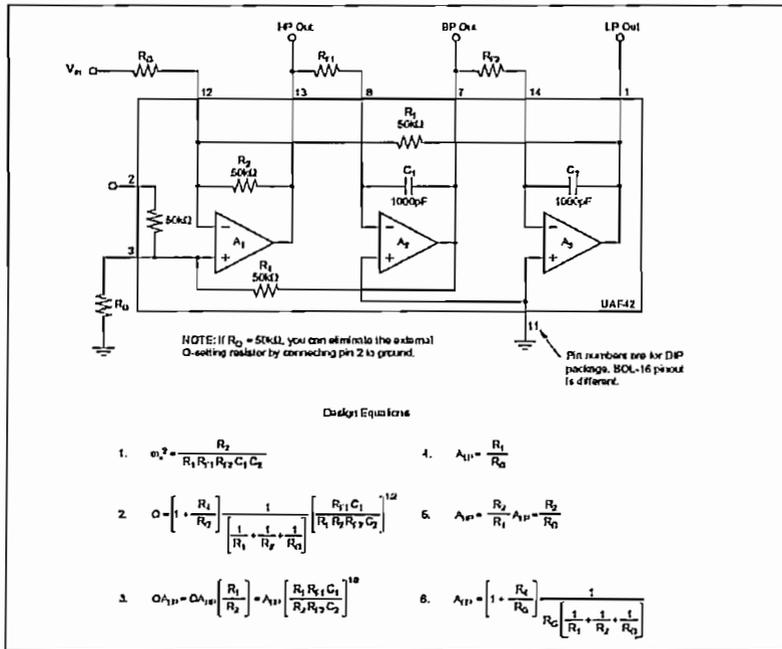


Figura 3.8 Configuración Circuito Invertido UAF42 [13]

Como la variación de las dos señales posee el mismo rango de frecuencia de análisis, el diseño es el mismo.

El amplificador extra se utiliza como primer filtro, en el que se determina la frecuencia de corte, tanto en configuración pasa-bajos como pasa altos. Al poner en cascada estos dos tipos de filtros, se forma el filtro denominado pasabanda por tanto el factor de calidad Q debe ser igual para todos los filtros garantizando la misma ganancia en la pasa banda y ganancia máxima en la frecuencia de resonancia del filtro [11], las ganancias máximas calculadas para cada filtro dependen de la señal que se esté obteniendo.

3.1.2.1 Cálculo Del Filtro Pasa Bajos

Permiten el paso de señales con frecuencias inferiores a la frecuencia de corte, su configuración es la expuesta en la Figura 3.9.

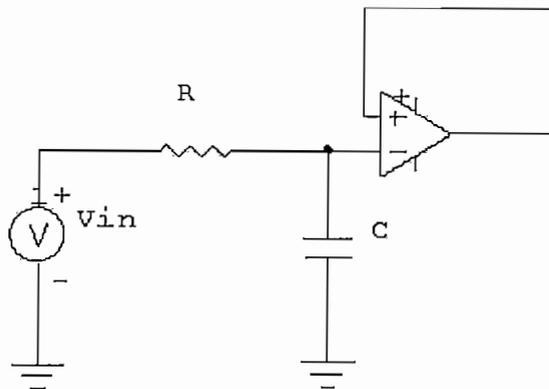


Figura 3.9 Esquema del Filtro Pasa bajos

Donde:

$$f_c = 650\text{Hz}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad 3.3$$

$$\omega_c = 2\pi * f_c \quad 3.4$$

Entonces reemplazando 3.4 en 3.3: $fc = \frac{1}{2\pi * RC}$ 3.5

Asumiendo un valor de capacitor de $0.1\mu F$, se tiene para el primer filtro utilizando la Ecuación 3.5:

$$650Hz = \frac{1}{2\pi * R * 0.1 \times 10^{-6}}$$

$$R = \frac{1}{2\pi * 650 * 0.1 \times 10^{-6}}$$

$$R = 2.44K\Omega$$

Usando el UAF42:

$$A_{LP} = \frac{R_1}{R_G} \text{ (Ecuación 3.6); donde: } A_{LP} \text{ es la ganancia y } R_1 \text{ es } 50K\Omega.$$

Para la señal del movimiento de la muñeca: $A_{LP} = 18$

$$18 = \frac{50K\Omega}{R_G} \quad R_G = \frac{50K\Omega}{18} = 2.78K\Omega$$

$$R_G = 2.7K\Omega$$

Para la señal del movimiento de pinza: $A_{LP} = 33$

$$33 = \frac{50K\Omega}{R_G} \quad R_G = \frac{50K\Omega}{33} = 1.52K\Omega$$

$$R_G = 1.5K\Omega$$

Frecuencia de corte: $fc = 650Hz$

$$w_c^2 = \frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2} \quad 3.7$$

Donde: $R_1 = R_2 = 50K\Omega$ y $C_1 = C_2 = 1000pF$.

Entonces reemplazando en la Ecuación 3.7:

$$[2\pi * 650Hz]^2 = \frac{50K\Omega}{50K\Omega R_{F1} R_{F2} (1000 \times 10^{-9})^2}$$

$$\text{Si } R_{F1} = R_{F2} \quad R_{F1}^2 = \frac{1}{(2\pi * 650Hz 1000 \times 10^{-9})^2}$$

$$R_{F1} = R_{F2} = 244.85K\Omega$$

$$R_{F1} = R_{F2} = 242K\Omega$$

El factor de calidad Q, depende del ancho de banda y viene dado por:

$$Q = \frac{\sqrt{f_H * f_L}}{f_H - f_L} \quad 3.8$$

$$Q = \frac{\sqrt{650Hz * 20Hz}}{650Hz - 20Hz} = 0.185$$

De las ecuaciones que rigen el UAF42AP se tiene:

$$Q = \left[1 + \frac{R_4}{R_Q} \right] \left[\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_G}} \right] \left[\frac{R_{FC1} C_1}{R_1 R_2 R_{FC2} C_2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad 3.9$$

$$R_1 = R_2 = R_4 = 50K\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 1000pF$$

donde: $R_{F1} = R_{F2} = 242K\Omega$ (del cálculo anterior)

$$R_{GP} = 1.5K\Omega$$

$$R_{GM} = 2.7K\Omega$$

Por tanto reemplazando en la Ecuación 3.9:

$$0.185 = \left[1 + \frac{50K\Omega}{R_{QP}} \right] \left[\frac{1}{\frac{1}{50K\Omega} + \frac{1}{50K\Omega} + \frac{1}{1.5K\Omega}} \right] \left[\frac{242K\Omega * 1000pF}{50K\Omega * 50K\Omega * 242K\Omega * 1000pF} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$0.185 = \left[1 + \frac{50K\Omega}{R_{QP}} \right] \left[\frac{1}{0.02 \times 10^{-3} + 0.02 \times 10^{-3} + 6.6667 \times 10^{-4}} \right] \left[\frac{1}{50K\Omega} \right]$$

$$R_{QP} = \frac{50K\Omega}{6.5366 - 1} = 9.03K\Omega$$

$$R_{QP} = 9.03K\Omega \rightarrow \text{Potenciómetro } 10K\Omega$$

$$R_{QM} = 17.88K\Omega \rightarrow \text{Potenciómetro } 20K\Omega$$

3.1.2. 2 Cálculo Del Filtro Pasa Altos

Permiten el paso de las frecuencias superiores a la frecuencia de corte, y su configuración es la que se muestra en la Figura 3.10.

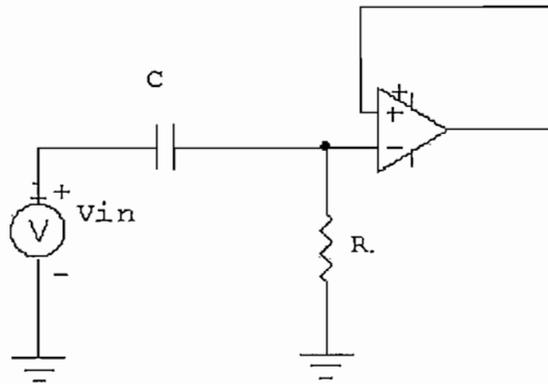


Figura 3.10 Esquema del Filtro Pasa altos

Se selecciona un capacitor de entre $0.001\mu F$ y $0.1\mu F$ y con la frecuencia de corte se calcula la resistencia del filtro.

$$f_c = 20Hz$$

De la Ecuación 3.5, reemplazando la frecuencia de corte para el filtro pasa altos se tiene:

$$20\text{Hz} = \frac{1}{2\pi * R * 0.1 \times 10^{-6}}$$

$$R = \frac{1}{2\pi * 20 * 0.1 \times 10^{-6}}$$

$$R = 79.58\text{K}\Omega \rightarrow R = 75\text{K}\Omega$$

Usando el UAF42:

$A_{HP} = \frac{R_2}{R_G}$ (Ecuación 3.10); donde: A_{HP} es la ganancia y R_2 es $50\text{K}\Omega$.

Para la señal de movimiento de la muñeca, al filtro pasa altos se le da una ganancia de:

$A_{HPM} = 33$ y reemplazando en 3.10.

$$33 = \frac{50\text{K}\Omega}{R_G} \qquad R_G = \frac{50\text{K}\Omega}{33} = 1.521\text{K}\Omega$$

$$R_G = 1.5\text{K}\Omega$$

Para la señal del movimiento de pinza: $A_{HPP} = 25$

$$25 = \frac{50\text{K}\Omega}{R_G} \qquad R_G = \frac{50\text{K}\Omega}{25} = 2\text{K}\Omega$$

$$R_G = 2\text{K}\Omega$$

Frecuencia de corte: $f_c = 20\text{Hz}$

De la Ecuación 3.7, donde: $R_1 = R_2 = 50\text{K}\Omega$ y $C_1 = C_2 = 1000\text{pF}$.

Se tiene:

$$[2\pi * 20H_z]^2 = \frac{50K\Omega}{50K\Omega R_{F1} R_{F2} (1000 \times 10^{-9})^2}$$

$$\text{Si } R_{F1} = R_{F2} \quad R_{F1}^2 = \frac{1}{(2\pi * 20Hz * 1000 \times 10^{-9})^2}$$

$$R_{F1} = R_{F2} = 7.9572M\Omega$$

$$R_{F1} = R_{F2} = 7.5M\Omega$$

Como se indicó antes, para que la ganancia en la banda de filtrado sea la misma, factor de calidad Q debe ser el mismo para todos los filtros, por tanto la resistencia R_Q debe ser calculada para el mismo valor 0.185 del filtro pasa bajos, entonces:

$$Q = 0.185$$

$$R_1 = R_2 = R_4 = 50K\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 1000pF$$

$$R_{F1} = R_{F2} = 7.5M\Omega (\text{del cálculo anterior})$$

$$R_G = 2K\Omega$$

Reemplazando en la Ecuación 3.9 utilizada anteriormente:

$$0.185 = \left[1 + \frac{50K\Omega}{R_Q} \right] \left[\frac{1}{\frac{1}{50K\Omega} + \frac{1}{50K\Omega} + \frac{1}{2K\Omega}} \right] \left[\frac{242K\Omega * 1000pF}{50K\Omega * 50K\Omega * 242K\Omega * 1000pF} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$0.185 = \left[1 + \frac{50K\Omega}{R_{QP}} \right] \left[\frac{1}{0.02 \times 10^{-3} + 0.02 \times 10^{-3} + 0.0005} \right] \left[\frac{1}{50K\Omega} \right]$$

$$R_{QP} = \frac{50K\Omega}{4.995 - 1} = 12.51K\Omega$$

$$R_{QP} = 12.51K\Omega \rightarrow \text{Potenciómetro } 20K\Omega$$

$$R_{QM} = 9.03K\Omega \rightarrow \text{Potenciómetro } 10K\Omega$$

3.1.2.3 Cálculo Del Filtro Notch

Después de las etapas de filtrado descritas anteriormente, se elimina el ruido de alta frecuencia, pero persiste aún el ruido de 60Hz, debido a que el mismo cuerpo humano actúa como antena.

Para eliminar un ruido de frecuencia específica, existen los filtros Notch, conocidos también como de rechazo de banda o de muesca, por la forma característica de su curva de respuesta de frecuencia (Figura 3.11). Este filtro atenúa las frecuencias indeseables en la banda de rechazo [11].

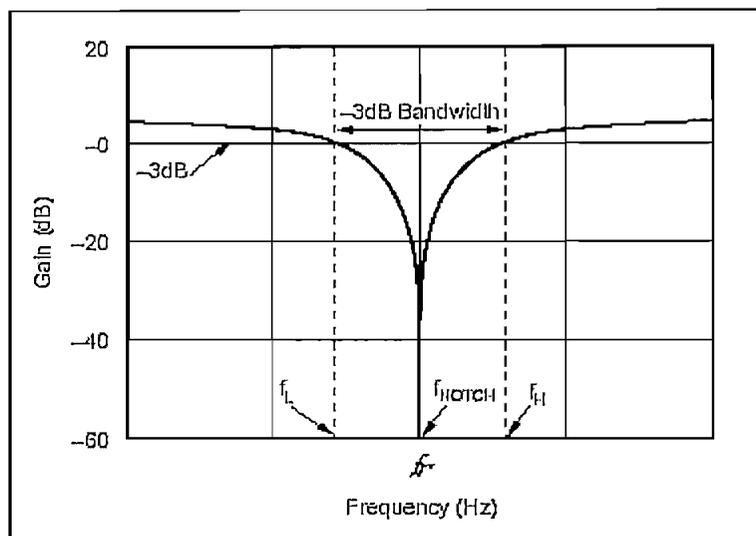


Figura 3.11 Respuesta de Frecuencia del Filtro NOTCH
(Fuente: www.iveil.com/devices/filters/uaf42_an2.pdf)

Los filtros Notch se construyen restando la salida de un filtro pasa-banda con la señal original. Para este proyecto en particular, la frecuencia de resonancia es de 60Hz y la banda de rechazo debe ser pequeña, permitiendo pasar frecuencias muy cercanas a la frecuencia de resonancia. Las variaciones de la señal muscular se presentan en frecuencias de 50Hz por tanto se elige un rechazo de banda B de 10Hz, que permitirá el paso de frecuencias que vayan de 20Hz a 55Hz (60Hz-5Hz) y todas las frecuencias mayores a 65Hz (60Hz+5Hz) hasta 650Hz [11].

El factor de calidad Q viene dado por: $Q = \frac{f_r}{B}$, entonces, para el filtro Notch de 60Hz se tiene: $Q = \frac{60}{10} = 6$. Este valor alto de Q indica que la curva de frecuencia del filtro es muy pronunciada y el filtro pasa-banda necesario es de banda angosta.

Este filtro también se implementa con el integrado UAF42, con seis resistencias externas que permiten fijar la frecuencia de corte. El amplificador auxiliar se utiliza como sumador de las señales del filtro pasa-banda y la señal original.

Como la señal obtenida no debe alterarse, la ganancia del filtro Notch, debe ser unitaria y con configuración no invertida obteniendo a la salida la misma señal filtrado el ruido de 60Hz.

Para la configuración no invertida el filtro UAF42AP se basa en las siguientes ecuaciones:

$$A_{PB} = \frac{R_4}{R_G} \quad 3.11$$

El factor de calida Q viene dado por :

$$Q = \frac{1 + \frac{R_4(R_G + R_Q)}{R_G R_Q}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \left[\frac{R_2 R_{F1} C_1}{R_1 R_{F2} C_2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad 3.12$$

El sumador para el filtro, posee la siguiente configuración (Figura 3.12):

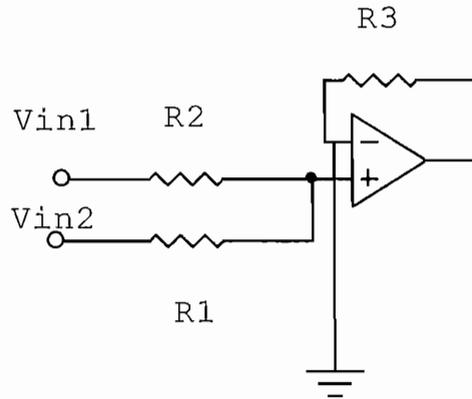


Figura 3.12 Configuración del Circuito Sumador

Donde la ganancia viene dada por:

$$G = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} \quad 3.13$$

Para calcular las resistencias a la frecuencia de corte:

$$\omega_c^2 = \frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2}; \quad \omega_c = 2\pi * f_c$$

$$f_c = 60\text{Hz}$$

$$R_1 = R_2 = 50\text{K}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 1000\text{pF}$$

$$R_{F1} = R_{F2} = R_c$$

$$\text{, entonces: } R_c = \frac{1}{120\pi * 1000\text{pF}}$$

$$R_c = 2.65\text{M}\Omega$$

Para que la ganancia sea igual a 1, de la Ecuación 3.11:

$$A_{PB} = \frac{R_4}{R_G}; \quad \text{donde } R_4 = 50\text{K}\Omega, \quad R_G = \frac{R_4}{A_{PB}}$$

$$R_G = R_4 = 50\text{K}\Omega$$

Reemplazando en la Ecuación 3.12 se tiene:

$$R_Q = \frac{25K\Omega}{Q-1} \quad 3.14$$

Si $Q = 6$ reemplazando en la Ecuación 3.14:

$$R_Q = \frac{25K\Omega}{6-1} \quad R_Q = 4.99K\Omega$$

Al colocar las resistencias externas para el sumador, la ganancia del filtro pasabanda se ve alterada. Para que esto no ocurra y permanezca la ganancia unitaria, la realimentación del circuito sumador se relaciona con el factor de calidad Q mediante la Ecuación 3.14 [13]. Eligiendo dos resistencias de entrada iguales, con un valor de $2K\Omega$ se tiene:

$$Q = \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}, \text{ donde : } R_1 = R_2 = 2K\Omega \text{ y } Q = 6$$

Entonces:

$$6 = \frac{R_3}{2K\Omega} \quad R_3 = 6 * 2K\Omega$$

$$R_{ext} = 12K\Omega$$

La Figura 3.13 presenta el diagrama esquemático del circuito implementado.

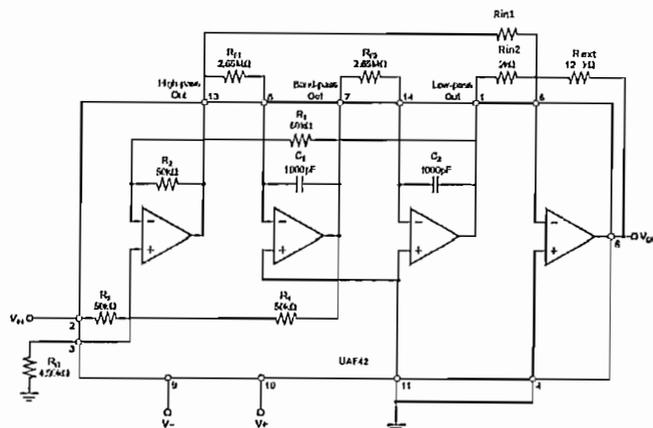
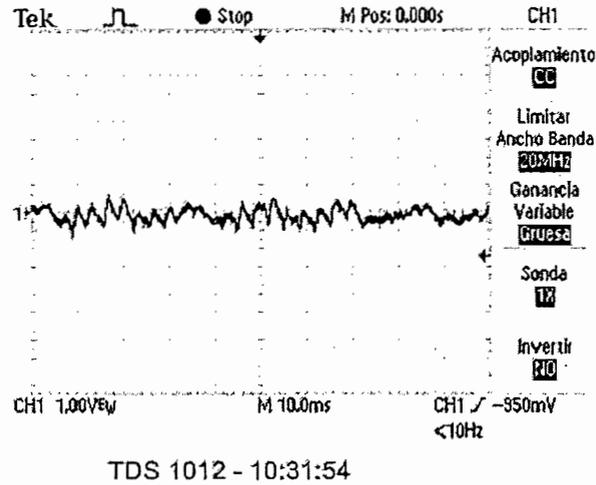
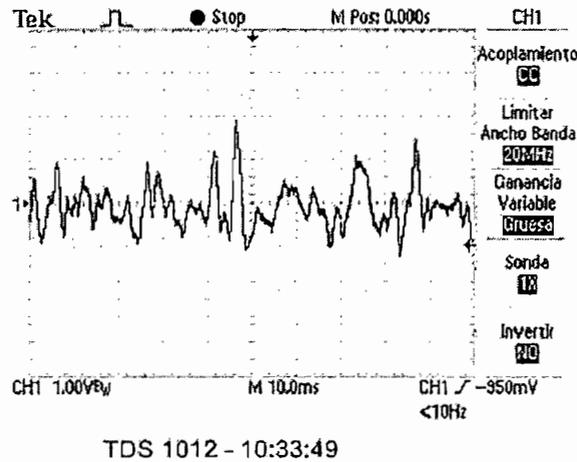


Figura 3.13 Diagrama Esquemático del Filtro NOTCH con el UAF42AP

Luego del filtrado de cada señal se puede apreciar claramente el cambio que esta sufre en comparación a la señal obtenida luego de la amplificación. El ruido es totalmente filtrado obteniéndose las señales que se muestran en la Figura 3.14 (A) y Figura 3.14 (B).



(A)



(B)

Figura 3.14 Señales Neuronales después de la Etapa de Filtrado

Al final de esta etapa, la ganancia total del circuito para la señal de muñeca es de aproximadamente 100000 y para la pinza 80000.

3.3 DISEÑO DE LA ETAPA DE COMPARACIÓN

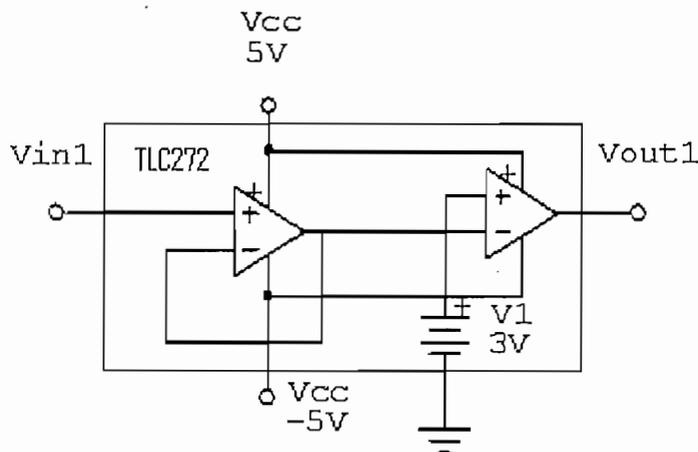
Luego del filtrado de cada señal se puede apreciar claramente el cambio que esta sufre, con el movimiento, tanto en nivel de voltaje como en frecuencia.

Para determinar si hay movimiento entonces, se procede a realizar una etapa de comparación con niveles de voltaje continuo, para la señal de la pinza con 1.5V, y para la muñeca con 3 voltios.

De esta manera se obtiene una señal de pulsos, los mismos que tienen una frecuencia cuando se mueve de derecha a izquierda, y cambian cuando se mueve la mano de izquierda a derecha.

La señal para abrir y cerrar la mano, cambia más notoriamente de amplitud, por tanto, los pulsos aparecen al abrir la mano, y desaparecen al cerrarla.

Esta etapa consta de dos simples comparadores de señal, implementados con el integrado TLC272, que es un amplificador operacional dual de precisión. Luego de un seguidor de voltaje se compara la señal proveniente de la etapa anterior con 3V para la muñeca y 1.5v para la pinza. El circuito implementado es el presentado en la Figura 3.15.



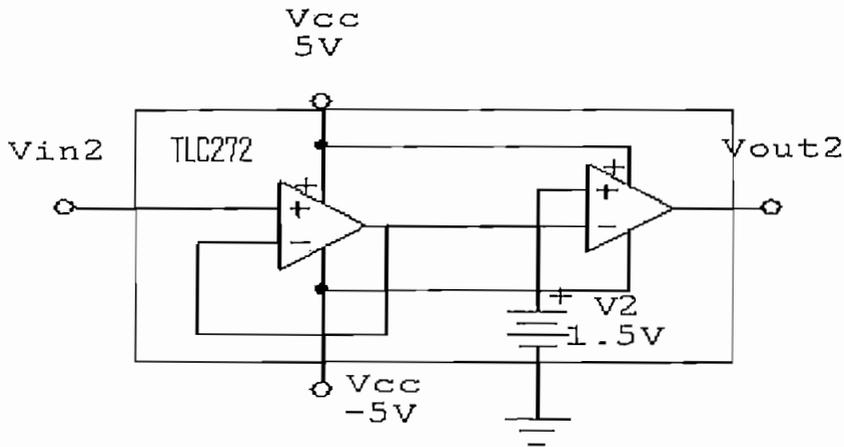


Figura 3.15 Diagrama Esquemático de los Comparadores

Y luego de esta etapa las señales obtenidas son (Figura 3.16):

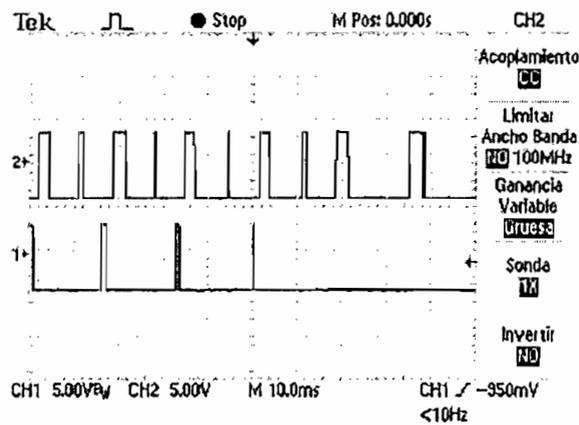


Figura 3.16 Señales Obtenidas después de la Etapa de Comparación

En la parte superior de las formas de onda de la Figura 3.16, se muestra la señal de pulsos obtenida al mover la muñeca mientras que la señal de pulsos inferior es la de pinza al abrir la mano para sujetar un objeto.

3.5 DISEÑO DEL CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA LA GALGA

La galga usada posee las siguientes características: resistencia nominal de 120Ω y un factor de galga de 2.3, lo que indica que dependiendo de la presión ejercida

sobre la galga, su resistencia nominal se irá incrementando en 2.3Ω , haciendo que el voltaje a la salida del puente de resistencias varíe. Es así que inicialmente se tiene el circuito de la Figura 3.17:

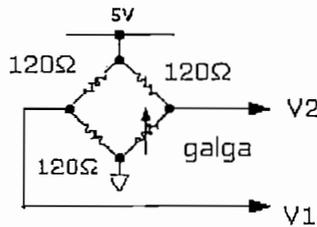


Figura 3.17 Puente de Resistencias para la Galga

Si no hay presión en la galga $R_G = 120\Omega$.

$$V_1 = \frac{5 \cdot 120}{120 + 120} = 2.5V$$

$$V_2 = \frac{5 \cdot 120}{120 + 120} = 2.5V$$

$$V_1 - V_2 = 0$$

Si hay presencia de objeto: $R_G = 122.3\Omega$

Entonces:

$$V_1 = \frac{5 \cdot 120}{120 + 120} = 2.5V$$

$$V_2 = \frac{5 \cdot 122.3}{120 + 122.3} = 2.5237V$$

$$V_1 - V_2 = .0237v = 23.73mv$$

Este valor se debe subir a 5 voltios para que el microcontrolador lo pueda detectar. Por lo tanto, se usa el amplificador AD627, el mismo que es un amplificador de instrumentación, de alta ganancia y de excelentes especificaciones para el acondicionamiento de señales pequeñas.

Su salida puede ser RAIL to RAIL, lo que significa que su salida puede ser simple o dual; es decir, ir desde un valor negativo de la fuente a un valor positivo si se utiliza dos fuentes de polarización, o solamente a un valor positivo si se lo polariza con una sola fuente positiva. Puede operar con una fuente desde 2.2 voltios a ± 18 voltios.

El diagrama de pines y su configuración esquemática interna se presentan en la Figura 3.18 y la Figura 3.19 respectivamente.

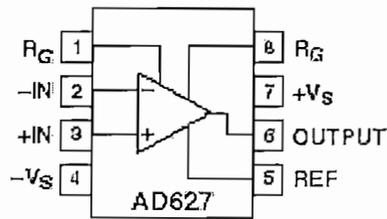


Figura 3.18 Diagrama de pines del AD627 [14]

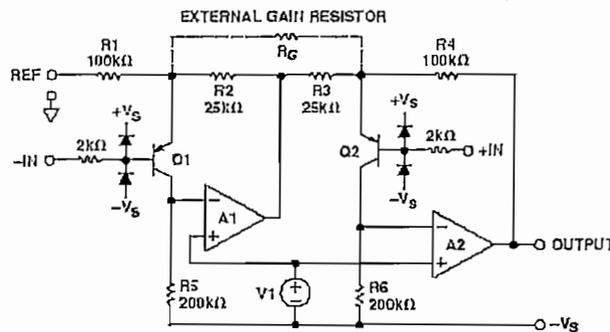


Figura 3.19 Configuración interna del AD627 [14]

La ganancia del amplificador viene dada por: $G = 5 + \frac{200K\Omega}{R_G}$, donde R_G es la resistencia que colocada entre los pines 1 y ocho regula la ganancia del amplificador.

Para el acondicionamiento del proyecto se tiene:

$$V_{in} = 23.77\text{mv}$$

$$V_0 = 5V$$

$$\text{Por lo tanto: } G = \frac{5}{0.0237} = 210.69$$

$$G = 5 + \frac{200K\Omega}{R_G} \quad 3.15$$

Despejando de la Ecuación 3.15 el valor de R_G necesario viene dado por:

$$R_g = \frac{200K\Omega}{G - 5}$$

$$R_g = \frac{200K\Omega}{210.69 - 5} = 972.31\Omega$$

$R_G \rightarrow$ Potenciómetro de $1K\Omega$

La máxima ganancia que se le puede dar al amplificador AD627 es de 1000, por tanto, cumple con los requerimientos. Por su alto rechazo al ruido, este no debe ser un problema y para este acondicionamiento no es necesario implementar filtros. Se implementó además dos amplificadores inversores extras para nivelar la ganancia de cada galga, estos amplificadores están implementados con el integrado TLC272.

El circuito de acondicionamiento implementado se muestra en la Figura 3.20.

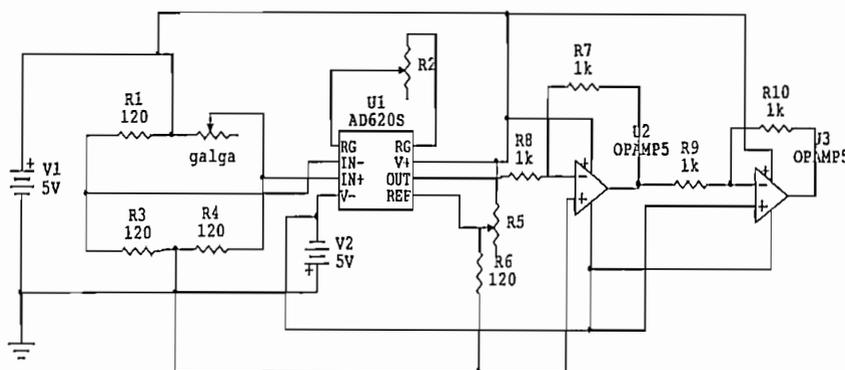


Figura 3.20 Acondicionamiento de Señal de la Galga

3.5 DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL MEDIANTE PIC16F876A

El sistema consta de dos etapas: la de procesamiento de la señal muscular y la de comando de los motores de la pinza.

Para evitar interferencias al momento de comandar los motores, y lograr un rápido procesamiento de la señal, se utilizan dos microcontroladores PIC16F876A, cada uno con un oscilador de 4MHz y sus correspondientes circuitos de soporte.

La Figura 3.21 muestra el diagrama de pines del microcontrolador PIC16F876A utilizado.

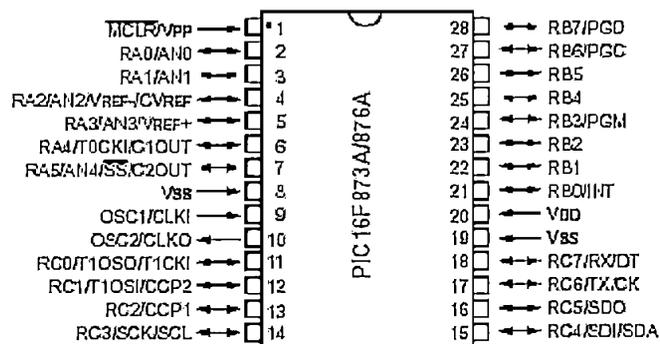


Figura 3.21 Diagrama de Pines del PIC16F876A
(Fuente: Microchip PIC16F87XA Data Sheet, Pin Diagrams)

3.4.1 PROCESADOR DE LA SEÑAL NEURONAL DEL ANTEBRAZO PARA COMANDO DEL MOTOR DE LA MUÑECA

Después de la etapa de comparación, las dos señales neuronales de la muñeca y de la pinza son ingresadas a cada uno de los microcontroladores de manera independiente por el puerto B. La señal de la pinza ingresa por el pin RB0 del microcontrolador 1 configurado como interrupción externa y la señal de la muñeca ingresa por RB0, configurado como entrada digital.

Por software se procesa la señal y por el puerto C se envía la señal PWM de salida para el comando del motor de la pinza que mueve la muñeca.

Es así que para el microcontrolador de la muñeca se tiene:

Entradas:

RB0: Entrada digital señal de movimiento de la muñeca.

Salidas:

RC4: Señal PWM para comando del motor de la muñeca.

3.4.2 PROCESADOR DE LA SEÑAL NEURONAL DEL ANTEBRAZO PARA CÓMANDO DEL MOTOR DE LA PINZA

La señal proveniente de la etapa de comparación proveniente de los músculos flexores, extensores y abductores de los dedos ingresan por el puerto B, como pulso indicador de movimiento a manera de interrupción externa por el pin RB0.

La señal proveniente de las dos galgas colocadas en los dedos de la pinza, para poder detectar la presencia del objeto ingresa al pin RA0 configurado como entrada digital. La señal de las galgas, entra a una compuerta lógica AND 74LS08, para que funcione el momento en que las dos galgas sean presionadas asegurando así la correcta sujeción del objeto.

Los demás pines del puerto B se encuentran configurados como salidas, teniendo en RB5 la señal PWM para el control del motor de la pinza. El pin RB3 se utiliza para poner en corte o saturación un transistor, permitiendo detener el motor de la pinza cuando la galga indica la sujeción de un objeto.

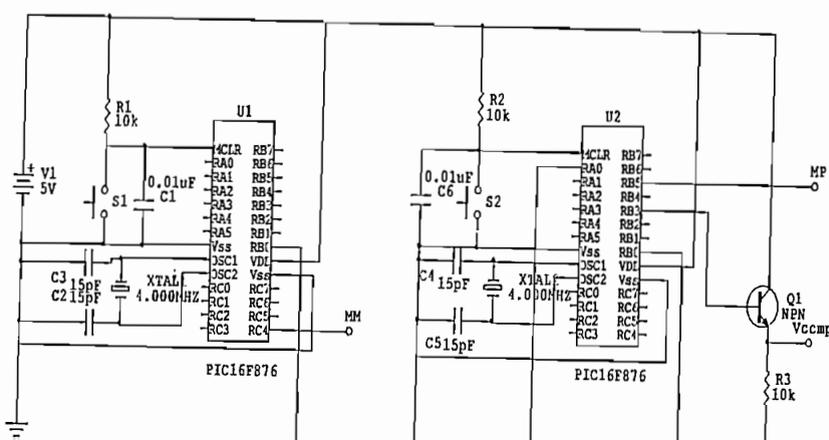
En resumen se tiene:

Entradas:

RA0: Galga.

RB0: interrupción de presencia de objeto o movimiento de la mano.

RB5: Control motor de pinza.



Salidas:

RB3: Transistor para alimentación del servomotor.

RB5: Control motor de pinza.

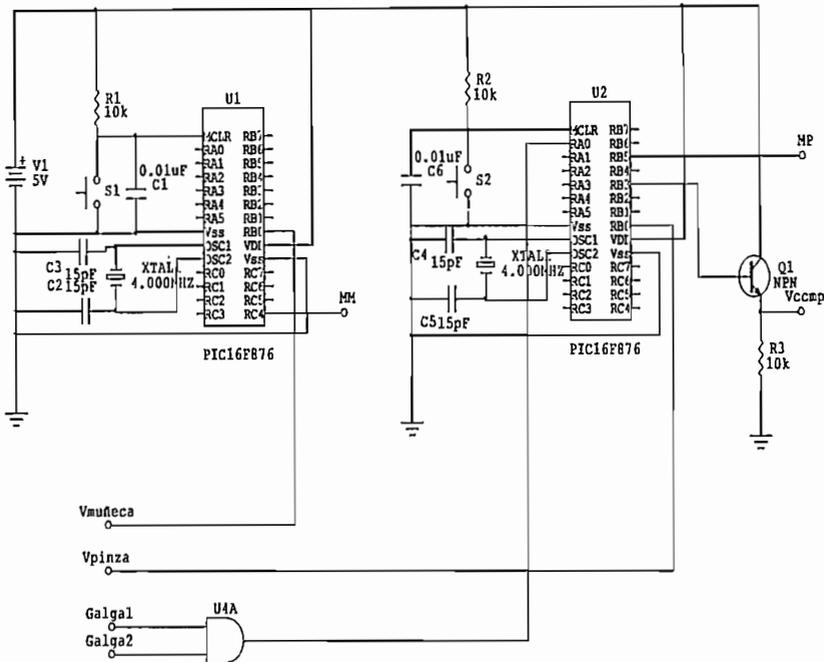


Figura 3.22 Diagrama del Procesador de Señal y Controlador de Motores

Una vez presentado todo el procedimiento realizado para obtener la mejor señal neuronal del antebrazo logrando diferenciar el movimiento que realiza la mano, y teniendo todas las señales de los sensores utilizados acondicionadas para que sean útiles en el control, se puede empezar a describir el procesamiento al que se somete la señal, para lograr el control de los dos motores que forman la pinza robótica.

CAPÍTULO 4

DISEÑO Y DESARROLLO DEL SOFTWARE DEL SISTEMA

4.1 INTRODUCCIÓN

Del estudio e investigación sobre las señales eléctricas generadas a la altura del antebrazo por los movimientos de sujeción, apertura, pronación y supinación de la mano, se pudo llegar a la conclusión de que estas señales cambian tanto en frecuencia como en amplitud. Sin embargo el cambio más radical que se pudo observar fue el cambio de frecuencia, entonces se planteó como una alternativa para realizar el software del sistema el conteo de pulsos y dependiendo del número de estos, la pinza robótica reproduciría los diferentes movimientos similares a los de la mano.

Con la alternativa anteriormente planteada surgieron algunas complicaciones, ya que al abrir la mano o al girar la muñeca los electrodos detectaban cambios casi similares por lo que no era fácil interpretar si en un momento determinado estaba girando la muñeca o se estaba abriendo la mano. Es por eso que se prefirió trabajar con el cambio de amplitud de las señales, y se descartó la alternativa que se planteó en un principio que era el contar pulsos.

El software de control del sistema se realiza con la ayuda de dos microcontroladores PIC para evitar cualquier tipo de complicación con el programa.

Los programas realizados trabajan uno independiente del otro, pero la pinza podrá hacer pronación únicamente cuando esta se encuentre abierta, ya que si se considera el estado de una mano real esta primeramente se abre y luego gira la muñeca para poder alcanzar un objeto.

4.2 DISEÑO DEL SOFTWARE DEL SISTEMA

4.2.1 DISEÑO DEL PROGRAMA DEL PIC UTILIZADO PARA ABRIR O CERRAR LA PINZA (PIC 1)

La señal de salida final de todo el circuito realizado permite obtener pulsos de voltaje cuando la mano se abre. Esta señal se detecta al instante mismo de la apertura de la mano. Para detectar el pulso se trabaja con la interrupción externa del PIC 16F876A.

De los pulsos obtenidos en la apertura de la mano se toma en cuenta únicamente el primero de ellos para hacer que la pinza se abra, pero como todavía siguen apareciendo algunos pulsos que ya no son útiles para el funcionamiento de la pinza se realiza un retardo de tiempo de alrededor de 2.5 segundos hasta que estos desaparezcan y evitar así un funcionamiento incorrecto de la pinza. Todo este tiempo se deshabilitará la interrupción externa y se estará limpiando la bandera de esta interrupción ya que está se pone en alto siempre que haya un uno a la entrada de la interrupción externa aunque esta se encuentre deshabilitada.

La pinza se cerrará automáticamente después de los 2.5 segundos ya que los electrodos no detectan el momento en el que la mano se cierra, es por eso que si se desea que la pinza vuelva a abrirse se debe esperar este tiempo y volver a abrir la mano.

En el momento que la pinza se está cerrando siempre se revisa si existe presencia de la galga, es decir, si la pinza ya sujeto un objeto, por lo que se ordena que el motor se detenga para evitar una presión sumamente fuerte hacia el objeto.

El programa principal empieza cerrando la pinza independientemente de si en ese momento está abierta o cerrada la mano, ya que esta es considerada como la posición inicial o de descanso de la mano.

A continuación se muestra el algoritmo del programa principal para el PIC 1 (Ver Figura 4.1).

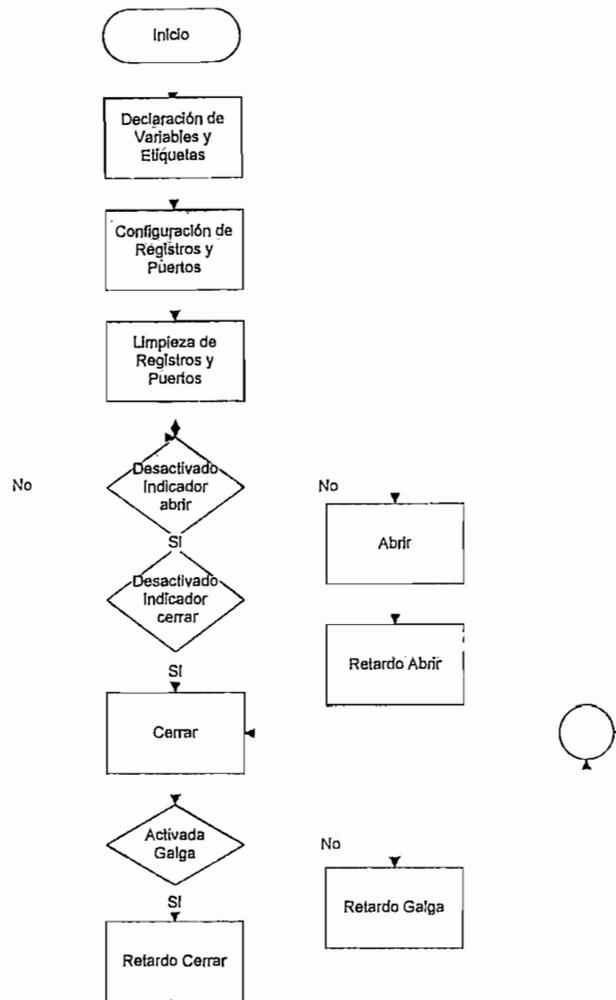


Figura 4.1 Algoritmo Programa Principal PIC1

El algoritmo del programa principal del PIC 1 se amplía a continuación en lenguaje estructurado.

Declaración de Variables y Etiquetas.

Declarar todas las variables que se van a utilizar en el programa

Declarar todas las etiquetas que se utilizarán en el programa

Fin Tarea

Configuración de Registros y Puertos

Configurar los registros que se utilizarán en el programa

Configurar los puertos del PIC, ya sea como salidas o entradas

Fin Tarea

Limpieza de Registros y Puertos

Limpiar todos los registros que se utilizarán en el programa

Fin Tarea**Abrir**

Desactivar la interrupción externa
Limpiar la bandera de la interrupción externa
Desactivar los indicadores de cerrar y abrir
Activar un indicador de que la pinza ya recibió el primer pulso
Activar el indicador para abrir la pinza
Activar la salida que permite que el motor funcione
Cargar el timer con el valor necesario para contar 2.5 ms
Activar el timer para que empiece el conteo
Activar el motor de la pinza
Activar un indicador para saber a que PWM tiene que irse

Fin Tarea**Retardo Abrir**

Cargar los contadores
Limpiarla bandera de interrupción externa
Decrementar los contadores

Fin Tarea**Cerrar**

Desactivar la interrupción externa
Limpiar la bandera de la interrupción externa
Activar el indicador para cerrar la pinza
Activa la salida que permite que el motor funcione
Cargar el timer con el valor necesario para contar 1.2 ms
Activar el timer para que empiece el conteo
Activar el motor de la pinza
Activar un indicador para saber a que PWM tiene que irse

Fin Tarea**Retardo Galga**

Cargar los contadores
Limpiarla bandera de interrupción externa
Revisar si hay presencia de la galga
Decrementar los contadores
Activar indicador de cerrar

Activar la interrupción externa

Fin Tarea**Retardo Cerrar**

Cargar los contadores
Decrementar los contadores
Activar indicador de cerrar
Activar la interrupción externa

Fin Tarea

El programa de interrupción del PIC 1 es el encargado de detectar si hubo un pulso para la apertura de la pinza, es decir si se produjo una interrupción externa. Si la interrupción externa vuelve a activarse por segunda vez antes de que haya terminado el retardo de los 2.5 segundos está no será tomada en cuenta. Si la

interrupción no fue producida por la interrupción externa, entonces esta se debe al desbordamiento del timer 1 que es el que encarga de estar contando el tiempo para que se produzcan los pulsos que generan la señal PWM para el control de apertura y cierre de la pinza.

En la Figura 4.2 se puede ver el diagrama de flujo del algoritmo de interrupción para el PIC 1.

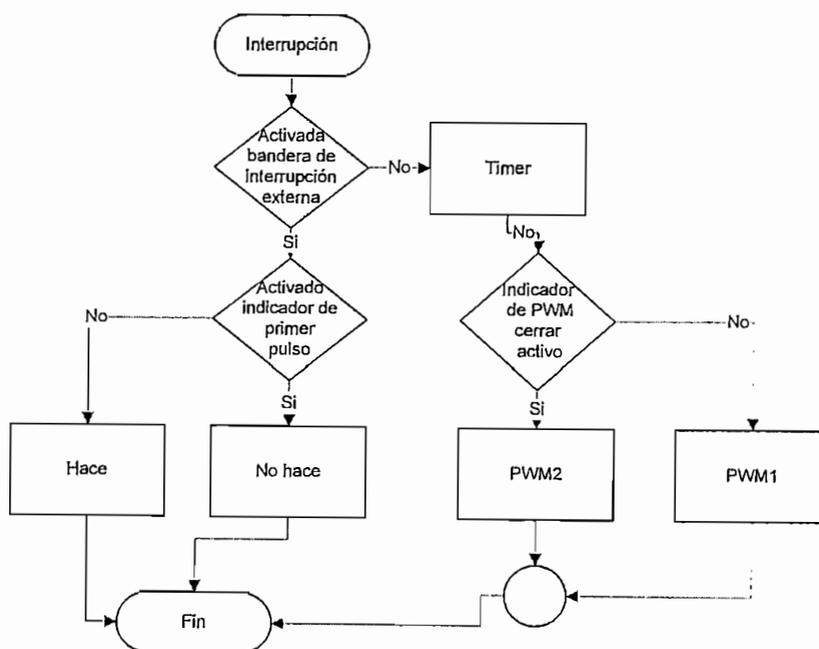


Figura 4.2 Algoritmo Programa Interrupción PIC1

A continuación se detalla el algoritmo de interrupción para el PIC 1 en lenguaje estructurado.

Timer

Limpiar la bandera de interrupción del timer

Comparar indicador para saber a que PMW tiene que dirigirse el programa

Fin Tarea

Hace

Bajar la bandera de la interrupción externa

Activa indicador de abrir

Activa la salida que permite que el motor funcione

Fin Tarea

No Hace

Desactivar indicador de primer pulso

Bajar la bandera de la interrupción externa

Fin Tarea

PWM1

Comparar si un contador es par o impar

Si contador es par

Cargar el timer con un valor que mida 16.66ms

Si contador es impar

Cargar el timer con un valor que mida 1.2ms

Fin Tarea

PWM2

Comparar si un contador es par o impar

Si contador es par

Cargar el timer con un valor que mida 16.66ms

Si contador es impar

Cargar el timer con un valor que mida 2.5ms

Fin Tarea

4.2.2 DISEÑO DEL PROGRAMA DEL PIC UTILIZADO PARA MOVER LA MUÑECA (PIC 2)

La señal de salida del circuito realizado permite obtener pulsos de voltaje cuando la muñeca realiza el movimiento de pronación. Esta señal de igual manera que la señal de la apertura de la mano se detecta al instante mismo de girar la muñeca. Para detectar el pulso se trabaja con el pin RB0 del PIC 16F876A pero esta vez no estará trabajando como interrupción sino únicamente como una entrada que al momento que encuentra un pulso hace que la muñeca de la pinza gire simulando la pronación de la mano.

Al detecta el primer pulso la pinza gira hacia la izquierda, pero como todavía siguen apareciendo algunos pulsos que ya no son útiles e interfieren en el manejo correcto de la pinza, se realiza un retardo de tiempo de alrededor de 2.5 segundos hasta que estos desaparezcan. Todo este tiempo se desactiva la bandera de interrupción externa y se la estará limpiándola continuamente para evitar movimientos erróneos de la pinza.

La pinza gira hacia la derecha inmediatamente después de los 2.5 segundos ya que los electrodos no detectan el momento en el que la mano gira hacia la derecha, es por eso que si se desea que la pinza vuelva a la izquierda se debe esperar dicho tiempo y volver a girar la muñeca.

El programa principal empieza girando la pinza hacia la derecha, ya que esta es considerada como la posición inicial.

Cabe recalcar que la muñeca únicamente girará cuando la pinza se encuentre abierta, ya que en este momento la señal que detectan los electrodos tiene una amplitud mayor y se obtiene el pulso que hará que la muñeca gire.

A continuación se detalla en un diagrama de flujo el algoritmo para el PIC 2

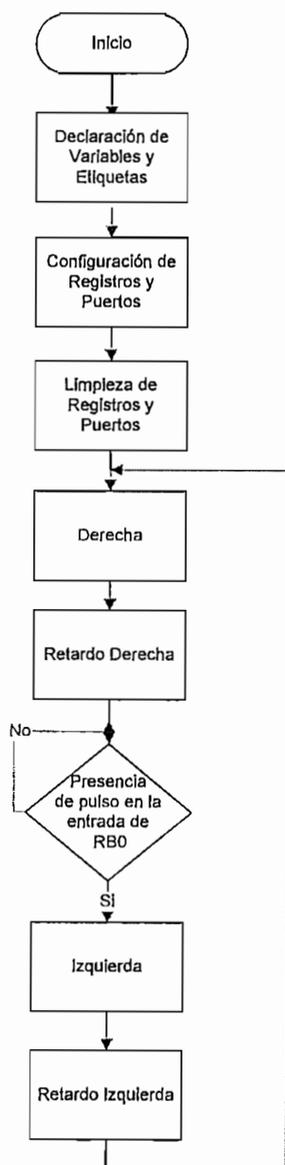


Figura 4.3 Algoritmo Programa Principal PIC2

El algoritmo del programa principal del PIC 2 se describe a continuación en lenguaje estructurado.

Declaración de Variables y Etiquetas.

Declarar todas las variables que se van a utilizar en el programa

Declarar todas las etiquetas que se utilizarán en el programa

Fin Tarea**Configuración de Registros y Puertos**

Configurar los registros que se utilizarán en el programa

Configurar los puertos del PIC, ya sea como salidas o entradas

Fin Tarea**Limpieza de Registros y Puertos**

Limpiar todos los registros que se utilizarán en el programa

Fin Tarea**Derecha**

Bajar la bandera de la interrupción externa

Cargar el timer con el valor necesario para contar 1 ms

Activar el timer para que empiece el conteo

Activar el motor de la muñeca

Limpiar indicador

Activar un indicador para saber a que PWM tiene que irse

Fin Tarea**Retardo Derecha**

Cargar los contadores

Decrementar los contadores

Fin Tarea**Izquierda**

Desactivar la interrupción externa

Limpiar la bandera de la interrupción externa

Desactivar los indicadores de izquierda y derecha

Activar un indicador de que la pinza ya recibió el primer pulso

Activar el indicador para girar la pinza hacia la izquierda

Cargar el timer con el valor necesario para contar 2 ms

Activar el timer para que empiece el conteo

Activar el motor de la muñeca

Limpiar indicador

Activar un indicador para saber a que PWM tiene que irse

Fin Tarea**Retardo Izquierda**

Cargar los contadores

Bajar la bandera de la interrupción externa

Decrementar los contadores

Fin Tarea

El programa de interrupción del PIC 2 únicamente se utilizará para generar la señal PWM, es decir, que si existe la interrupción se deberá al desbordamiento del timer 1 que es el que encarga de estar contando el tiempo para que se produzcan los pulsos para generar dicha señal para el control de movimiento de la muñeca hacia la izquierda o hacia la derecha.

El diagrama de flujo que se presenta en la Figura 4.4 detalla el algoritmo para el programa de interrupción del PIC 2

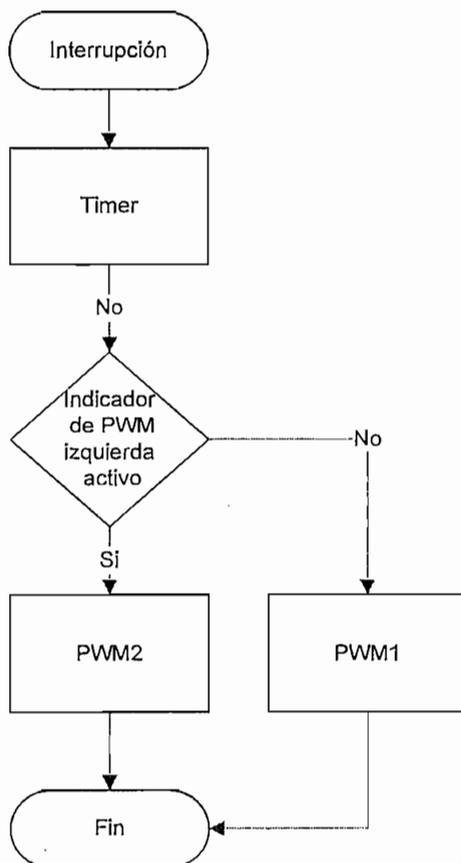


Figura 4.4 Algoritmo Programa Interrupción PIC 2

Timer

Limpiar la bandera de interrupción del timer

Comparar indicador para saber a que PMW tiene que dirigirse el programa

Fin Tarea

PWM1

Comparar si un contador es par o impar

Si contador es par

Cargar el timer con un valor que mida 16.66ms

Si contador es impar

Cargar el timer con un valor que mida 1ms

Fin Tarea

PWM2

Comparar si un contador es par o impar

Si contador es par

Cargar el timer con un valor que mida 16.66ms

Si contador es impar

Cargar el timer con un valor que mida 2ms

Fin Tarea

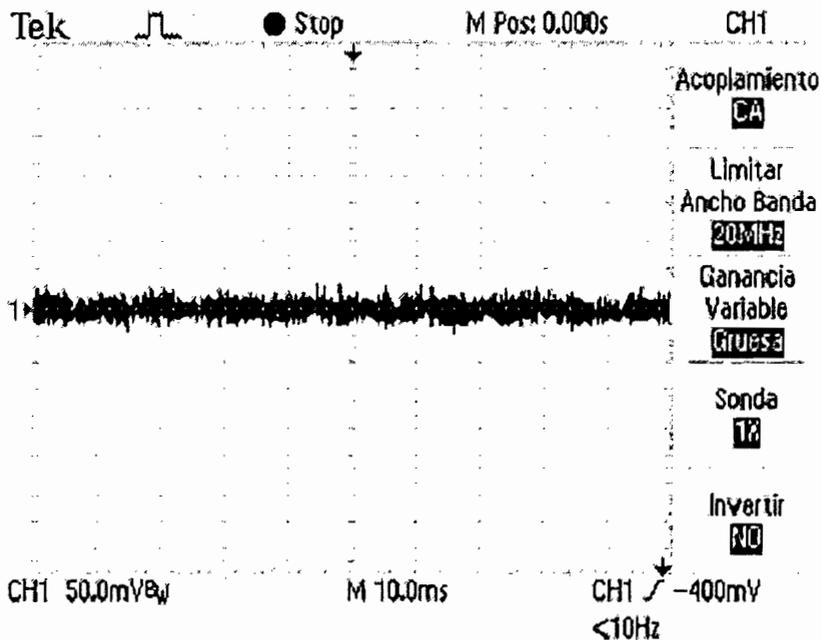
En conclusión, el software diseñado permite realizar el control de la pinza de acuerdo a los datos obtenidos de las señales eléctricas a nivel del antebrazo. Para evitar cualquier complicación en la programación se utilizó dos PIC 16F876A. Ahora después de haber realizado tanto el hardware como el software del sistema se procede a realizar las pruebas del correcto funcionamiento de la pinza, las cuales se muestran en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO 5

PRUEBAS Y RESULTADOS

5.1 PRUEBAS DE DETECCIÓN DE MIOGRAMAS

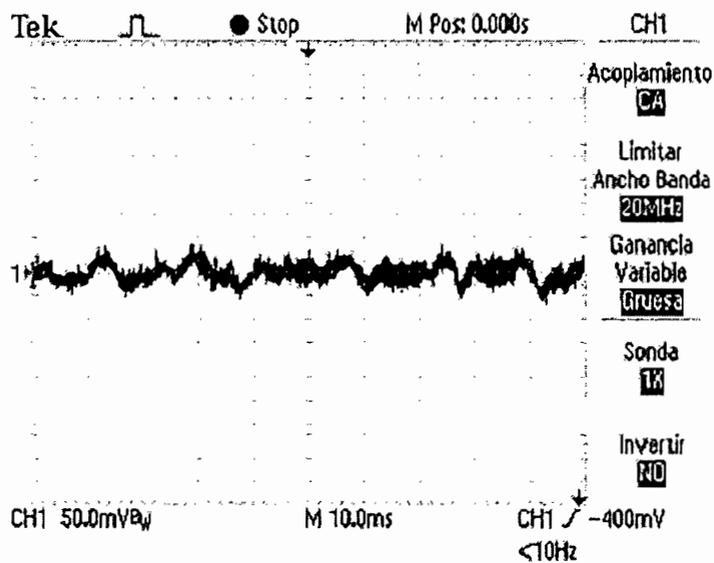
Para poder desarrollar el software del proyecto, se debió realizar un análisis previo de las formas de onda obtenidas luego de la etapa de amplificación y filtrado. Con la ayuda de un osciloscopio digital se obtuvo las distintas formas de onda, las mismas que introducidas al microcontrolador, debían ser procesadas para permitir el control de los motores de la pinza.



TDS 1012 - 10:22:08

Figura 5.1 Onda Amplificada, Mano Cerrada

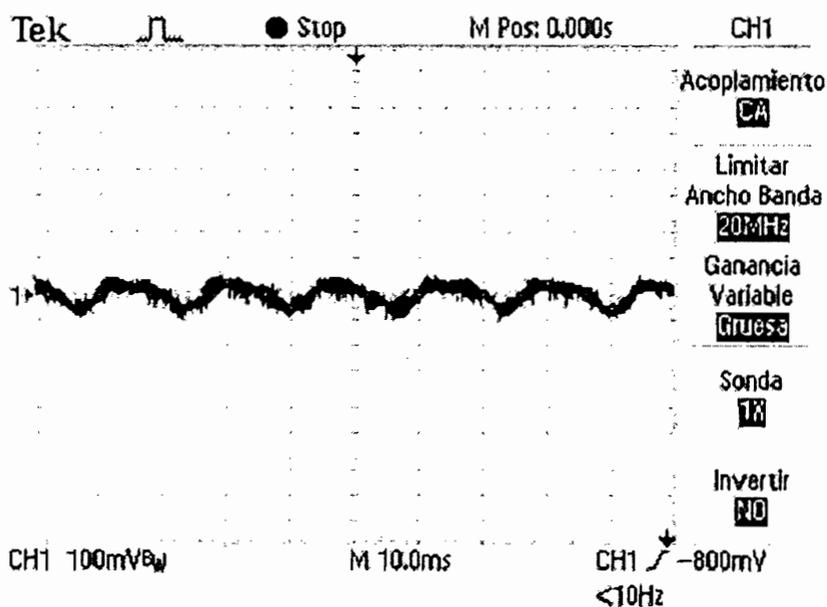
En la Figura 5.1 se presenta la forma de onda de la señal neuronal del antebrazo extraída de los músculos abductor del pulgar y flexor común de los dedos sensados para extraer la señal de pinza. Esta señal se obtiene mientras la mano se mantiene cerrada. Al amplificarla con ganancia de 16, se obtiene una señal con amplitud de 5mv.



TDS 1012 - 10:24:15

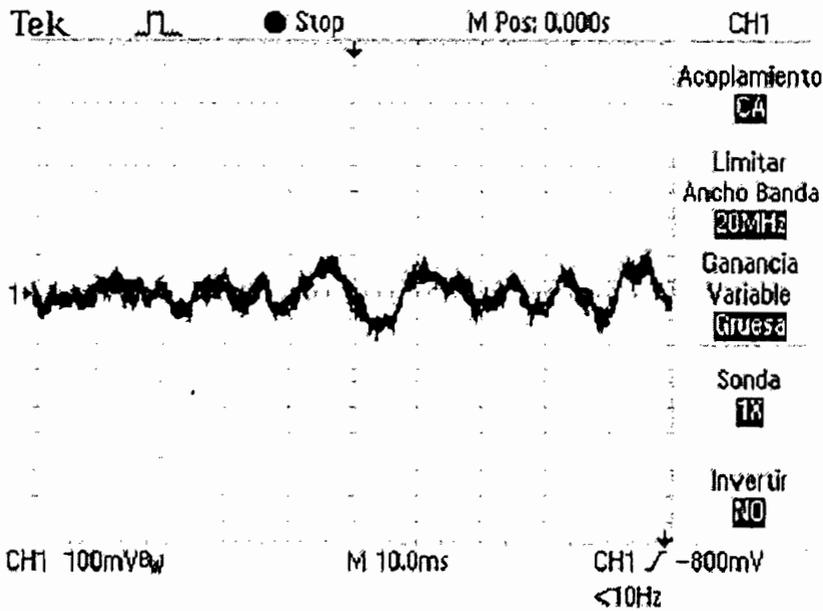
Figura 5.2 Onda Amplificada, Mano Abierta

En la Figura 5.2 se puede observar el cambio que la señal sufre el momento de abrir la mano. Se observa además que existe contaminación de ruido en la señal.



TDS 1012 - 10:15:29

Figura 5.3 Onda Amplificada, Muñeca a la Derecha



TDS 1012 - 10:17:39

Figura 5.4 Onda Amplificada, Muñeca a la Izquierda

En la Figura 5.3 se presenta la señal extraída desde el antebrazo a la altura de los músculos supinador largo y pronador redondo, es decir los músculos que intervienen en el movimiento de la muñeca. En esta etapa la amplificación es de 42 lo que permite obtener una señal de 25mv aproximadamente.

La Figura 5.4 permite observar el cambio de la señal original, al tener la mano en la posición inicial y girar la palma hacia adentro (pronación). Se puede ver que la señal varía también en amplitud. El ruido también se encuentra presente en esta señal, interfiriendo en la señal real del antebrazo.

Después de la amplificación, se filtran las señales y se añade otra etapa de ganancias teniendo como resultado final las señales que se muestran a continuación donde se puede apreciar la desaparición del ruido de 60 Hz y un cambio más notorio en amplitud y frecuencia de cada señal según el movimiento.

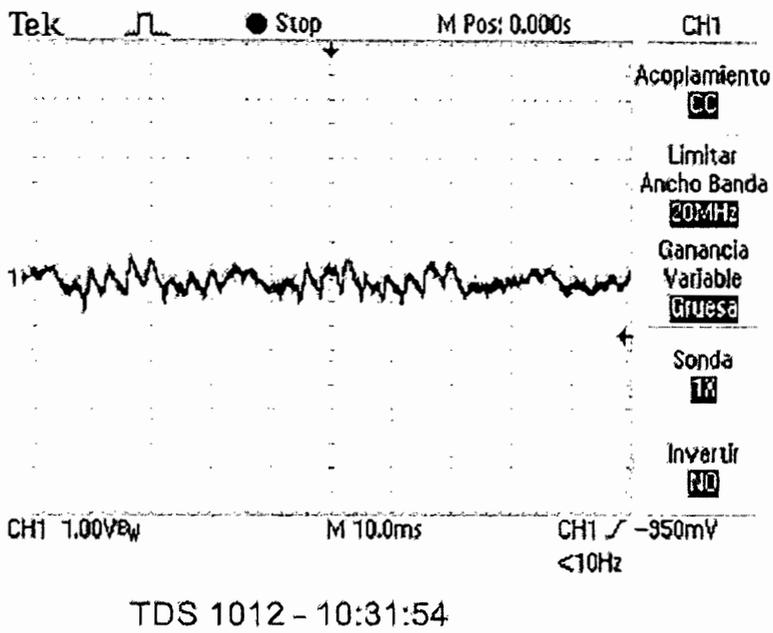


Figura 5.5 Señal Obtenida con la Mano Cerrada después del Filtro

La Figura 5.5 presenta la señal neuronal cuando se mantiene la mano cerrada. Gracias a las demás etapas de ganancia, se obtiene una señal más amplia y libre de ruido.

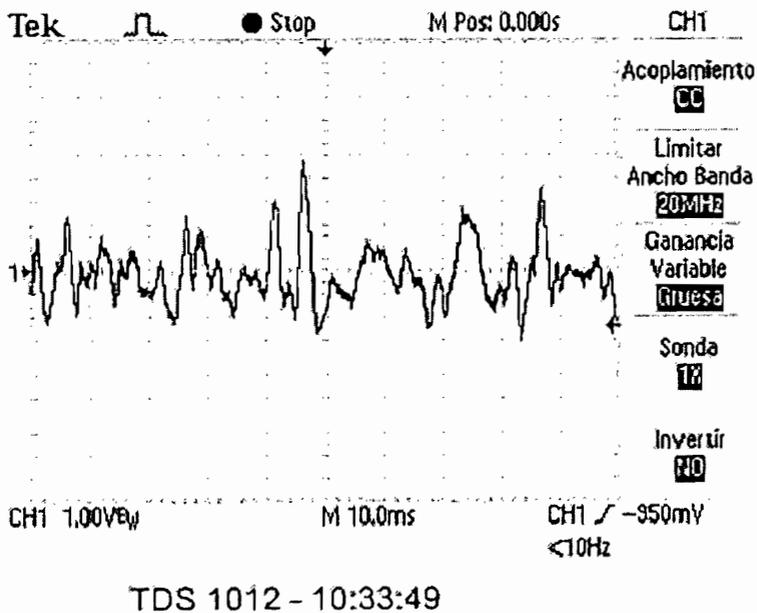


Figura 5.6 Señal Obtenida con la Mano Abierta después del Filtro

apreciar en la Figura 5.8. Si se compara con la señal obtenida para la pinza, se observa también que hay más picos máximos para la señal de la muñeca que para la señal de pinza.

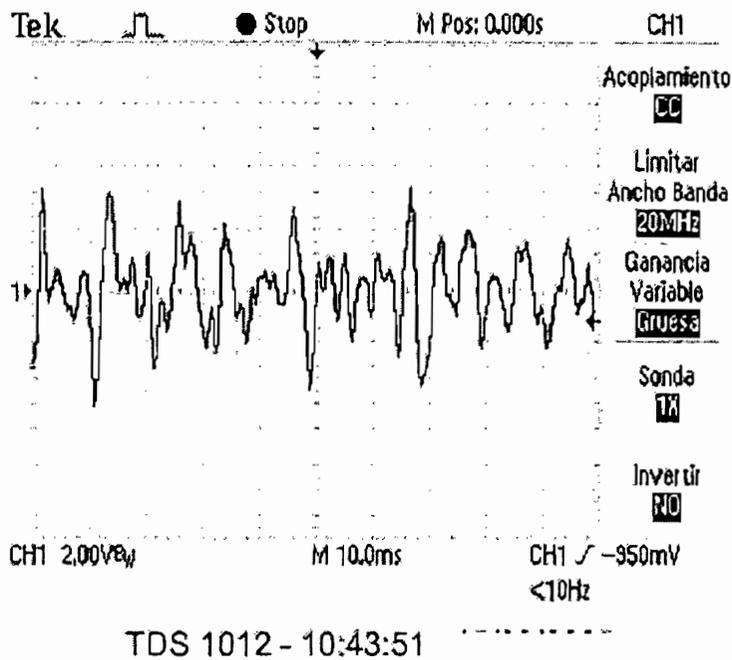


Figura 5.8 Señal después del Filtro con la Mano a la Izquierda

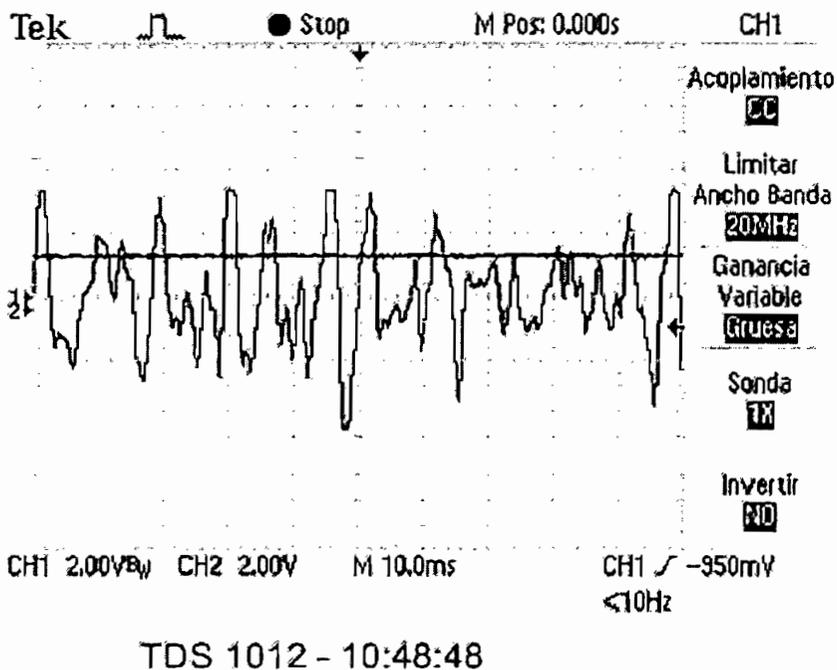


Figura 5.9 Señales en la Etapa de Comparación

La Figura 5.9 presenta la comparación de una de las señales neuronales con un nivel de voltaje continuo con el fin de obtener los pulsos que son utilizados en el

control de la pinza. Luego de esta etapa de comparación se obtienen las señales presentadas en las figuras siguientes.

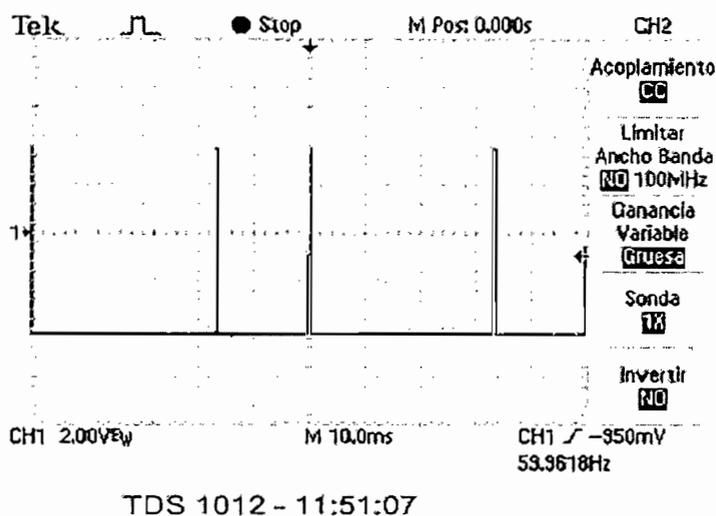


Figura 5.10 Salida de la Etapa de Comparación al Girar la Mano a la Derecha

Se obtiene un número determinado de pulsos (Figura 5.10), los mismos que aumentan considerablemente al girar la mano colocando la palma de la mano hacia atrás (Figura 5.11).

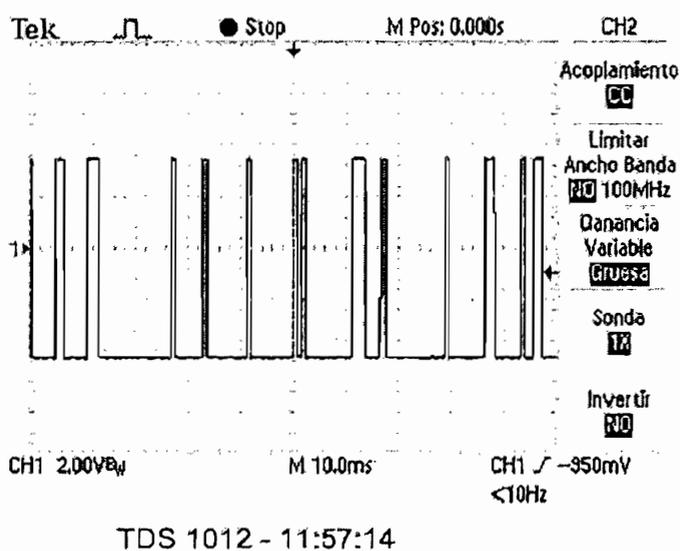


Figura 5.11 Salida de la Etapa de Comparación al Girar la Mano a la Izquierda

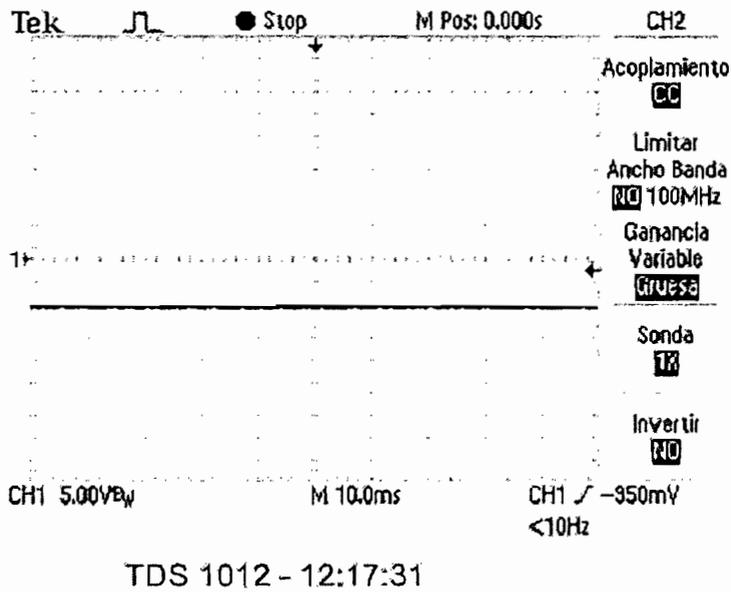


Figura 5.12 Salida de la Etapa de Comparación con la Mano Cerrada

Para la pinza en cambio, si la mano se mantiene cerrada no se presentan pulsos como se puede ver en la Figura 5.12, mientras que si la mano se abre, aparecen pocos pulsos pero fuertes, con un amplio ancho de pulso (Figura 5.13).

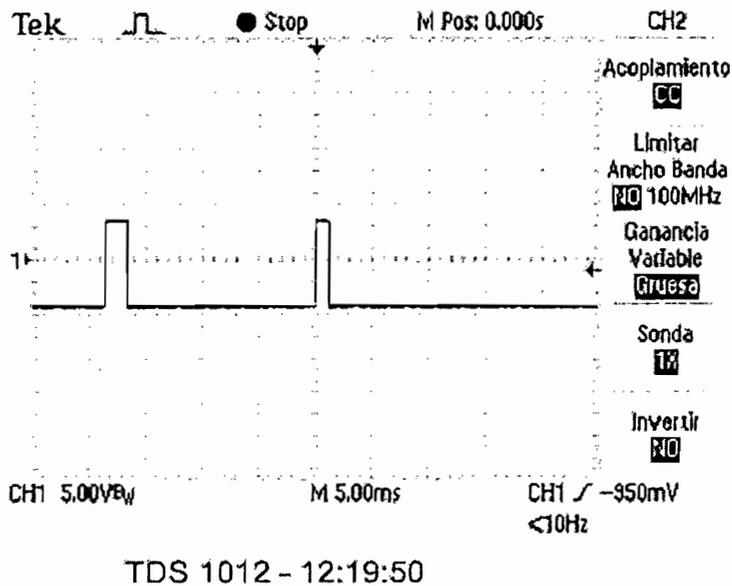
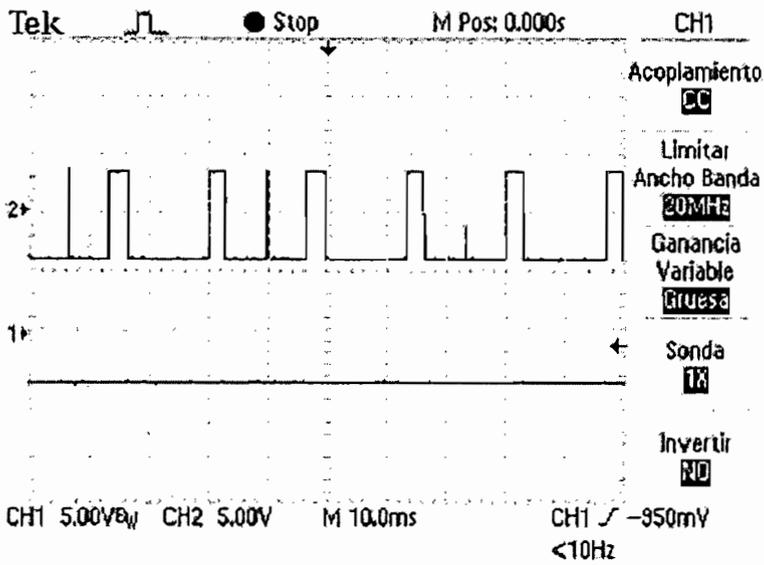


Figura 5.13 Salida de la Etapa de Comparación con la Mano Abierta

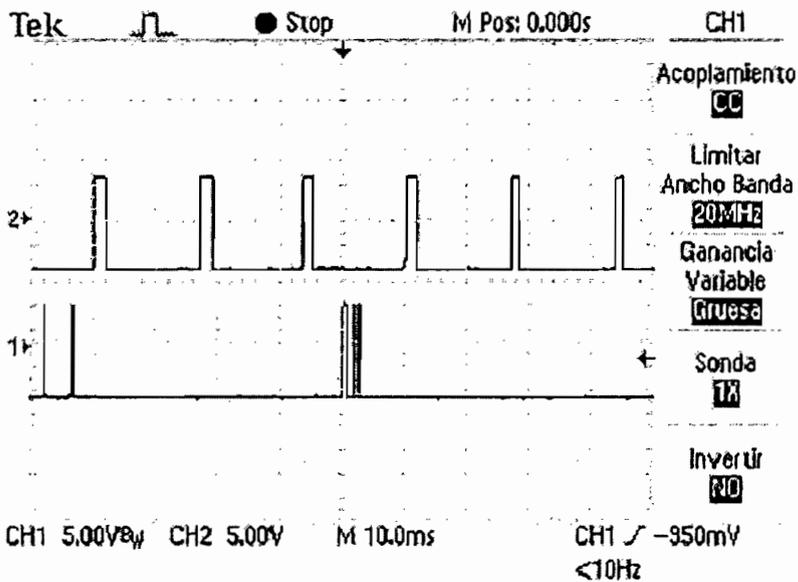
Ondas comparadas al mismo tiempo; muñeca y dedos en distintas posiciones.



TDS 1012 - 13:01:36

Figura 5.14 Mano Cerrada y Giro a la Derecha

Cuando la mano se encuentra cerrada y la muñeca en posición de descanso, se tiene la señal mostrada en la Figura 5.14.



TDS 1012 - 13:12:08

Figura 5.15 Mano Abierta y Giro a la Derecha

Cuando la mano se encuentra abierta, solo aparecen pulsos en la señal de pinza, manteniéndose la señal de muñeca sin alteración como se observa en la Figura 5.15.

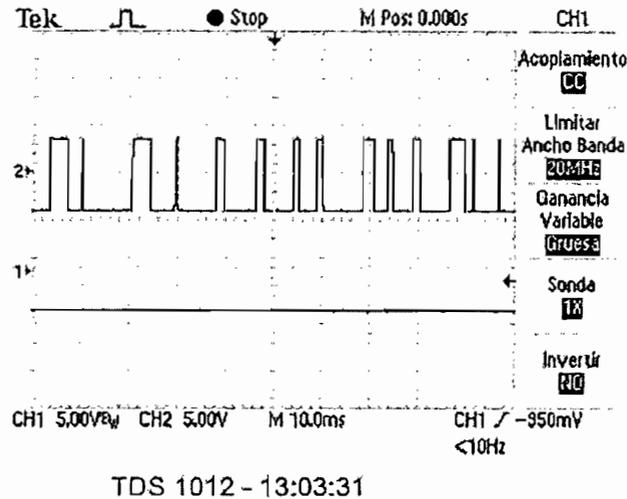


Figura 5.16 Mano Cerrada y Giro a la Izquierda

En la Figura 5.16 se observa el aumento de pulsos al girar la muñeca con la mano cerrada, pues no existen pulsos en la señal de pinza. Lo contrario que sucede en la Figura 5.17 donde al abrir la mano aparecen pulsos en la señal de pinza aumentando los pulsos en la señal de muñeca ya que esta permanece girada a la derecha.

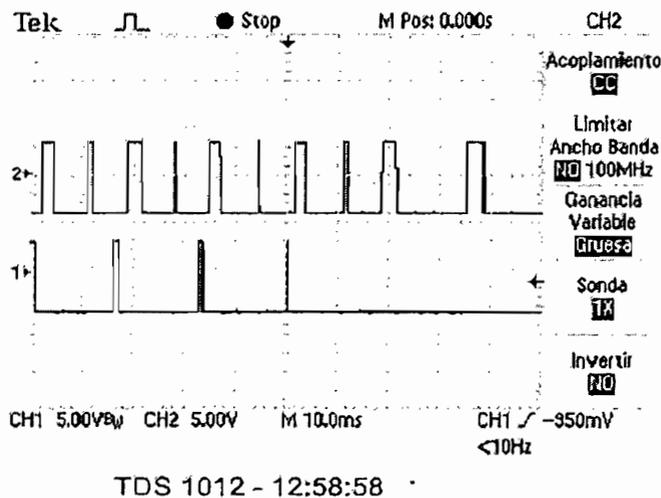


Figura 5.17 Mano Abierta y Giro a la Izquierda

5.2 PRUEBAS DE OPERACIONES DE LA PINZA

Luego del análisis de las formas de onda obtenidas se establece que para cada movimiento la frecuencia de la señal es distinta. Con este resultado se procede al procesamiento de la señal para lograr el control de los motores de la pinza.

Después de varias pruebas realizadas se establece que la pinza robótica responde al giro de la muñeca con un 90% de fidelidad, pues de veinte pruebas realizadas consecutivamente dieciocho fueron ejecutadas satisfactoriamente.

Si no se detecta ninguna actividad en el antebrazo debido al movimiento de la mano, la pinza regresa a su posición inicial imitando a la mano humana cuando está en reposo, esta posición es la de semipronación.

De igual manera se realizaron varias pruebas para la sujeción de distintos objetos. Como se pudo constatar en estas pruebas la señal neuronal del antebrazo para los distintos movimientos que realiza la mano, la señal obtenida al mover los dedos con la intención de asir un objeto es mucho más fuerte que la señal de movimiento de la muñeca. La pinza respondió de manera más eficiente a esta señal, cerrándose y abriéndose con un 95% de eficacia.

Además se determina que la pinza es capaz de sujetar objetos no mayores en ancho a 23 mm que es el valor de la apertura máxima de la pinza y con una estructura dura como por ejemplo: borradores y esferos. Sin embargo, al momento de sujetar objetos muy frágiles como son los huevos de codorniz (que incluso son frágiles al tacto humano), la pinza no es muy eficaz y aunque logra sujetarlos, muchas veces por su delicadeza estos se terminan rompiendo.

Aunque la galga simula al sentido del tacto, la respuesta a este estímulo en un ser humano es tan rápida que no se puede hacer una réplica exacta del mismo, por esta razón no todos los huevos logran ser sujetados.

Del análisis de las pruebas y resultados obtenidos se puede concluir que el objetivo planteado se ha logrado cumplir, pues si bien es cierto que la pinza no

sujeta objetos con un 100% de eficiencia si responde a las señales neuronales emitidas por el antebrazo.

En la demostración práctica es posible demostrar lo aquí manifestado, puesto que no es posible demostrar por escrito el resultado de una acción que debe verse para poder aceptarla como cierta.

Una vez realizadas todas las pruebas correspondientes para verificar el correcto funcionamiento del sistema diseñado, se puede determinar las conclusiones y recomendaciones que surgieron del proyecto.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

De las pruebas realizadas, los resultados y las experiencias obtenidas del trabajo práctico realizado durante la ejecución de este proyecto se pudo extraer las conclusiones y recomendaciones siguientes:

6.1 CONCLUSIONES

- ❖ El sistema construido logra el control de una pinza robótica por medio de la actividad neuronal del antebrazo.
- ❖ Las pruebas demostraron que la pinza se mueve en dos grados de libertad. La pinza reproduce dos posiciones básicas de la mano para la sujeción; esto es el giro de la muñeca para el posicionamiento de la mano y la apertura y cierre de los dedos.
- ❖ El sistema logra sostener todo tipo de objetos, siempre y cuando no sean mayores en ancho a 23mm, debido a que ésta es la apertura máxima de los dedos de la pinza.
- ❖ Los electrodos de superficie utilizados poseen un alto rechazo al ruido y fueron los únicos que permitieron capturar las señales de los miogramas, ya que anteriormente se experimentó con electrodos de Ag - AgCl y no se obtuvieron señales que puedan servir para el desarrollo de este proyecto. Se comprobó además que para obtener una señal muscular que sirva para el estudio es necesario el uso de un gel electrolítico, el cual hace que la resistividad de la piel baje.
- ❖ La colocación exacta de los electrodos es la única manera de obtener una señal muscular clara y diferenciarla según el movimiento realizado.
- ❖ Las galgas incorporadas en la pinza permiten detectar la presencia del objeto y su correcta sujeción simulando el sentido del tacto humano.
- ❖ Para el desarrollo del software se basa en la amplitud de la señal ya que al sensor las señales de los dos músculos estas son muy similares y la amplitud es lo que las diferencia.

- ❖ La pinza realizada en este proyecto permite capturar y sujetar los objetos duros con una efectividad de más de un 95%, pero en lo que se refiere a objetos que pueden romperse con facilidad como al capturar un huevo algunas veces suele trizarlo un poco. Sin embargo la efectividad y funcionamiento de la pinza se encuentra dentro de un rango aceptable para el propósito de este proyecto.

6.2 RECOMENDACIONES

- ❖ Debido a que el mismo cuerpo humano actúa como antena, atrayendo todo tipo de ruido, es recomendable colocar los electrodos bien adheridos a la piel y en la superficie más prominente del músculo a sensar.
- ❖ La primera etapa de amplificación no debe tener una ganancia superior a 100 debido a la alta contaminación de ruido que ésta posee. Por esta razón se recomienda construir varias etapas de amplificación con ganancias pequeñas.
- ❖ Se recomienda utilizar amplificadores de instrumentación integrados como el INA 128 y sus equivalentes, ya que poseen características que facilitan su diseño a más de protección de sobrevoltaje y eliminación del ruido que permiten amplificar las señales con relativa facilidad.
- ❖ Se recomienda hacer un estudio de la señal muscular en pacientes carentes de la mano, para poder dar una alternativa a estas personas de recuperar esta parte de su cuerpo, mediante ajuste al sistema implementado.
- ❖ Antes de adquirir un cierto tipo de electrodos es necesario estudiar muy detenidamente qué trabajo es el que se quiere realizar, ya que en el mercado existen electrodos de diferentes tipos y materiales que no son aplicables a cualquier tipo de tarea.
- ❖ Para proyectos similares se recomienda tener un buen conocimiento de las señales que se tratan de obtener, para determinar que características de las mismas; forma, amplitud o frecuencia pueden ser empleadas para lograr una señal de control estable.

- ❖ Se recomienda realizar un buen diseño de los filtros ya que las señales musculares son muy pequeñas y están llenas de ruido. La selección correcta de la frecuencia de corte de los filtros, permitirá obtener la señal apropiada que en este proyecto debía reflejar el movimiento de la mano.
- ❖ Se recomienda colocar los electrodos en la parte más prominente de un músculo y en dirección a las fibras musculares, ya que al realizar algún movimiento los electromiogramas serán mejor detectados

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LATARJET RUIZ, Liard; Anatomía Humana. Editorial Medica Panamericana S.A. Capítulo.58; 623-632, 637-643, 669-674. Capítulo 62; 716-730, 733-742.
- [2] GOODGOLD, Joseph MD; EBERTEIN, Arthur Ph.D. Electrodiagnosis of Neuromuscular Diseases. Segunda Edición, The Williams & Wilkins Company. Baltimort 1977.
- [3] FERGUSON, Simón; DUNLOP, Reg G. Grasp Recognition from Myoelectric Signals.Proc. 2002; Australasian Conference of Robotics and Automation, Auckland 27-29 November 2002.
- [4] PHILIPP, Kampas. The Optimal Use of Myoelectrodes. 2001 Gentner Verlag, Stuttgart
- [5] PESINI, Osvaldo Hugo; CECCARELLI, Marco; CARBONE, Giuseppe. Revista Iberoamericana de Ingeniería Mecánica, Clasificación de Mecanismos en Pinzas Industriales de Dos Dedos, Vol. 7, 59-75, 2003
- [6] Robótica Industrial. <http://www.chi.itesm.mx/vcim/robind/robótica.html>. Fecha de consulta: Septiembre 2004. Definiciones básicas acerca de las partes constitutivas de un robot industrial y de los movimientos que este puede realizar.
- [7] Estación Robótica para Ensamblaje. Lucas Marea / Sinaxi S.A. <http://www.monografías.com/trabajos16/estación-robótica.html>. Fecha de consulta: Septiembre 2004. Propone una estación automatizada para representar de manera didáctica el proceso de ensamble que se realiza en la industria.
- [8] Servomotores. <http://www.creaturoides.com/anterior/srvesp.htm>. Fecha de consulta: Octubre 2004. Definiciones acerca del funcionamiento de los servomotores, partes de las que está constituido y detalles importantes al trabajar con estos.

[9] http://www.omega.com/toc_esp/frameset.html?book=Pressure&file=STRAIN_AGES. Fecha de consulta: Noviembre 2004. Productos y especificaciones técnicas de los productos Omega.

[10] HERRERA, Andres; BERNAL, Andres; ISAZA, David; ADJOUADI, Malek. Design of an Electrical Prosthetic Gripper using EMG and Linear Motion Approach. Center for Advance Technology and Education; Department of Electrical and Computer Engineering, Florida International University, 10555 W Flagler Street EAS 2220, Miami, FL 33174.

[11] COUGHLIN, Robert; DRISCOLL, Frederick. Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales, Filtros Activos, Editorial Prentice Hall, Segunda Edición, Capítulo 11; 294, 325, 999.

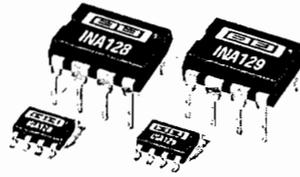
[12] <http://www.ociw.edu/instrumentation/ccd/parts/ina128.pdf>. Especificaciones técnicas del amplificador de instrumentación INA128.

[13] <http://www.focus.ti.com/lit/ds/symlink/uaf42.pdf> Especificaciones técnicas del filtro activo UAF42AP.

[14] http://www.ortodoxism.com/datasheets/analogdevices/353793413AD627_b.pdf Especificaciones técnicas del amplificador de instrumentación AD627.

ANEXOS

ANEXO 1



**INA128
INA129**

Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIERS

FEATURES

- LOW OFFSET VOLTAGE: 50 μ V max
- LOW DRIFT: 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C max
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 5nA max
- HIGH CMR: 120dB min
- INPUTS PROTECTED TO \pm 40V
- WIDE SUPPLY RANGE: \pm 2.25 to \pm 18V
- LOW QUIESCENT CURRENT: 700 μ A
- 8-PIN PLASTIC DIP, SO-8

APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

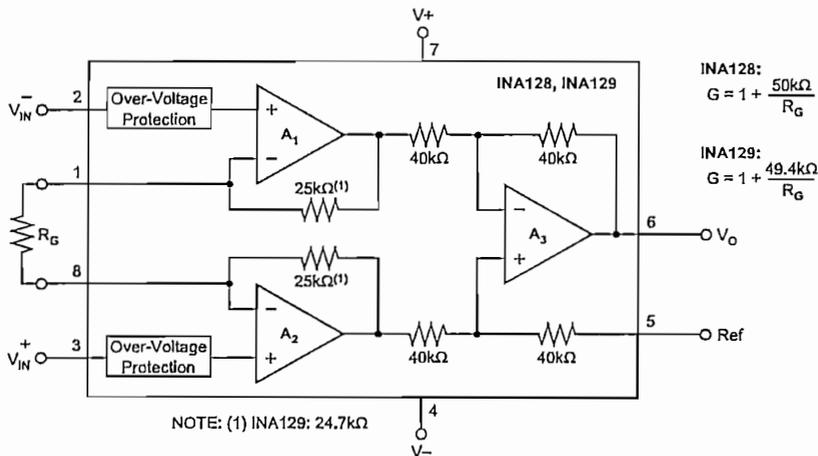
DESCRIPTION

The INA128 and INA129 are low power, general purpose instrumentation amplifiers offering excellent accuracy. Their versatile 3-op amp design and small size make them ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (200kHz at $G = 100$).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. INA128 provides an industry standard gain equation; INA129's gain equation is compatible with the AD620.

The INA128/INA129 is laser trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.5 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (120dB at $G \geq 100$). It operates with power supplies as low as \pm 2.25V, and quiescent current is only 700 μ A—ideal for battery operated systems. Internal input protection can withstand up to \pm 40V without damage.

The INA128/INA129 is available in 8-pin plastic DIP, and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range. The INA128 is also available in dual configuration, the INA2128.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAX: (520) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

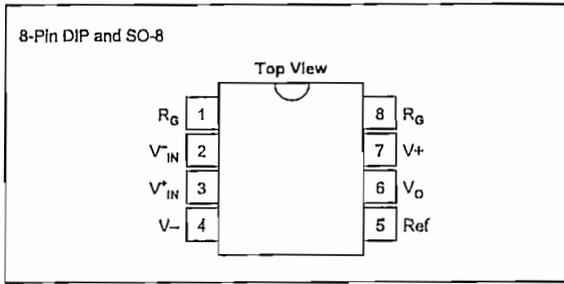
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA128P, U INA129P, U			INA128PA, UA INA129PA, UA			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
INPUT Offset Voltage, RTI Initial vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Impedance, Differential Common-Mode Common-Mode Voltage Range ⁽¹⁾ Safe Input Voltage Common-Mode Rejection	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX} $V_S = \pm 2.25\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ $V_O = 0\text{V}$ $V_{\text{CM}} = \pm 13\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$ $G=1$ $G=10$ $G=100$ $G=1000$	(V+) - 2 (V-) + 2	$\pm 10 \pm 100/G$	$\pm 50 \pm 500/G$	*	$\pm 25 \pm 100/G$	$\pm 125 \pm 1000/G$	μV	
			$\pm 0.2 \pm 2/G$	$\pm 0.5 \pm 20/G$		$\pm 0.2 \pm 5/G$	$\pm 1 \pm 20/G$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
			$\pm 0.2 \pm 20/G$	$\pm 1 \pm 100/G$		*	$\pm 2 \pm 200/G$	$\mu\text{V}/\text{V}$	
			$\pm 0.1 \pm 3/G$			*		$\mu\text{V}/\text{mo}$	
			$10^{10} \parallel 2$			*		$\Omega \parallel \text{pF}$	
			$10^{11} \parallel 9$		*		$\Omega \parallel \text{pF}$		
			(V+) - 1.4 (V-) + 1.7		*		V		
				± 40	*		V		
		80	86		73	*	dB		
		100	106		93	*	dB		
		120	125		110	*	dB		
		120	130		110	*	dB		
BIAS CURRENT vs Temperature Offset Current vs Temperature			± 2	± 5		*	± 10	nA	
			± 30			*		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
			± 1	± 5		*	± 10	nA	
			± 30			*		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
NOISE VOLTAGE, RTI f = 10Hz f = 100Hz f = 1kHz $f_B = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz Noise Current f = 10Hz f = 1kHz $f_B = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz	G = 1000, $R_S = 0\Omega$		10			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
			8			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
			8			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
			0.2			*		$\mu\text{Vp-p}$	
			0.9			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
			0.3			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
			30		*		pAp-p		
GAIN Gain Equation, INA128 INA129 Range of Gain Gain Error Gain vs Temperature ⁽²⁾ 50k Ω (or 49.4k Ω) Resistor ^(2,3) Nonlinearity	$V_O = \pm 13.6\text{V}$, $G=1$ $G=10$ $G=100$ $G=1000$	1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$		*	*		V/V	
			$1 + (49.4\text{k}\Omega/R_G)$	10000		*		V/V	
				± 0.01		± 0.024	*	± 0.1	%
				± 0.02		± 0.4	*	± 0.5	%
				± 0.05		± 0.5	*	± 0.7	%
				± 0.5		± 1	*	± 2	%
				± 1		± 10	*	*	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
				± 25		± 100	*	*	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
				± 0.0001		± 0.001	*	± 0.002	% of FSR
				± 0.0003		± 0.002	*	± 0.004	% of FSR
	± 0.0005	± 0.002	*	± 0.004	% of FSR				
	± 0.001	(Note 4)	*	*	% of FSR				
OUTPUT Voltage: Positive Negative Load Capacitance Stability Short-Circuit Current	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	(V+) - 1.4 (V-) + 1.4	(V+) - 0.9		*	*		V	
			(V-) + 0.8			*		V	
			1000			*		pF	
			+6/-15			*		mA	
FREQUENCY RESPONSE Bandwidth, -3dB Slew Rate Settling Time, 0.01% Overload Recovery	$V_O = \pm 10\text{V}$, $G=10$ $G=1$ $G=10$ $G=100$ $G=1000$ 50% Overdrive		1.3			*		MHz	
			700			*		kHz	
			200			*		kHz	
			20			*		kHz	
			4			*		V/ μs	
			7			*		μs	
			7			*		μs	
			9			*		μs	
			80			*		μs	
			4			*		μs	
POWER SUPPLY Voltage Range Current, Total	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$	± 2.25	± 15	± 18	*	*	*	V	
			± 700	± 750		*	*	μA	
TEMPERATURE RANGE Specification Operating θ_{JA}			-40	85	*		*	$^\circ\text{C}$	
			-40	125		*	*	$^\circ\text{C}$	
			80			*	*	$^\circ\text{C}/\text{W}$	
			150			*	*	$^\circ\text{C}/\text{W}$	

* Specification same as INA128P, U or INA129P, U.

NOTE: (1) Input common-mode range varies with output voltage—see typical curves. (2) Guaranteed by wafer test. (3) Temperature coefficient of the 50k Ω (or 49.4k Ω) term in the gain equation. (4) Nonlinearity measurements in $G = 1000$ are dominated by noise. Typical nonlinearity is $\pm 0.001\%$.

PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	$\pm 18V$
Analog Input Voltage Range	$\pm 40V$
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	$-40^\circ C$ to $+125^\circ C$
Storage Temperature	$-40^\circ C$ to $+125^\circ C$
Junction Temperature	$+150^\circ C$
Lead Temperature (soldering, 10s)	$+300^\circ C$

ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

ORDERING INFORMATION

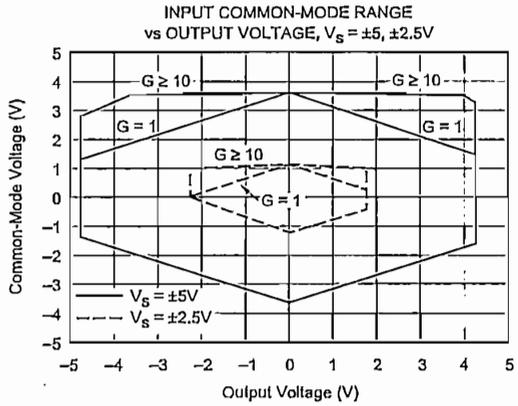
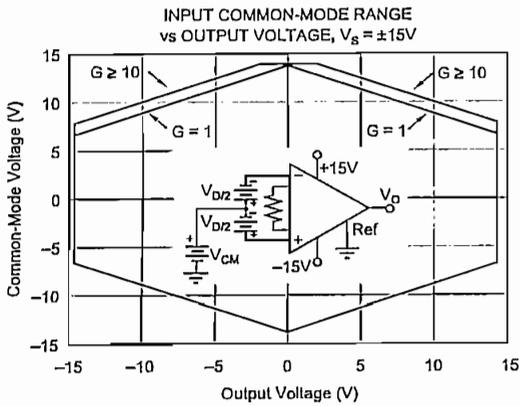
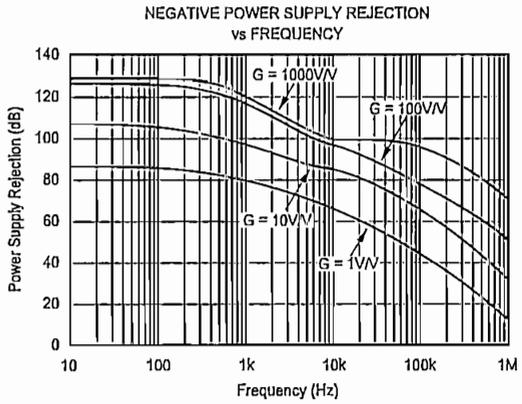
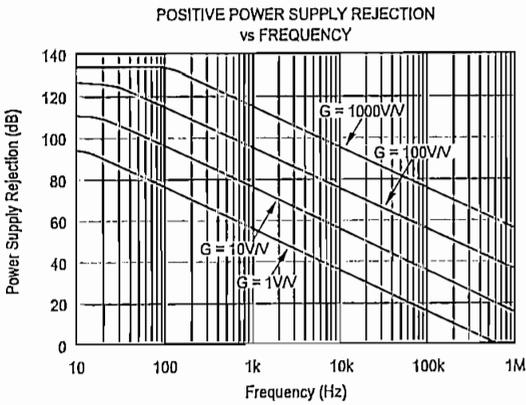
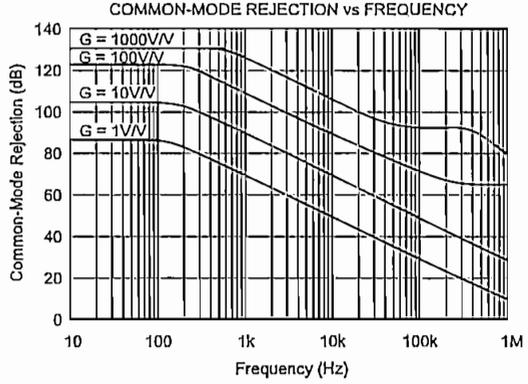
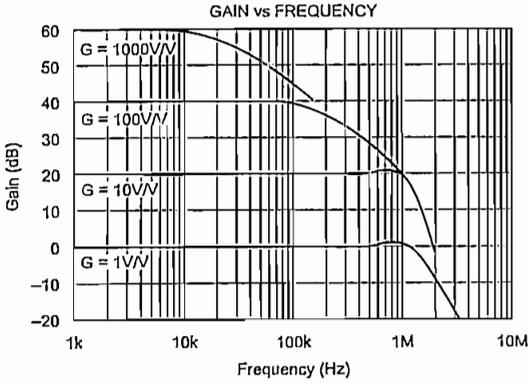
PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
INA128PA	8-Pin Plastic DIP	006	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
INA128P	8-Pin Plastic DIP	006	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
INA128UA	SO-8 Surface-Mount	182	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
INA128U	SO-8 Surface-Mount	182	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
INA129PA	8-Pin Plastic DIP	006	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
INA129P	8-Pin Plastic DIP	006	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
INA129UA	SO-8 Surface-Mount	182	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
INA129U	SO-8 Surface-Mount	182	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

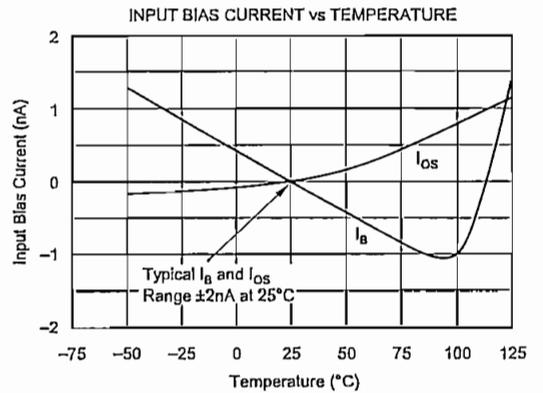
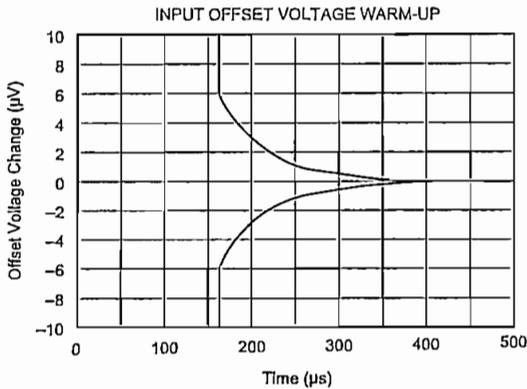
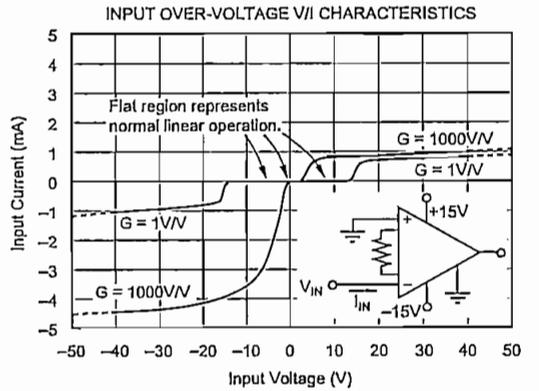
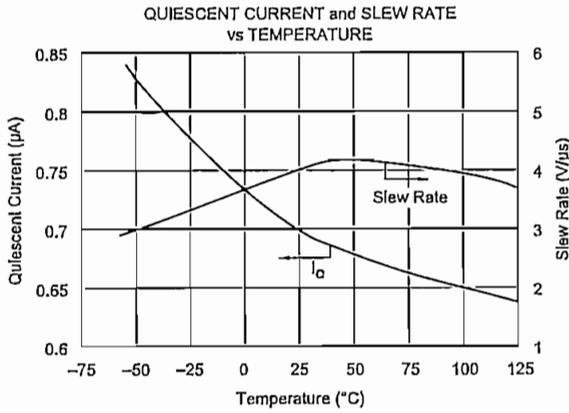
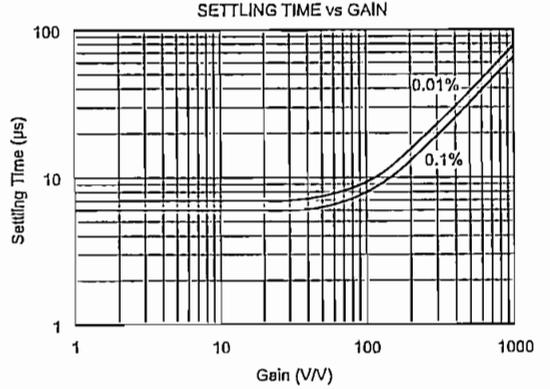
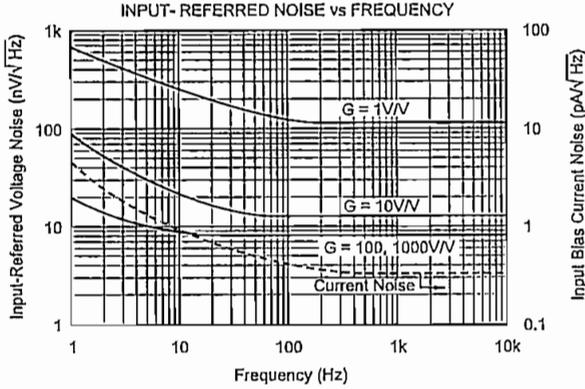
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



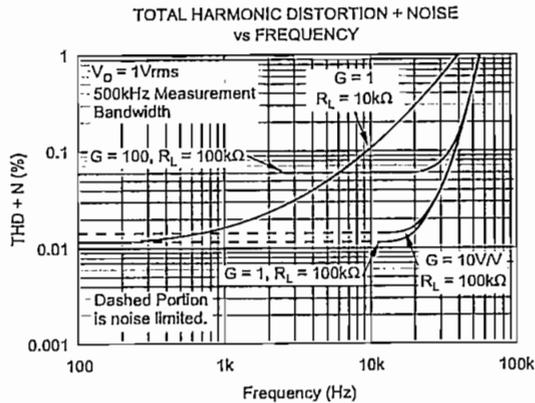
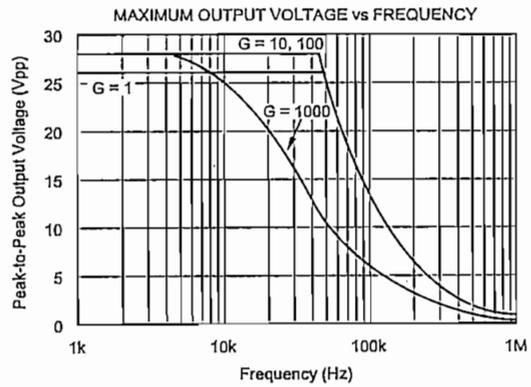
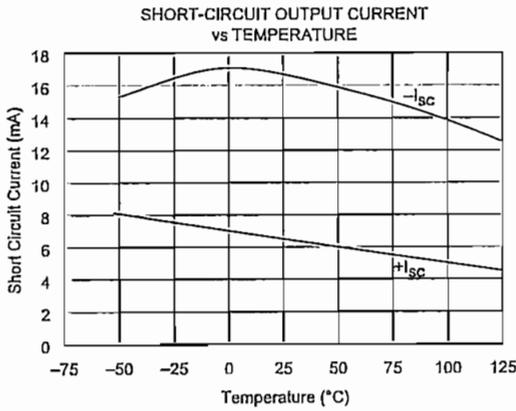
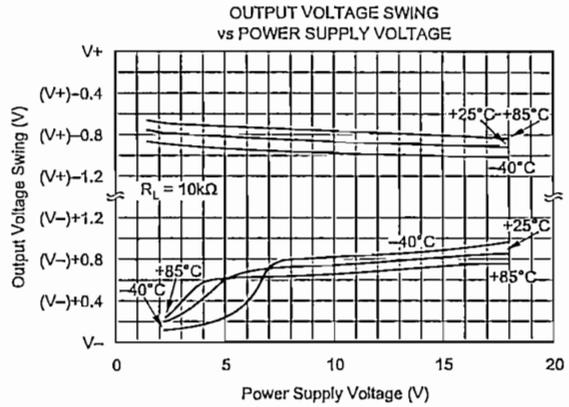
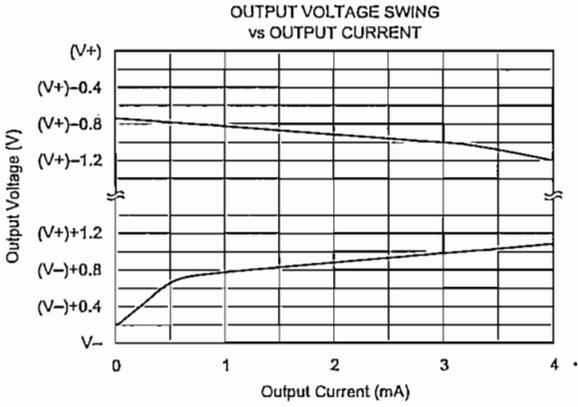
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



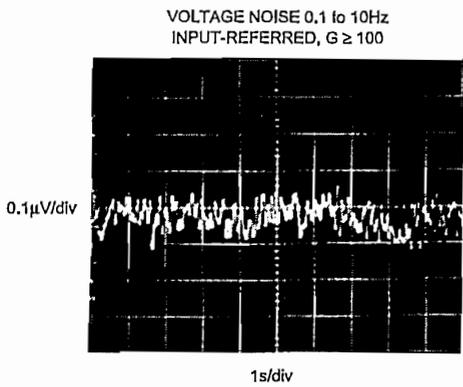
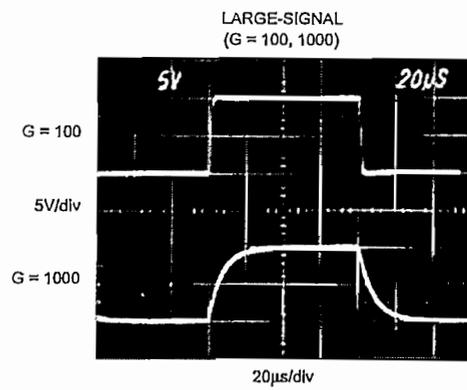
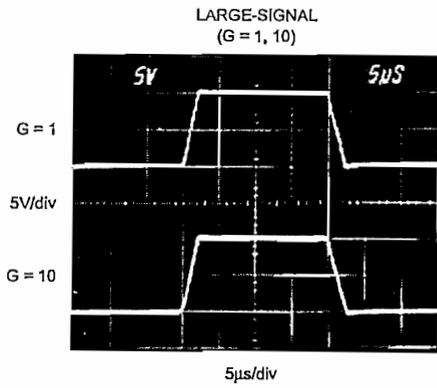
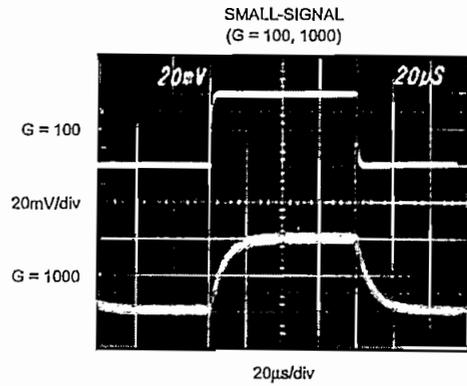
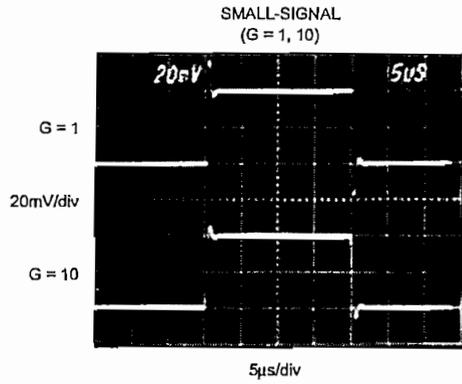
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_E = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



APPLICATION INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation of the INA128/INA129. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown.

The output is referred to the output reference (Ref) terminal which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 8Ω in series with the Ref pin will cause a typical device to degrade to approximately 80dB CMR (G = 1).

SETTING THE GAIN

Gain is set by connecting a single external resistor, R_G, connected between pins 1 and 8:

$$\text{INA128: } G = 1 + \frac{50\text{k}\Omega}{R_G} \quad (1)$$

$$\text{INA129: } G = 1 + \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G} \quad (2)$$

Commonly used gains and resistor values are shown in Figure 1.

The 50kΩ term in Equation 1 (49.4kΩ in Equation 2) comes from the sum of the two internal feedback resistors of A₁ and A₂. These on-chip metal film resistors are laser trimmed to

accurate absolute values. The accuracy and temperature coefficient of these internal resistors are included in the gain accuracy and drift specifications of the INA128/INA129.

The stability and temperature drift of the external gain setting resistor, R_G, also affects gain. R_G's contribution to gain accuracy and drift can be directly inferred from the gain equation (1). Low resistor values required for high gain can make wiring resistance important. Sockets add to the wiring resistance which will contribute additional gain error (possibly an unstable gain error) in gains of approximately 100 or greater.

DYNAMIC PERFORMANCE

The typical performance curve "Gain vs Frequency" shows that, despite its low quiescent current, the INA128/INA129 achieves wide bandwidth, even at high gain. This is due to the current-feedback topology of the input stage circuitry. Settling time also remains excellent at high gain.

NOISE PERFORMANCE

The INA128/INA129 provides very low noise in most applications. Low frequency noise is approximately 0.2μV_{p-p} measured from 0.1 to 10Hz (G ≥ 100). This provides dramatically improved noise when compared to state-of-the-art chopper-stabilized amplifiers.

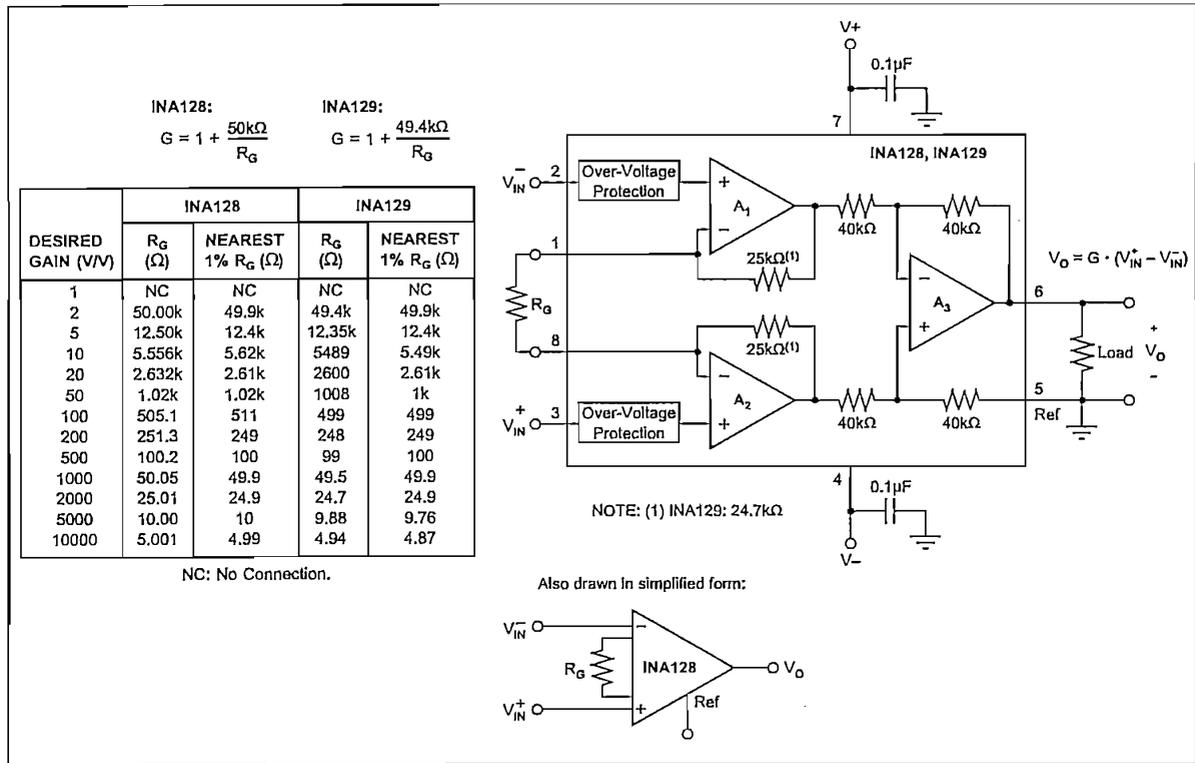


FIGURE 1. Basic Connections.

OFFSET TRIMMING

The INA128/INA129 is laser trimmed for low offset voltage and offset voltage drift. Most applications require no external offset adjustment. Figure 2 shows an optional circuit for trimming the output offset voltage. The voltage applied to Ref terminal is summed with the output. The op amp buffer provides low impedance at the Ref terminal to preserve good common-mode rejection.

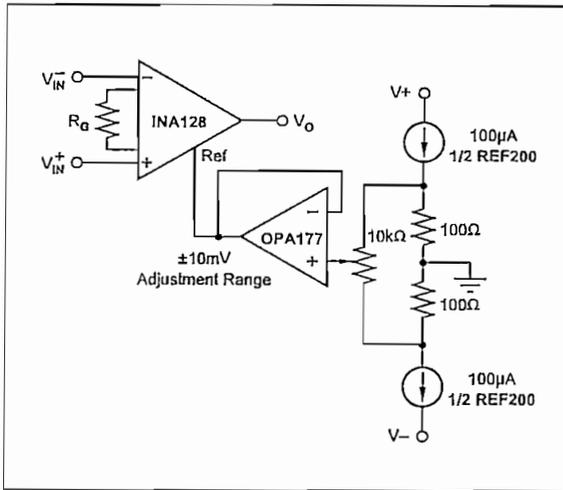


FIGURE 2. Optional Trimming of Output Offset Voltage.

INPUT BIAS CURRENT RETURN PATH

The input impedance of the INA128/INA129 is extremely high—approximately $10^{10}\Omega$. However, a path must be provided for the input bias current of both inputs. This input bias current is approximately $\pm 2\text{nA}$. High input impedance means that this input bias current changes very little with varying input voltage.

Input circuitry must provide a path for this input bias current for proper operation. Figure 3 shows various provisions for an input bias current path. Without a bias current path, the inputs will float to a potential which exceeds the common-mode range, and the input amplifiers will saturate.

If the differential source resistance is low, the bias current return path can be connected to one input (see the thermocouple example in Figure 3). With higher source impedance, using two equal resistors provides a balanced input with possible advantages of lower input offset voltage due to bias current and better high-frequency common-mode rejection.

INPUT COMMON-MODE RANGE

The linear input voltage range of the input circuitry of the INA128/INA129 is from approximately 1.4V below the positive supply voltage to 1.7V above the negative supply. As a differential input voltage causes the output voltage increase, however, the linear input range will be limited by the output voltage swing of amplifiers A_1 and A_2 . So the

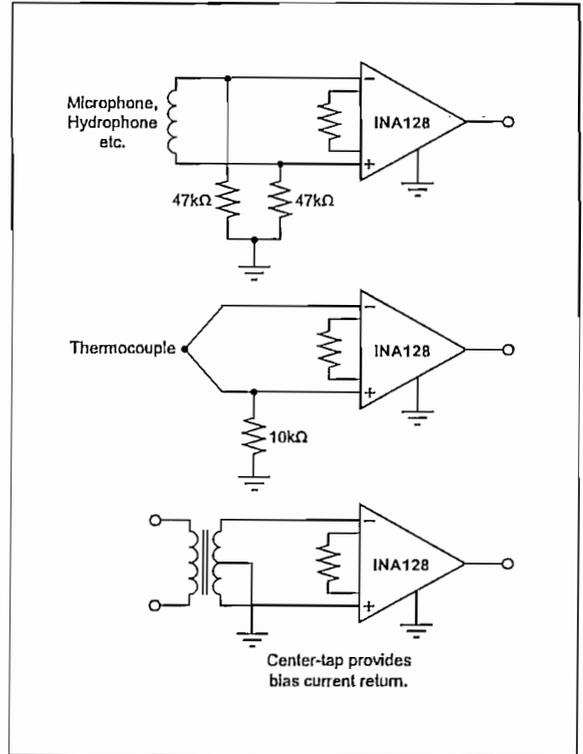


FIGURE 3. Providing an Input Common-Mode Current Path.

linear common-mode input range is related to the output voltage of the complete amplifier. This behavior also depends on supply voltage—see performance curves “Input Common-Mode Range vs Output Voltage”.

Input-overload can produce an output voltage that appears normal. For example, if an input overload condition drives both input amplifiers to their positive output swing limit, the difference voltage measured by the output amplifier will be near zero. The output of A_3 will be near 0V even though both inputs are overloaded.

LOW VOLTAGE OPERATION

The INA128/INA129 can be operated on power supplies as low as $\pm 2.25\text{V}$. Performance remains excellent with power supplies ranging from $\pm 2.25\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$. Most parameters vary only slightly throughout this supply voltage range—see typical performance curves. Operation at very low supply voltage requires careful attention to assure that the input voltages remain within their linear range. Voltage swing requirements of internal nodes limit the input common-mode range with low power supply voltage. Typical performance curves, “Input Common-Mode Range vs Output Voltage” show the range of linear operation for $\pm 15\text{V}$, $\pm 5\text{V}$, and $\pm 2.5\text{V}$ supplies.

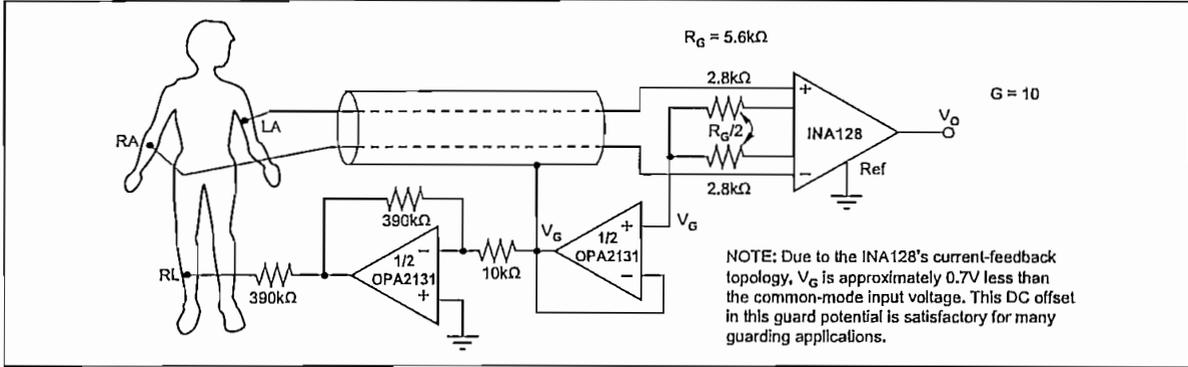


FIGURE 4. ECG Amplifier With Right-Leg Drive.

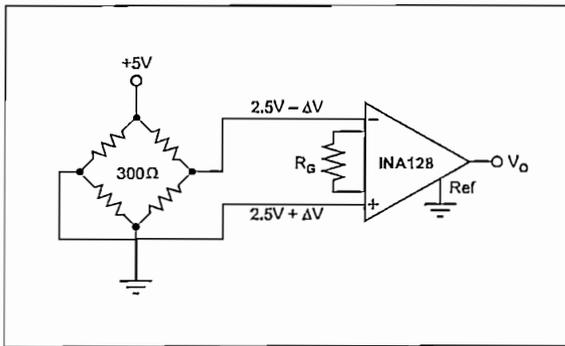


FIGURE 5. Bridge Amplifier.

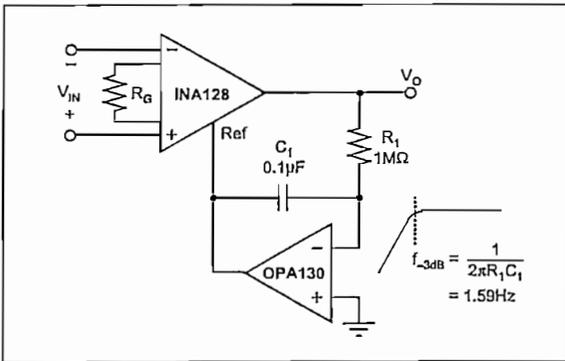


FIGURE 6. AC-Coupled Instrumentation Amplifier.

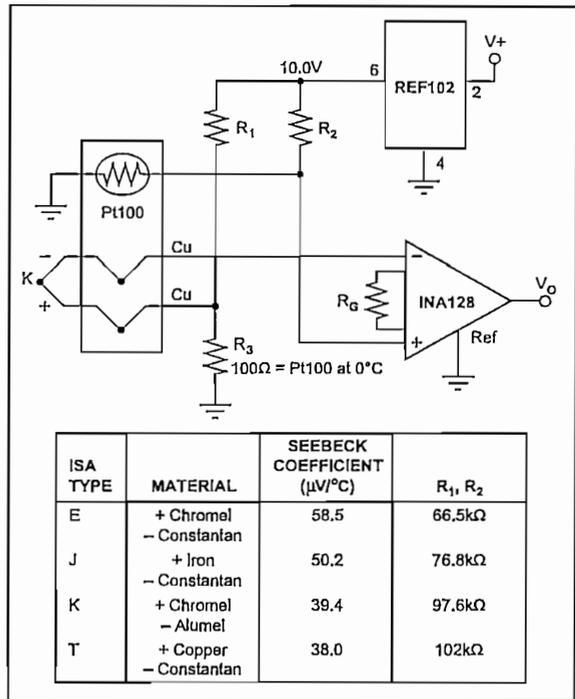


FIGURE 7. Thermocouple Amplifier With RTD Cold-Junction Compensation.

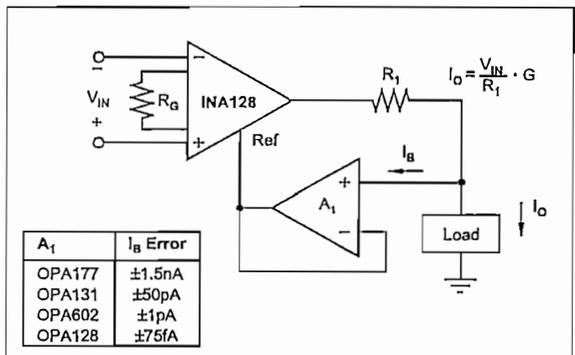


FIGURE 8. Differential Voltage to Current Converter.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

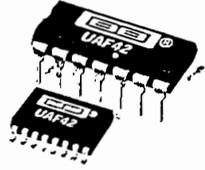
Customers are responsible for their applications using TI components.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 2000, Texas Instruments Incorporated

ANEXO 2



UAF42

UNIVERSAL ACTIVE FILTER

FEATURES

- VERSATILE—
LOW-PASS, HIGH-PASS
BAND-PASS, BAND-REJECT
- SIMPLE DESIGN PROCEDURE
- ACCURATE FREQUENCY AND Q —
INCLUDES ON CHIP 1000pF ±0.5%
CAPACITORS

APPLICATIONS

- TEST EQUIPMENT
- COMMUNICATIONS EQUIPMENT
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION SYSTEMS
- MONOLITHIC REPLACEMENT FOR UAF41

DESCRIPTION

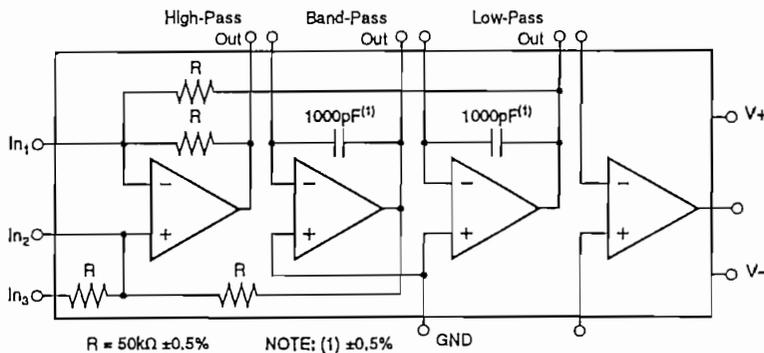
The UAF42 is a universal active filter which can be configured for a wide range of low-pass, high-pass, and band-pass filters. It uses a classical state-variable analog architecture with an inverting amplifier and two integrators. The integrators include on-chip 1000pF capacitors trimmed to 0.5%. This solves one of the most difficult problems of active filter design—obtaining tight tolerance, low-loss capacitors.

A DOS-compatible filter design program allows easy implementation of many filter types such as Butterworth, Bessel, and Chebyshev. A fourth, uncommitted FET-input op amp (identical to the other

three) can be used to form additional stages, or for special filters such as band-reject and Inverse Chebyshev.

The classical topology of the UAF42 forms a time-continuous filter, free from the anomalies and switching noise associated with switched-capacitor filter types.

The UAF42 is available in 14-pin plastic DIP and SOL-16 surface-mount packages, specified for the -25°C to +85°C temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAX Line: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	UAF42AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
FILTER PERFORMANCE					
Frequency Range, f_n	$f = 1\text{kHz}$		0 to 100		kHz
Frequency Accuracy vs Temperature			0.01	1	% $^\circ\text{C}$
Maximum Q			400		—
Maximum (Q • Frequency) Product			500		kHz
Q vs Temperature	$(f_o \cdot Q) < 10^4$		0.01		% $^\circ\text{C}$
Q Repeatability	$(f_o \cdot Q) < 10^5$		0.025		% $^\circ\text{C}$
Offset Voltage, Low-Pass Output	$(f_o \cdot Q) < 10^5$		2	± 5	mV
Resistor Accuracy			0.5	1%	%
OFFSET VOLTAGE⁽¹⁾					
Input Offset Voltage vs Temperature			± 0.5	± 5	mV
vs Power Supply	$V_S = \pm 6$ to $\pm 18\text{V}$	80	± 3		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾					
Input Bias Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		10	50	pA
Input Offset Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		5		pA
NOISE					
Input Voltage Noise					
Noise Density: $f = 10\text{Hz}$			25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 10\text{kHz}$			10		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Voltage Noise: BW = 0.1 to 10Hz			2		$\mu\text{Vp-p}$
Input Bias Current Noise					
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$			2		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE⁽¹⁾					
Common-Mode Input Range	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$	80	± 11.5		V
Common-Mode Rejection			96		dB
INPUT IMPEDANCE⁽¹⁾					
Differential			$10^{13} \parallel 2$		$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			$10^{13} \parallel 6$		$\Omega \parallel \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN⁽¹⁾					
Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$	90	126		dB
FREQUENCY RESPONSE⁽¹⁾					
Slew Rate			10		V/ μs
Gain-Bandwidth Product	$G = +1$		4		MHz
Total Harmonic Distortion	$G = +1$, $f = 1\text{kHz}$		0.0004		%
OUTPUT⁽¹⁾					
Voltage Output	$R_L = 2\text{k}\Omega$	± 11	± 11.5		V
Short Circuit Current			± 25		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			± 15		V
Operating Voltage Range		± 6		± 18	V
Current			± 6	± 7	mA
TEMPERATURE RANGE					
Specification		-25		+85	$^\circ\text{C}$
Operating		-25		+85	$^\circ\text{C}$
Storage		-40		+125	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		$^\circ\text{C}/\text{W}$

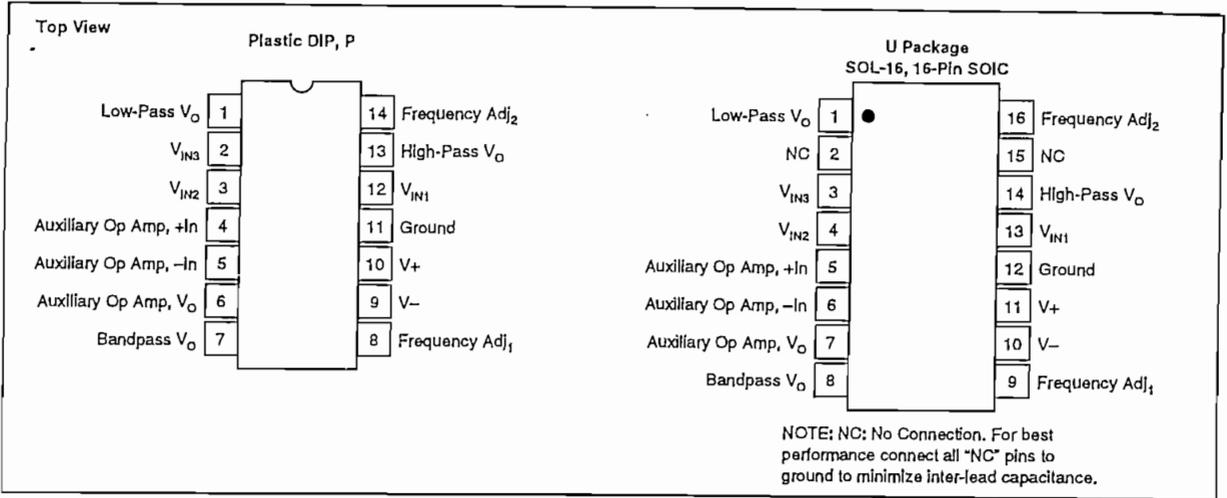
* Same as specification for UAF42AP.

NOTES: (1) Specifications apply to uncommitted op amp, A_4 . The three op amps forming the filter are identical to A_4 but are tested as a complete filter.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.



PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply Voltage	±18V
Input Voltage	±V _S ±0.7V
Output Short Circuit	Continuous
Operating Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	-40°C to +85°C
Storage Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	-40°C to +125°C
Junction Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	+125°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
UAF42AP	Plastic 14-pin DIP	010	-25°C to +85°C
UAF42AU	SOL-16	211	-25°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.



APPLICATIONS INFORMATION

The UAF42 is a monolithic implementation of the proven state-variable analog filter topology. Pin-compatible with the popular UAF41 Analog Filter, it provides several improvements.

Slew Rate of the UAF42 has been increased to 10V/ μ s versus 1.6V/ μ s for the UAF41. Frequency \cdot Q product of the UAF42 has been improved, and the useful natural frequency extended by a factor of four to 100kHz. FET-input op amps on the UAF42 provide very low input bias current. The monolithic construction of the UAF42 provides lower cost and improved reliability.

DESIGN PROGRAM

Application Bulletin AB-035 and a computer-aided design program, available from Burr-Brown, make it easy to design and implement many kinds of active filters. The DOS-compatible program guides you through the design process and automatically calculates component values.

Low-pass, high-pass, band-pass and band-reject (notch) filters can be designed. The program supports the three most commonly used all-pole filter types: Butterworth, Chebyshev and Bessel. The less-familiar Inverse Chebyshev is also supported, providing a smooth passband response with ripple in the stop-band.

With each data entry, the program automatically calculates and displays filter performance. This allows a spreadsheet-like "what if" design approach. For example, you can quickly determine, by trial and error, how many poles are required for a desired attenuation in the stopband. Gain/phase plots may be viewed for any response type.

The basic building element of the most commonly used filter types is the second-order section. This section provides a complex-conjugate pair of poles. The natural frequency, ω_n , and Q of the pole pair determines the characteristic response of the section. The low-pass transfer function is

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{LP}\omega_n^2}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (1)$$

The high-pass transfer function is

$$\frac{V_{HP}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{HP}s^2}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (2)$$

The band-pass transfer function is

$$\frac{V_{BP}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BP}(\omega_n/Q) s}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (3)$$

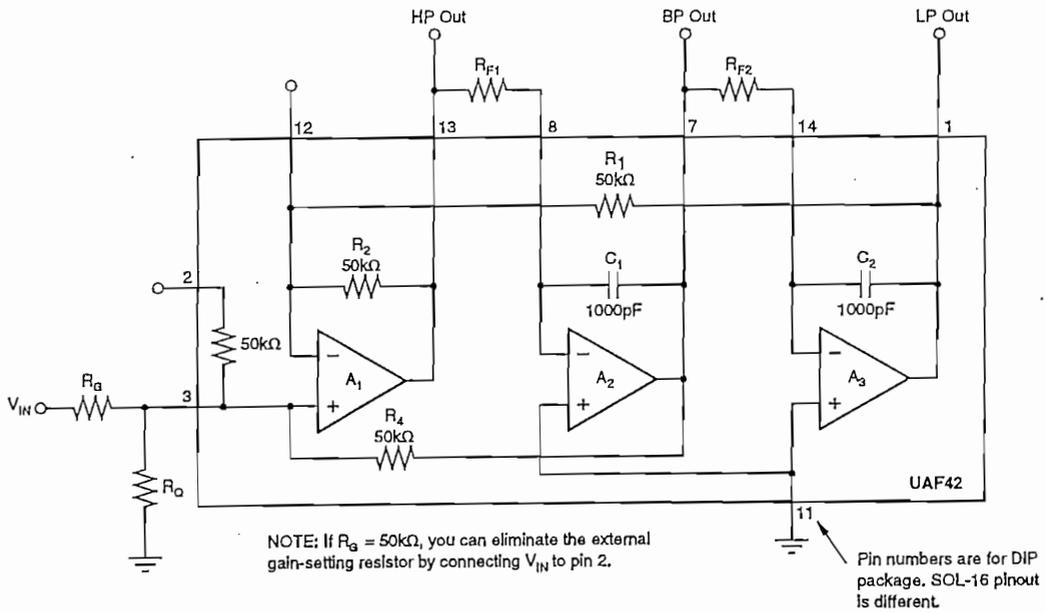
A band-reject response is obtained by summing the low-pass and high-pass outputs, yielding the transfer function

$$\frac{V_{BR}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BR}(s^2 + \omega_n^2)}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (4)$$

The most commonly used filter types are formed with one or more cascaded second-order sections. Each section is designed for ω_n and Q according to the filter type (Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc.) and cutoff frequency. While tabulated data can be found in virtually any filter design text, the design program eliminates this tedious procedure.

Second-order sections may be non-inverting (Figure 1) or inverting (Figure 2). Design equations for these two basic configurations are shown for reference. The design program solves these equations, providing complete results, including component values.





Design Equations

$$1. \quad \omega_n^2 = \frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2}$$

$$2. \quad Q = \frac{1 + \frac{R_4(R_G + R_O)}{R_G R_O}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \left[\frac{R_2 R_{F1} C_1}{R_1 R_{F2} C_2} \right]^{1/2}$$

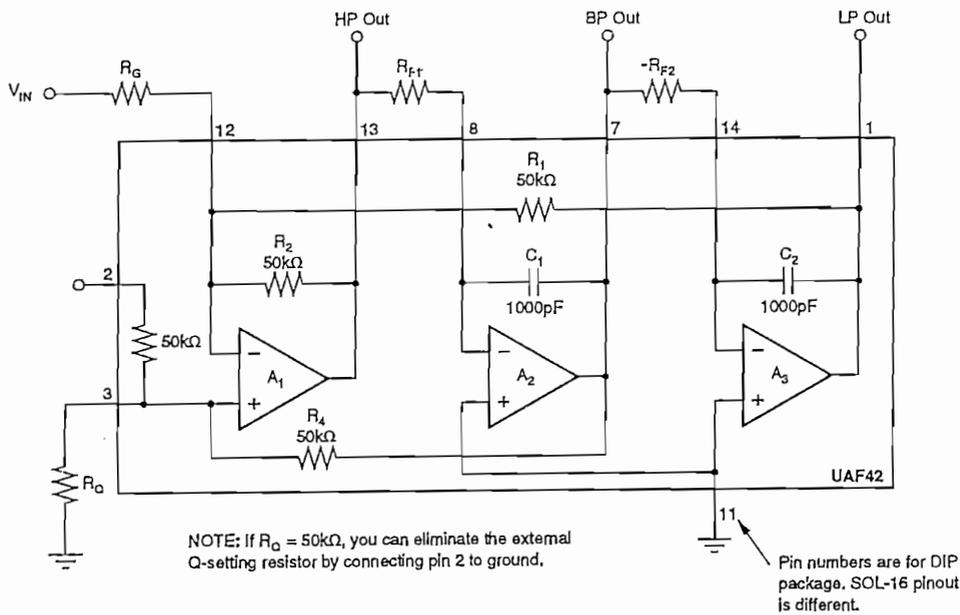
$$3. \quad QA_{LP} = QA_{HP} \left[\frac{R_1}{R_2} \right] = A_{BP} \left[\frac{R_1 R_{F1} C_1}{R_2 R_{F2} C_2} \right]^{1/2}$$

$$4. \quad A_{LP} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{R_G \left[\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_O} + \frac{1}{R_4} \right]}$$

$$5. \quad A_{HP} = \frac{R_2}{R_1} A_{LP} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{R_G \left[\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_O} + \frac{1}{R_4} \right]}$$

$$6. \quad A_{BP} = \frac{R_4}{R_G}$$

FIGURE 1. Non-Inverting Pole-Pair.



Design Equations

1. $\omega_n^2 = \frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2}$
2. $Q = \left[1 + \frac{R_4}{R_O} \right] \frac{1}{\left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_O} \right]} \left[\frac{R_{F1} C_1}{R_1 R_2 R_{F2} C_2} \right]^{1/2}$
3. $QA_{LP} = QA_{HP} \left[\frac{R_1}{R_2} \right] = A_{BP} \left[\frac{R_1 R_{F1} C_1}{R_2 R_{F2} C_2} \right]^{1/2}$
4. $A_{LP} = \frac{R_1}{R_O}$
5. $A_{HP} = \frac{R_2}{R_1} \quad A_{LP} = \frac{R_2}{R_O}$
6. $A_{BP} = \left[1 + \frac{R_4}{R_O} \right] \frac{1}{R_O \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_O} \right]}$

FIGURE 2. Inverting Pole-Pair.

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
UAF42AP	ACTIVE	PDIP	N	14	25	TBD	Call TI	Level-NA-NA-NA
UAF42AP-1	OBSOLETE	PDIP	N	14		TBD	Call TI	Call TI
UAF42AU	ACTIVE	SOIC	DW	16	48	TBD	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR
UAF42AU-1	OBSOLETE	SOIC	DW	16		TBD	Call TI	Call TI

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS) or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

Important Information and Disclaimer:The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
		Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated

ANEXO 3

FEATURES

- Micropower, 85 μ A Max Supply Current
- Wide Power Supply Range (+2.2 V to \pm 18 V)
- Easy to Use
 - Gain Set with One External Resistor
 - Gain Range 5 (No Resistor) to 1,000
- Higher Performance than Discrete Designs
- Rail-to-Rail Output Swing
- High Accuracy DC Performance
 - 0.10% Gain Accuracy ($G = +5$) (AD627A)
 - 10 ppm Gain Drift ($G = +5$)
 - 125 μ V Max Input Offset Voltage (AD627B)
 - 200 μ V Max Input Offset Voltage (AD627A)
 - 1 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Voltage Drift (AD627B)
 - 3 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Voltage Drift (AD627A)
 - 10 nA Max Input Bias Current
- Noise: 38 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ RTI Noise @ 1 kHz ($G = +100$)
- Excellent AC Specifications
 - 77 dB Min CMRR ($G = +5$) (AD627A)
 - 83 dB Min CMRR ($G = +5$) (AD627B)
 - 80 kHz Bandwidth ($G = +5$)
 - 135 μ s Settling Time to 0.01% ($G = +5$, 5 V Step)

APPLICATIONS

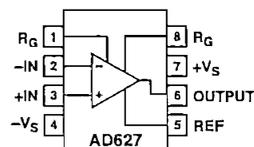
- 4 mA-to-20 mA Loop Powered Applications
- Low Power Medical Instrumentation—ECG, EEG
- Transducer Interfacing
- Thermocouple Amplifiers
- Industrial Process Controls
- Low Power Data Acquisition
- Portable Battery Powered Instruments

PRODUCT DESCRIPTION

The AD627 is an integrated, micropower, instrumentation amplifier that delivers rail-to-rail output swing on single and dual (+2.2 V to \pm 18 V) supplies. The AD627 provides the user with excellent ac and dc specifications while operating at only 85 μ A max.

The AD627 offers superior user flexibility by allowing the user to set the gain of the device with a single external resistor, and by conforming to the 8-lead industry standard pinout configuration. With no external resistor, the AD627 is configured for a gain of 5. With an external resistor, it can be programmed for gains of up to 1000.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM 8-Lead Plastic DIP (N) and SOIC (R)



Wide supply voltage range (+2.2 V to \pm 18 V), and micropower current consumption make the AD627 a perfect fit for a wide range of applications. Single supply operation, low power consumption and rail-to-rail output swing make the AD627 ideal for battery powered applications. Its rail-to-rail output stage maximizes dynamic range when operating from low supply voltages. Dual supply operation (\pm 15 V) and low power consumption make the AD627 ideal for industrial applications, including 4 mA-to-20 mA loop-powered systems.

The AD627 does not compromise performance, unlike other micropower instrumentation amplifiers. Low voltage offset, offset drift, gain error, and gain drift keep dc errors to a minimum in the users system. The AD627 also holds errors over frequency to a minimum by providing excellent CMRR over frequency. Line noise, as well as line harmonics, will be rejected, since the CMRR remains high up to 200 Hz.

The AD627 provides superior performance, uses less circuit board area and does it for a lower cost than micropower discrete designs.

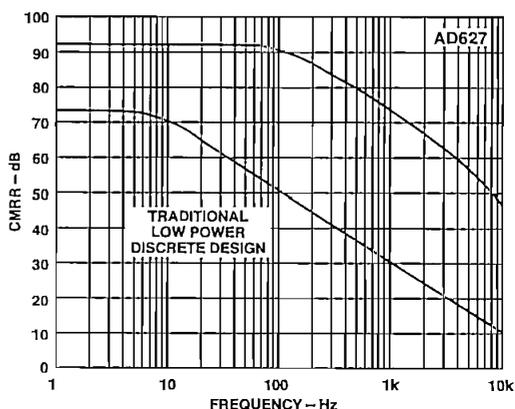


Figure 1. CMRR vs. Frequency, \pm 5 V_S, Gain = +5

REV. B

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

AD627

THEORY OF OPERATION

The AD627 is a true "instrumentation amplifier" built using two feedback loops. Its general properties are similar to those of the classic "two op amp" instrumentation amplifier configuration, and can be regarded as such, but internally the details are somewhat different. The AD627 uses a modified "current feedback" scheme which, coupled with interstage feedforward frequency compensation, results in a much better CMRR (Common-Mode Rejection Ratio) at frequencies above dc (notably the line frequency of 50 Hz–60 Hz) than might otherwise be expected of a low power instrumentation amplifier.

Referring to the diagram, (Figure 2), A1 completes a feedback loop which, in conjunction with V1 and R5, forces a constant collector current in Q1. Assume that the gain-setting resistor (R_G) is not present for the moment. Resistors R2 and R1 complete the loop and force the output of A1 to be equal to the voltage on the inverting terminal with a gain of (almost exactly) 1.25. A nearly identical feedback loop completed by A2 forces a current in Q2 which is substantially identical to that in Q1, and A2 also provides the output voltage. When both loops are balanced, the gain from the noninverting terminal to V_{OUT} is equal to 5, whereas the gain from the output of A1 to V_{OUT} is equal to -4. The inverting terminal gain of A1, (1.25) times the gain of A2, (-4) makes the gain from the inverting and noninverting terminals equal.

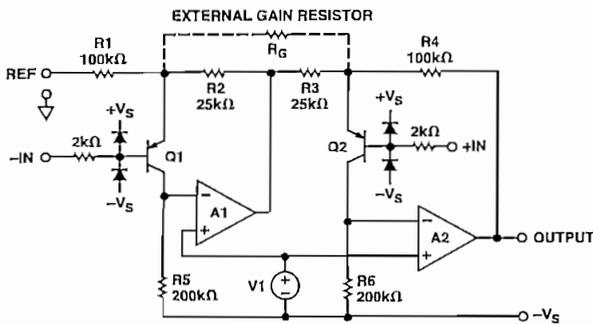


Figure 2. Simplified Schematic

The differential mode gain is equal to $1 + R4/R3$, nominally five and is factory trimmed to 0.01% final accuracy. Adding an external gain setting resistor (R_G) increases the gain by an amount equal to $(R4 + R1)/R_G$. The output voltage of the AD627 is given by the following equation.

$$V_{OUT} = [V_{IN(+)} - V_{IN(-)}] \times (5 + 200 \text{ k}\Omega/R_G) + V_{REF}$$

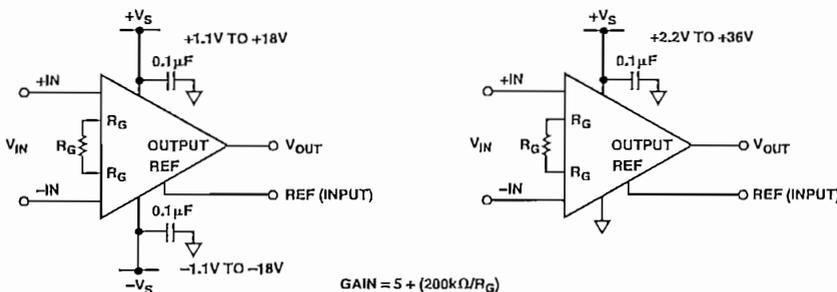


Figure 3. Basic Connections for Single and Dual Supplies

Laser trims are performed on R1 through R4 to ensure that their values are as close as possible to the absolute values in the gain equation. This ensures low gain error and high common-mode rejection at all practical gains.

USING THE AD627

Basic Connections

Figure 3 shows the basic connection circuit for the AD627. The $+V_S$ and $-V_S$ terminals are connected to the power supply. The supply can either be bipolar ($V_S = \pm 1.1 \text{ V}$ to $\pm 18 \text{ V}$) or single supply ($-V_S = 0 \text{ V}$, $+V_S = +2.2 \text{ V}$ to $+36 \text{ V}$). The power supplies should be capacitively decoupled close to the devices power pins. For best results, use surface mount $0.1 \mu\text{F}$ ceramic chip capacitors.

The input voltage, which can be either single ended (tie either $-IN$ or $+IN$ to ground) or differential. The difference between the voltage on the inverting and noninverting pins is amplified by the programmed gain. The programmed gain is set by the gain resistor (see below). The output signal appears as the voltage difference between the output pin and the externally applied voltage on the REF pin (see below).

Setting the Gain

The AD627's gain is resistor programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The gain is set according to the equation:

$$\text{Gain} = 5 + (200 \text{ k}\Omega/R_G)$$

OR

$$R_G = 200 \text{ k}\Omega/(\text{Gain} - 5)$$

It follows that the minimum achievable gain is 5 (for $R_G = \infty$). With an internal gain accuracy of between 0.05% and 0.7% depending on gain and grade, a 0.1% external gain resistor would seem appropriate to prevent significant degradation of the overall gain error. However, 0.1% resistors are not available in a wide range of values and are quite expensive. Table I shows recommended gain resistor values using 1% resistors. For all gains, the size of the gain resistor is conservatively chosen as the closest value from the standard resistor table that is higher than the ideal value. This results in a gain that is always slightly less than the desired gain. This prevents clipping of the signal at the output due to resistor tolerance.

The internal resistors on the AD627 have a negative temperature coefficient of $-75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ max for gains > 5 . Using a gain resistor that also has a negative temperature coefficient of $-75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ or less will tend to reduce the overall circuit's gain drift.

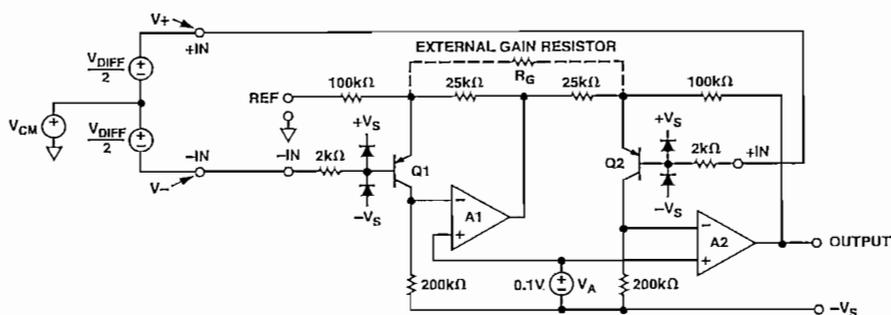


Figure 4. Amplifying Differential Signals with a Common-Mode Component

Table I. Recommended Values of Gain Resistors

Desired Gain	1% Std Table Value of R_G , Ω	Resulting Gain
5	∞	5.00
6	200 k	6.00
7	100 k	7.00
8	68.1 k	7.94
9	51.1 k	8.91
10	40.2 k	9.98
15	20 k	15.00
20	13.7 k	19.60
25	10 k	25.00
30	8.06 k	29.81
40	5.76 k	39.72
50	4.53 k	49.15
60	3.65 k	59.79
70	3.09 k	69.72
80	2.67 k	79.91
90	2.37 k	89.39
100	2.1 k	100.24
200	1.05 k	195.48
500	412	490.44
1000	205	980.61

Reference Terminal

The reference terminal potential defines the zero output voltage and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output. The reference terminal is also useful when bipolar signals are being amplified as it can be used to provide a virtual ground voltage.

Since the AD627 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding problems by simply tying the REF pin to the appropriate "local ground." The REF pin should however be tied to a low impedance point for optimal CMR.

Input Range Limitations in Single Supply Applications

In general, the maximum achievable gain is determined by the available output signal range. However, in single supply applications where the input common-mode voltage is close to or equal to zero, some limitations on the gain can be set. While the Input, Output and Reference Pins have ranges that are nominally defined on the specification pages, there is a mutual interdependence between the voltage ranges on these pins. Figure 4 shows the simplified schematic of the AD627, driven by a differential voltage V_{DIFF} which has a common-mode component, V_{CM} . The voltage on the output of op amp A1 is a function of V_{DIFF} , V_{CM} , the voltage on the REF pin and the programmed gain. This voltage is given by the equation:

$$V_{A1} = 1.25 (V_{CM} + 0.5 V) - 0.25 V_{REF} - V_{DIFF} (25 k\Omega / R_G - 0.625)$$

We can also express the voltage on A1 as a function of the actual voltages on the -IN and +IN pins (V_- and V_+)

$$V_{A1} = 1.25 (V_- + 0.5 V) - 0.25 V_{REF} - (V_+ - V_-) 25 k\Omega / R_G$$

A1's output is capable of swinging to within 50 mV of the negative rail and to within 200 mV of the positive rail. From either of the above equations, it is clear that an increasing V_{REF} , (while it acts as a positive offset at the output of the AD627), tends to decrease the voltage on A1. Figures 5 and 6 show the maximum voltages that can be applied to the REF pin, for a gain of five for both the single and dual supply cases. Raising the input common-mode voltage will increase the voltage on the output of A1. However, in single supply applications where the common-mode voltage is low, a differential input voltage or a voltage on REF that is too high can drive the output of A1 into the ground rail. Some low side headroom is added by virtue of both inputs being shifted upwards by about 0.5 V (i.e., by the V_{BE} of Q1 and Q2). The above equations can be used to check that the voltage on amplifier A1 is within its operating range.

Table II gives values for the maximum gains for various single supply input conditions. The resulting output swings shown refer to 0 V. The voltages on the REF pins has been set to either

Table II. Maximum Gain for Low Common-Mode Single Supply Applications

V_{IN}	REF Pin	Supply Voltage	R_G (1% Tolerance)	Resulting Max Gain	Output Swing WRT 0 V
± 100 mV, $V_{CM} = 0$ V	2 V	5 V to 15 V	28.7 k Ω	12.0	0.8 V to 3.2 V
± 50 mV, $V_{CM} = 0$ V	2 V	5 V to 15 V	10.7 k Ω	23.7	0.8 V to 3.2 V
± 10 mV, $V_{CM} = 0$ V	2 V	5 V to 15 V	1.74 k Ω	119.9	0.8 V to 3.2 V
$V_- = 0$ V, $V_+ = 0$ V to 1 V	1 V	10 V to 15 V	78.7 k Ω	7.5	1 V to 8.5 V
$V_- = 0$ V, $V_+ = 0$ mV to 100 mV	1 V	5 V to 15 V	7.87 k Ω	31	1 V to 4.1 V
$V_- = 0$ V, $V_+ = 0$ mV to 10 mV	1 V	5 V to 15 V	7.87 Ω	259.1	1 V to 3.6 V

AD627

2 V or 1 V to maximize the available gain and output swing. Note that in most cases, there is no advantage to increasing the single supply to greater than 5 V (the exception being an input range of 0 V to 1 V).

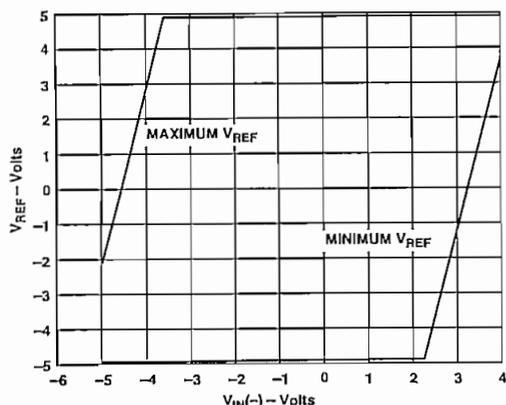


Figure 5. Reference Input Voltage vs. Negative Input Voltage, $V_S = \pm 5\text{ V}$, $G = +5$

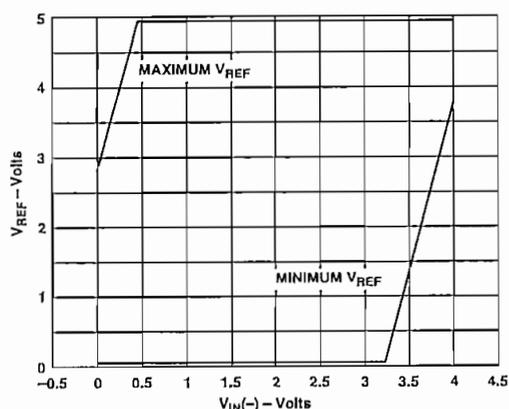


Figure 6. Reference Input Voltage vs. Negative Input Voltage, $V_S = 5\text{ V}$, $G = +5$

Output Buffering

The AD627 is designed to drive loads of 20 k Ω or greater but can deliver up to 20 mA to heavier loads at lower output voltage swings (see TPC 6). If more than 20 mA of output current is required at the output, the AD627's output should be buffered with a precision op amp such as the OP113 as shown in Figure 7 (shown for the single supply case). This op amp can swing from 0 V to 4 V on its output while driving a load as small as 600 Ω .

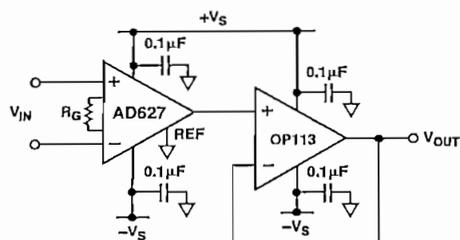


Figure 7. Output Buffering

INPUT AND OUTPUT OFFSET ERRORS

The low errors of the AD627 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains and the output errors dominate at low gains. The total offset error for a given gain is calculated as:

$$\text{Total Error RTI} = \text{Input Error} + (\text{Output Error}/\text{Gain})$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{Input Error} \times G) + \text{Output Error}$$

RTI offset errors and noise voltages for different gains are shown below in Table III.

Table III. RTI Error Sources

Gain	Max Total RTI Offset Error μV		Max Total RTI Offset Drift $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		Total RTI Noise $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	AD627A	AD627B	AD627A	AD627B	
+5	450	250	5	3	95
+10	350	200	4	2	66
+20	300	175	3.5	1.5	56
+50	270	160	3.2	1.2	53
+100	270	155	3.1	1.1	52
+500	252	151	3	1	52
+1000	251	151	3	1	52

Make vs. Buy: A Typical Application Error Budget

The example in Figure 8 serves as a good comparison between the errors associated with an integrated and a discrete in amp implementation. A $\pm 100\text{ mV}$ signal from a resistive bridge (common-mode voltage = 2.5 V) is to be amplified. This example compares the resulting errors from a discrete two op amp in amp and from the AD627. The discrete implementation uses a four-resistor precision network (1% match, 50 ppm/ $^\circ\text{C}$ tracking).

The errors associated with each implementation are detailed in Table IV and show the integrated in amp to be more precise, both at ambient and over temperature. It should be noted that the discrete implementation is also more expensive. This is primarily due to the relatively high cost of the low drift precision resistor network.

Note, the input offset current of the discrete in amp implementation is the difference in the bias currents of the two op amps, not the offset currents of the individual op amps. Also, while the values of the resistor network are chosen so that the inverting and noninverting inputs of each op amp see the same impedance (about 350 Ω), the offset current of each op amp will add an additional error which must be characterized.

Errors Due to AC CMRR

In Table IV, the error due to common-mode rejection is the error that results from the common-mode voltage from the bridge 2.5 V. The ac error due to nonideal common-mode rejection cannot be calculated without knowing the size of the ac common-mode voltage (usually interference from 50 Hz/60 Hz mains frequencies).

A mismatch of 0.1% between the four gain setting resistors will determine the low frequency CMRR of a two op amp in amp. The plot in Figure 8 shows the practical results, at ambient temperature, of resistor mismatch. The CMRR of the circuit in Figure 9 (Gain = +11) was measured using four resistors which

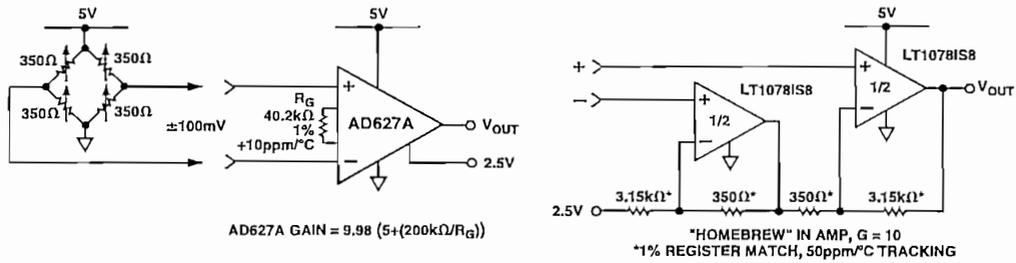


Figure 8. Make vs. Buy

Table IV. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD627 Circuit Calculation	“Homebrew” Circuit Calculation	Total Error AD627-ppm	Total Error Homebrew-ppm
ABSOLUTE ACCURACY at T_A = 25°C				
Total RTI Offset Voltage, mV	(250 μV + (1000 μV/10))/100 mV	(180 μV × 2)/100 mV	3500	3600
Input Offset Current, nA	1 nA × 350 Ω/100 mV	20 nA × 350 Ω/100 mV	3.5	70
Internal Offset Current (Homebrew Only)	Not Applicable	0.7 nA × 350 Ω/100 mV		2.45
CMRR, dB	77 dB → 141 ppm × 2.5 V/100 mV	(1% Match × 2.5 V)/10/100 mV	3531	25000
Gain	0.35% + 0.1%	1% Match	13500	10000
DRIFT TO 85°C			Total Absolute Error	38672
Gain Drift, ppm/°C	(-75 + 10) ppm/°C × 60°C	50 ppm/°C × 60°C	3900	3000
Total RTI Offset Voltage, mV/°C	(3.0 μV/°C + (10 μV/°C/10)) × 60°C/100 mV	(2 × 3.5 μV/°C × 60°C)/100 mV	2600	4200
Input Offset Current, pA/°C	(16 pA/°C × 350 Ω × 60°C)/100 mV	(33 pA/°C × 350 Ω × 60°C)/100 mV	3.5	7
			Total Drift Error	7207
			Grand Total Error	45879

had a mismatch of almost exactly 0.1% (R1 = 9999.5 Ω, R2 = 999.76 Ω, R3 = 1000.2 Ω, R4 = 9997.7 Ω). As expected the CMRR at dc was measured at about 84 dB (calculated value is 85 dB). However, as the frequency increases, the CMRR quickly degrades. For example, a 200 mV peak-peak harmonic of the mains frequency at 180 Hz would result in an output voltage of about 800 μV. To put this in context, a 12-bit data acquisition system with an input range of 0 V to 2.5 V, has an LSB weighting of 610 μV.

By contrast, the AD627 uses precision laser trimming of internal resistors along with patented CMR trimming to yield a higher dc CMRR and a wider bandwidth over which the CMRR is flat

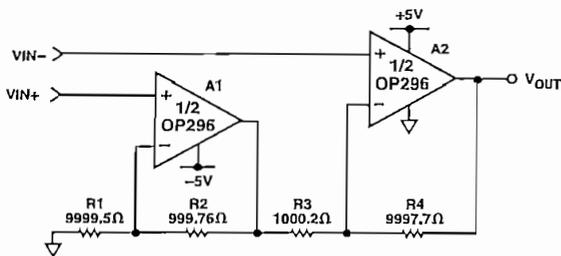


Figure 9. 0.1% Resistor Mismatch Example

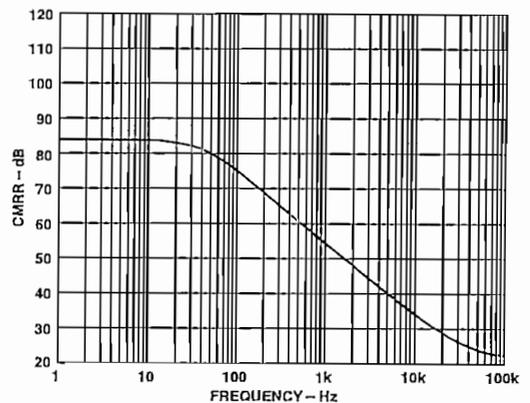


Figure 10. CMRR Over Frequency of Discrete In Amp in Figure 9

Ground Returns for Input Bias Currents

Input bias currents are those dc currents that must flow in order to bias the input transistors of an amplifier. These are usually transistor base currents. When amplifying “floating” input sources such as transformers, or ac-coupled sources, there must be a direct dc path into each input in order that the bias current can flow. Figure 11 shows how a bias current path can be provided for the case of transformer coupling, capacitive ac-coupling and for a thermocouple application.

AD627

In dc-coupled resistive bridge applications, providing this path is generally not necessary as the bias current simply flows from the bridge supply, through the bridge and into the amplifier. However, if the impedance that the two inputs see are large, and differ by a large amount ($>10\text{ k}\Omega$), the offset current of the input stage will cause dc errors compatible with the input offset voltage of the amplifier.

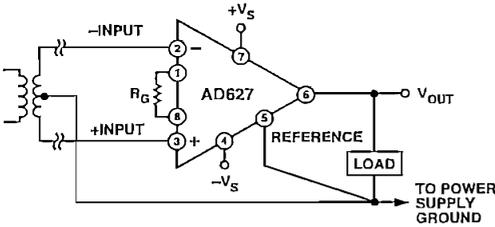


Figure 11a. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

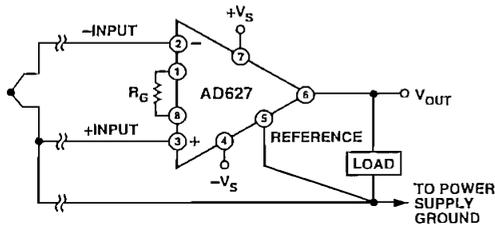


Figure 11b. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

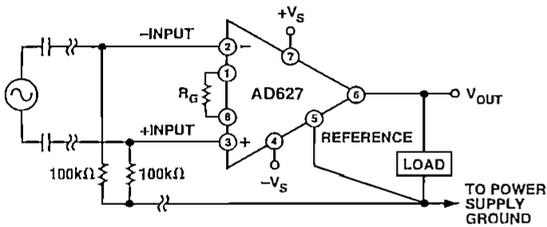


Figure 11c. Ground Returns for Bias Currents with AC Coupled Inputs

Layout and Grounding

The use of ground planes is recommended to minimize the impedance of ground returns (and hence the size of dc errors). In order to isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground returns (Figure 12). All ground pins from mixed signal components such as analog-to-digital converters should be returned through the “high quality” analog ground plane. Digital ground lines of mixed signal components should also be returned through the analog ground plane. This may seem to break the rule of keeping analog and digital grounds separate. However, in general, there is also a requirement to keep the voltage difference between digital and analog grounds on a converter as small as possible (typically $<0.3\text{ V}$). The increased noise, caused by the converter’s digital return currents flowing through the analog ground plane, will generally be negligible. Maximum isolation between analog and digital is achieved by connecting the ground planes back at the supplies.

If there is only a single power supply available, it must be shared by both digital and analog circuitry. Figure 13 shows the how to minimize interference between the digital and analog circuitry. As in the previous case, separate analog and digital ground planes should be used (reasonably thick traces can be used as an alternative to a digital ground plane). These ground planes should be connected at the power supply’s ground pin. Separate traces (or power planes) should be run from the power supply to the supply pins of the digital and analog circuits. Ideally each device should have its own power supply trace, but these can be shared by a number of devices as long as a single trace is not used to route current to both digital and analog circuitry.

INPUT PROTECTION

As shown in the simplified schematic (Figure 2), both the inverting and noninverting inputs are clamped to the positive and negative supplies by ESD diodes. In addition to this a $2\text{ k}\Omega$ series resistor on each input provides current limiting in the event of an overvoltage. These ESD diodes can tolerate a maximum continuous current of 10 mA . So an overvoltage, (that is the amount by which input voltage exceeds the supply voltage), of $\pm 20\text{ V}$ can be tolerated. This is true for all gains, and for power on and off. This last case is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately.

If the overvoltage is expected to exceed 20 V , additional external series resistors current limiting resistors should be used to keep the diode current to below 10 mA .

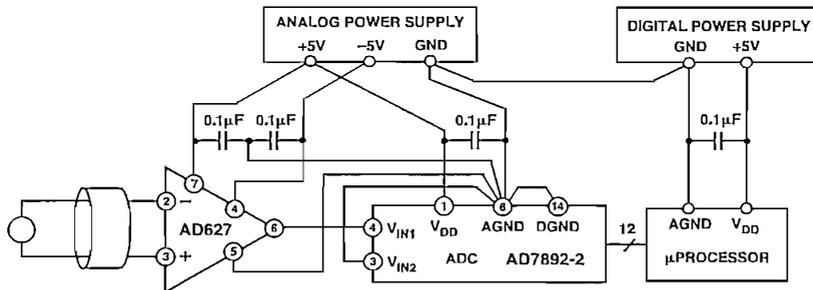


Figure 12. Optimal Grounding Practice for a Bipolar Supply Environment with Separate Analog and Digital Supplies

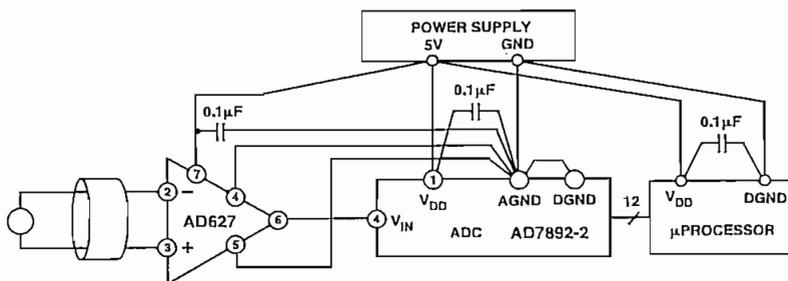


Figure 13. Optimal Ground Practice in a Single Supply Environment

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers can rectify high frequency out-of-band signals. Once rectified, these signals appear as dc offset errors at the output. The circuit of Figure 14 provides good RFI suppression without reducing performance within the in amp's passband. Resistor R1 and capacitor C1 (and likewise, R2 and C2) form a low pass RC filter that has a -3 dB BW equal to: $F = 1/(2\pi R_1 C_1)$. Using the component values shown, this filter has a -3 dB bandwidth of approximately 8 kHz. Resistors R1 and R2 were selected to be large enough to isolate the circuit's input from the capacitors, but not large enough to significantly increase the circuit's noise. To preserve common-mode rejection in the amplifier's pass band, capacitors C1 and C2 need to be 5% mica units, or low cost 20% units can be tested and "binned" to provide closely matched devices.

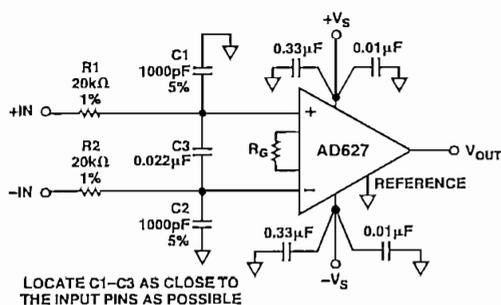


Figure 14. Circuit to Attenuate RF Interference

Capacitor C3 is needed to maintain common-mode rejection at the low frequencies. R1/R2 and C1/C2 form a bridge circuit whose output appears across the in amp's input pins. Any mismatch between C1 and C2 will unbalance the bridge and reduce common-mode rejection. C3 insures that any RF signals are common mode (the same on both in amp inputs) and are not applied differentially. This second low pass network, R1 + R2 and C3, has a -3 dB frequency equal to: $1/(2\pi (R_1 + R_2) (C_3))$. Using a C3 value of 0.022 μ F as shown, the -3 dB signal BW of this circuit is approximately 200 Hz. The typical dc offset shift over frequency will be less than 1 mV and the circuit's RF signal rejection will be better than 57 dB. The 3 dB signal bandwidth

of this circuit may be increased by reducing the value of resistors R1 and R2. The performance is similar to that using 20 k Ω resistors, except that the circuitry preceding the in amp must drive a lower impedance load.

The circuit of Figure 14 should be built using a PC board with a ground plane on both sides. All component leads should be as short as possible. Resistors R1 and R2 can be common 1% metal film units but capacitors C1 and C2 need to be $\pm 5\%$ tolerance devices to avoid degrading the circuit's common-mode rejection. Either the traditional 5% silver mica units or Panasonic $\pm 2\%$ PPS film capacitors are recommended.

APPLICATIONS CIRCUITS

A Classic Bridge Circuit

Figure 15 shows the AD627 configured to amplify the signal from a classic resistive bridge. This circuit will work in either dual or single supply mode. Typically the bridge will be excited by the same voltage as is used to power the in amp. Connecting the bottom of the bridge to the negative supply of the in amp (usually either 0, -5 V, -12 V or -15 V), sets up an input common-mode voltage that is optimally located midway between the supply voltages. It is also appropriate to set the voltage on the REF pin to midway between the supplies, especially if the input signal will be bipolar. However the voltage on the REF pin can be varied to suit the application. A good example of this is when the REF pin is tied to the V_{REF} pin of an Analog-to-Digital Converter (ADC) whose input range is $(V_{REF} \pm V_{IN})$. With an available output swing on the AD627 of $(-V_S + 100$ mV) to $(+V_S - 150$ mV) the maximum programmable gain is simply this output range divided by the input range.

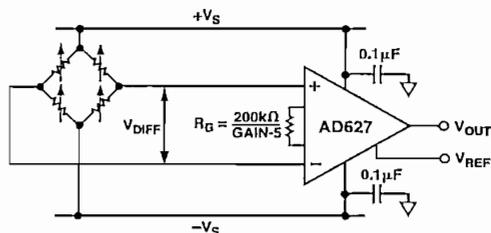
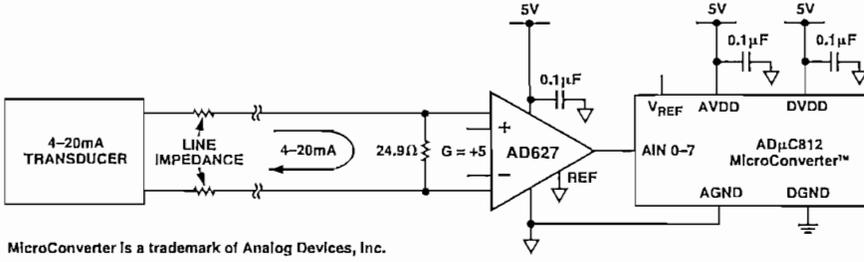


Figure 15. A Classic Bridge Circuit

AD627



MicroConverter is a trademark of Analog Devices, Inc.

Figure 16. A 4 mA-to-20 mA Receiver Circuit

A 4 mA-to-20 mA Single Supply Receiver

Figure 16 shows how a signal from a 4 mA-to-20 mA transducer can be interfaced to the ADμC812, a 12-bit ADC with an embedded microcontroller. The signal from a 4 mA-to-20 mA transducer is single ended. This initially suggests the need for a simple shunt resistor, to convert the current to a voltage at the high impedance analog input of the converter. However, any line resistance in the return path (to the transducer) will add a current dependent offset error. So the current must be sensed differentially.

In this example, a 24.9 Ω shunt resistor generates a maximum differential input voltage to the AD627 of between 100 mV (for 4 mA in) and 500 mV (for 20 mA in). With no gain resistor present, the AD627 amplifies the 500 mV input voltage by a factor of 5, to 2.5 V, the full-scale input voltage of the ADC. The zero current of 4 mA corresponds to a code of 819 and the LSB size is 4.9 mA.

A Thermocouple Amplifier

Because the common-mode input range of the AD627 extends 0.1 V below ground, it is possible to measure small differential signals which have low, or no, common-mode component. Figure 17 shows a thermocouple application where one side of the J-type thermocouple is grounded.

Over a temperature range from -200°C to +200°C, the J-type thermocouple delivers a voltage ranging from -7.890 mV to 10.777 mV. A programmed gain on the AD627 of 100 ($R_G = 2.1 \text{ k}\Omega$) and a voltage on the AD627 REF pin of 2 V, results in the AD627's output voltage ranging from 1.110 V to 3.077 V relative to ground. For a different input range or different voltage on the REF pin, it is important to check that the voltage on internal node A1 (see Figure 4) is not driven below ground. This can be checked using the equations in the section entitled Input Range Limitations in Single Supply Applications.

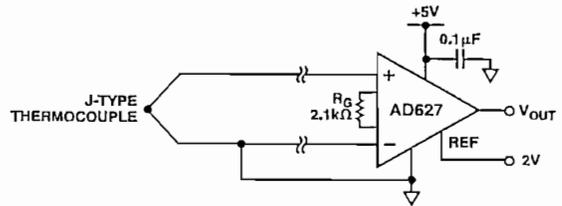
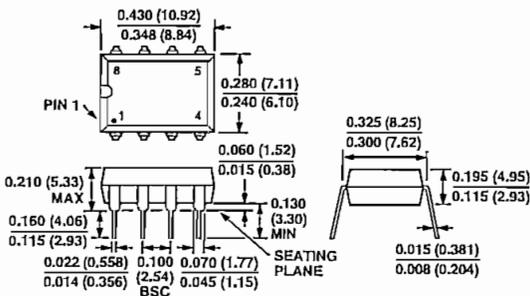


Figure 17. Amplifying Bipolar Signals with Low Common-Mode Voltage

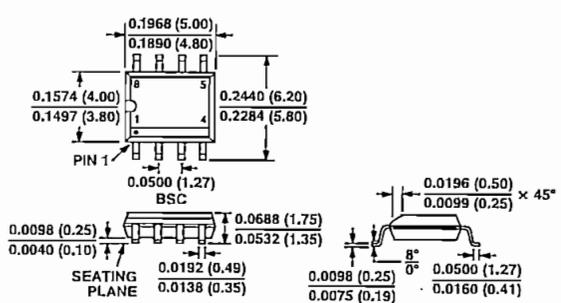
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

8-Lead Plastic DIP (N-8)



8-Lead SOIC (SO-8)



AD627—Revision History

Location	Page
Data Sheet changed from REV. A to REV. B.	
Changes to Figure 4 and Table I, Resulting Gain column	11
Change to Figure 9	13

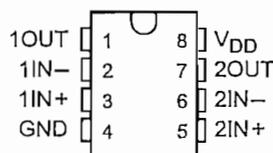
ANEXO 4

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

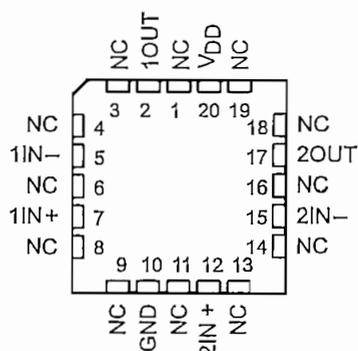
SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

- **Trimmed Offset Voltage:**
TLC277 . . . 500 μV Max at 25°C,
 $V_{\text{DD}} = 5\text{ V}$
- **Input Offset Voltage Drift . . . Typically**
0.1 $\mu\text{V}/\text{Month}$, Including the First 30 Days
- **Wide Range of Supply Voltages Over Specified Temperature Range:**
0°C to 70°C . . . 3 V to 16 V
–40°C to 85°C . . . 4 V to 16 V
–55°C to 125°C . . . 4 V to 16 V
- **Single-Supply Operation**
- **Common-Mode Input Voltage Range Extends Below the Negative Rail (C-Suffix, I-Suffix types)**
- **Low Noise . . . Typically 25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at $f = 1\text{ kHz}$**
- **Output Voltage Range Includes Negative Rail**
- **High Input impedance . . . $10^{12}\ \Omega$ Typ**
- **ESD-Protection Circuitry**
- **Small-Outline Package Option Also Available in Tape and Reel**
- **Designed-in Latch-Up Immunity**

D, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

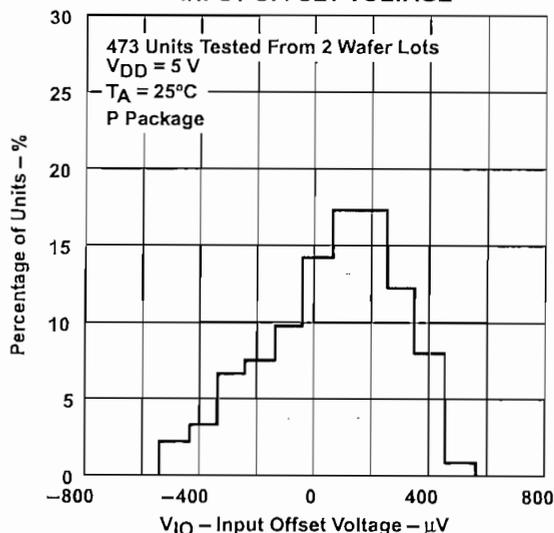


FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

DISTRIBUTION OF TLC277
INPUT OFFSET VOLTAGE



description

The TLC272 and TLC277 precision dual operational amplifiers combine a wide range of input offset voltage grades with low offset voltage drift, high input impedance, low noise, and speeds approaching that of general-purpose BiFET devices.

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

The extremely high input impedance, low bias currents, and high slew rates make these cost-effective devices ideal for applications which have previously been reserved for BiFET and NFET products. Four offset voltage grades are available (C-suffix and I-suffix types), ranging from the low-cost TLC272 (10 mV) to the high-precision TLC277 (500 μV).

These advantages, in combination with good common-mode rejection and supply voltage rejection, make these devices a good choice for new state-of-the-art designs as well as for upgrading existing designs.

LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGED DEVICES					CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP (PW)	
0°C to 70°C	500 μV	TLC277CD	—	—	TLC277CP	—	—
	2 mV	TLC272BCD	—	—	TLC272BCP	—	—
	5 mV	TLC272ACD	—	—	TLC272ACP	—	—
	10 mV	TLC272CD	—	—	TLC272CP	TLC272CPW	TLC272Y
-40°C to 85°C	500 μV	TLC277ID	—	—	TLC277IP	—	—
	2 mV	TLC272BID	—	—	TLC272BIP	—	—
	5 mV	TLC272AID	—	—	TLC272AIP	—	—
	10 mV	TLC272ID	—	—	TLC272IP	—	—
-55°C to 125°C	500 μV	TLC277MD	TLC277MFK	TLC277MJG	TLC277MP	—	—
	10 mV	TLC272MD	TLC272MFK	TLC272MJG	TLC272MP	—	—

The D package is available taped and reeled. Add R suffix to the device type (e.g., TLC277CDR).

description (continued)

In general, many features associated with bipolar technology are available on LinCMOS™ operational amplifiers without the power penalties of bipolar technology. General applications such as transducer interfacing, analog calculations, amplifier blocks, active filters, and signal buffering are easily designed with the TLC272 and TLC277. The devices also exhibit low voltage single-supply operation, making them ideally suited for remote and inaccessible battery-powered applications. The common-mode input voltage range includes the negative rail.

A wide range of packaging options is available, including small-outline and chip carrier versions for high-density system applications.

The device inputs and outputs are designed to withstand -100-mA surge currents without sustaining latch-up.

The TLC272 and TLC277 incorporate internal ESD-protection circuits that prevent functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015.2; however, care should be exercised in handling these devices as exposure to ESD may result in the degradation of the device parametric performance.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

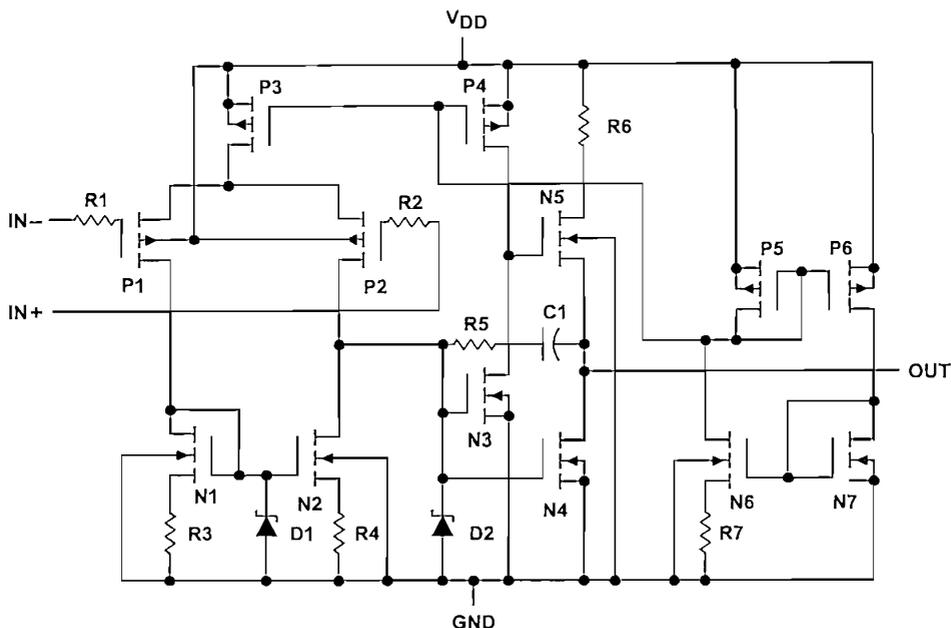


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

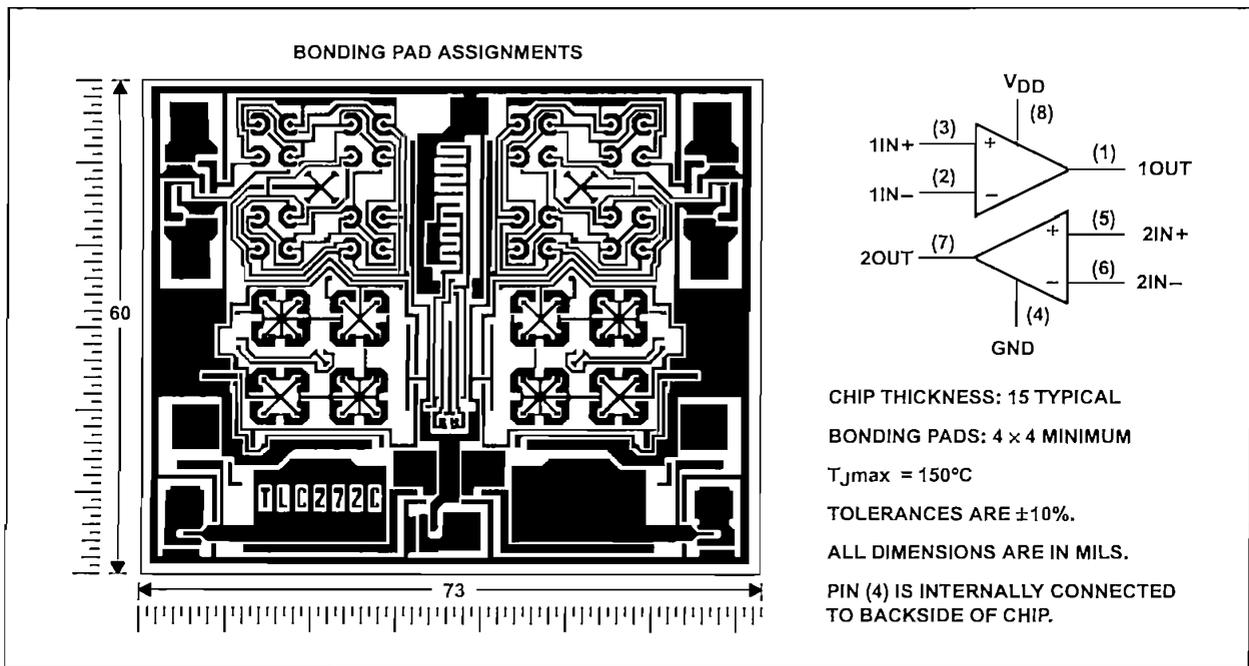
SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

equivalent schematic (each amplifier)



TLC272Y chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the TLC272C. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277

LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

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

Supply voltage, V_{DD} (see Note 1)	18 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	$\pm V_{DD}$
Input voltage range, V_I (any input)	-0.3 V to V_{DD}
Input current, I_I	± 5 mA
output current, I_O (each output)	± 30 mA
Total current into V_{DD}	45 mA
Total current out of GND	45 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 3)	unlimited
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature, T_A : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 85°C
M suffix	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, P, or PW package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to network ground.
 2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 3. The output may be shorted to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the maximum dissipation rating is not exceeded (see application section).

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$	$T_A = 125^\circ\text{C}$
	POWER RATING		POWER RATING	POWER RATING	POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	1375 mW	11 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	N/A
PW	525 mW	4.2 mW/°C	336 mW	N/A	N/A

recommended operating conditions

		C SUFFIX		I SUFFIX		M SUFFIX		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{DD}		3	16	4	16	4	16	V
Common-mode input voltage, V_{IC}	$V_{DD} = 5$ V	-0.2	3.5	-0.2	3.5	0	3.5	V
	$V_{DD} = 10$ V	-0.2	8.5	-0.2	8.5	0	8.5	
Operating free-air temperature, T_A		0	70	-40	85	-55	125	°C

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277
LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

single-supply versus split-supply test circuits

Because the TLC272 and TLC277 are optimized for single-supply operation, circuit configurations used for the various tests often present some inconvenience since the input signal, in many cases, must be offset from ground. This inconvenience can be avoided by testing the device with split supplies and the output load tied to the negative rail. A comparison of single-supply versus split-supply test circuits is shown below. The use of either circuit gives the same result.

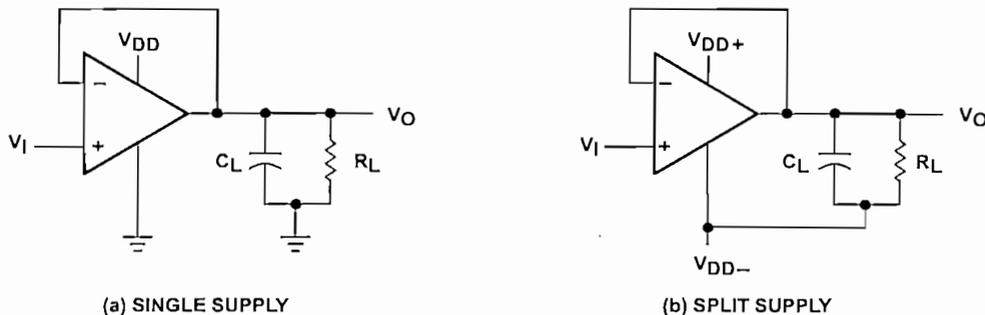


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

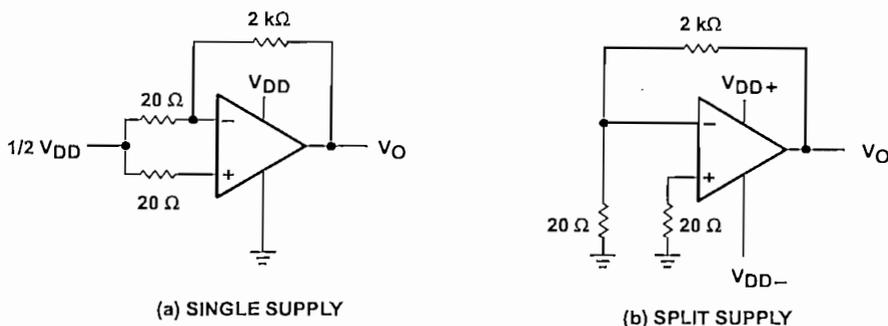


Figure 2. Noise-Test Circuit

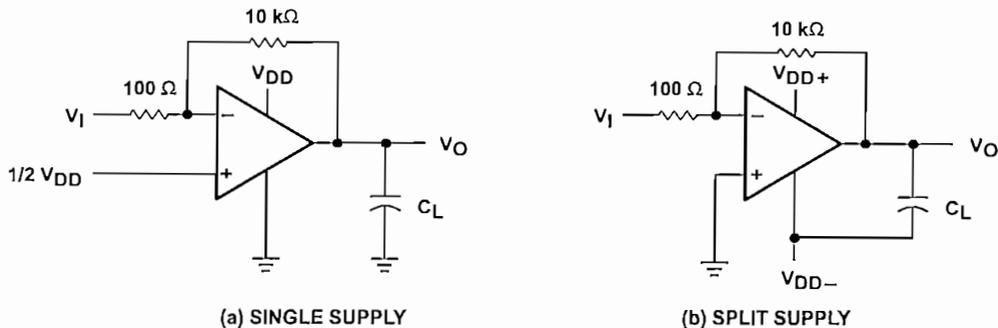


Figure 3. Gain-of-100 Inverting Amplifier

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

APPLICATION INFORMATION

input characteristics

The TLC272 and TLC277 are specified with a minimum and a maximum input voltage that, if exceeded at either input, could cause the device to malfunction. Exceeding this specified range is a common problem, especially in single-supply operation. Note that the lower range limit includes the negative rail, while the upper range limit is specified at $V_{DD} - 1$ V at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and at $V_{DD} - 1.5$ V at all other temperatures.

The use of the polysilicon-gate process and the careful input circuit design gives the TLC272 and TLC277 very good input offset voltage drift characteristics relative to conventional metal-gate processes. Offset voltage drift in CMOS devices is highly influenced by threshold voltage shifts caused by polarization of the phosphorus dopant implanted in the oxide. Placing the phosphorus dopant in a conductor (such as a polysilicon gate) alleviates the polarization problem, thus reducing threshold voltage shifts by more than an order of magnitude. The offset voltage drift with time has been calculated to be typically $0.1 \mu\text{V}/\text{month}$, including the first month of operation.

Because of the extremely high input impedance and resulting low bias current requirements, the TLC272 and TLC277 are well suited for low-level signal processing; however, leakage currents on printed-circuit boards and sockets can easily exceed bias current requirements and cause a degradation in device performance. It is good practice to include guard rings around inputs (similar to those of Figure 4 in the Parameter Measurement Information section). These guards should be driven from a low-impedance source at the same voltage level as the common-mode input (see Figure 40).

Unused amplifiers should be connected as grounded unity-gain followers to avoid possible oscillation.

noise performance

The noise specifications in operational amplifier circuits are greatly dependent on the current in the first-stage differential amplifier. The low input bias current requirements of the TLC272 and TLC277 result in a very low noise current, which is insignificant in most applications. This feature makes the devices especially favorable over bipolar devices when using values of circuit impedance greater than $50 \text{ k}\Omega$, since bipolar devices exhibit greater noise currents.

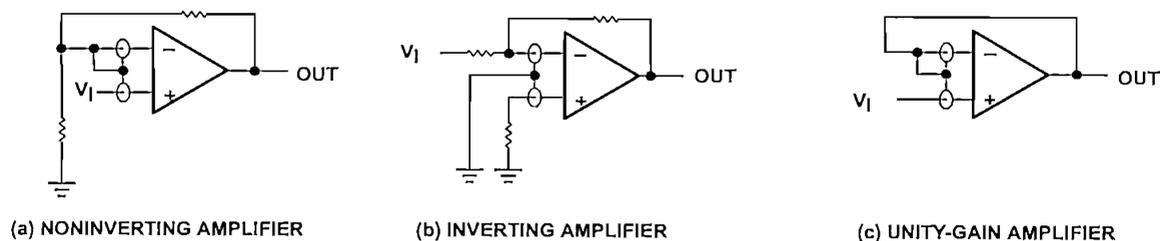


Figure 40. Guard-Ring Schemes

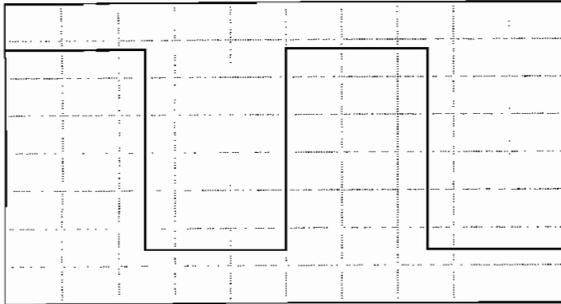
output characteristics

The output stage of the TLC272 and TLC277 is designed to sink and source relatively high amounts of current (see typical characteristics). If the output is subjected to a short-circuit condition, this high current capability can cause device damage under certain conditions. Output current capability increases with supply voltage.

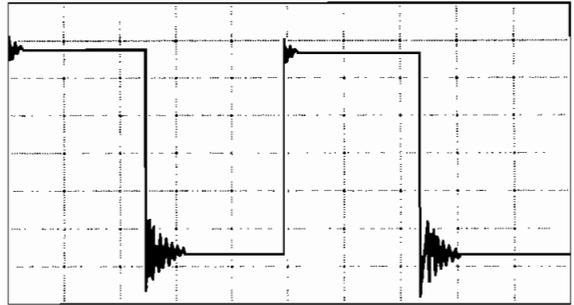
All operating characteristics of the TLC272 and TLC277 are measured using a 20-pF load. The devices can drive higher capacitive loads; however, as output load capacitance increases, the resulting response pole occurs at lower frequencies, thereby causing ringing, peaking, or even oscillation (see Figure 41). In many cases, adding a small amount of resistance in series with the load capacitance alleviates the problem.

APPLICATION INFORMATION

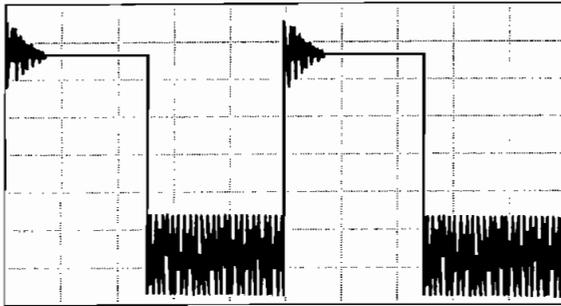
output characteristics (continued)



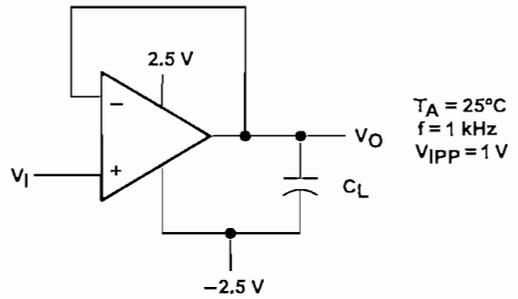
(a) $C_L = 20 \text{ pF}$, $R_L = \text{NO LOAD}$



(b) $C_L = 130 \text{ pF}$, $R_L = \text{NO LOAD}$



(c) $C_L = 150 \text{ pF}$, $R_L = \text{NO LOAD}$



(d) TEST CIRCUIT

Figure 41. Effect of Capacitive Loads and Test Circuit

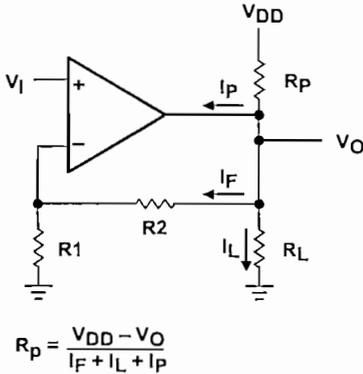
Although the TLC272 and TLC277 possess excellent high-level output voltage and current capability, methods for boosting this capability are available, if needed. The simplest method involves the use of a pullup resistor (R_P) connected from the output to the positive supply rail (see Figure 42). There are two disadvantages to the use of this circuit. First, the NMOS pulldown transistor N4 (see equivalent schematic) must sink a comparatively large amount of current. In this circuit, N4 behaves like a linear resistor with an on resistance between approximately 60Ω and 180Ω , depending on how hard the operational amplifier input is driven. With very low values of R_P , a voltage offset from 0 V at the output occurs. Second, pullup resistor R_P acts as a drain load to N4 and the gain of the operational amplifier is reduced at output voltage levels where N5 is not supplying the output current.

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

APPLICATION INFORMATION

output characteristics (continued)



I_p = Pullup current required by the operational amplifier (typically 500 μ A)

Figure 42. Resistive Pullup to Increase V_{OH}

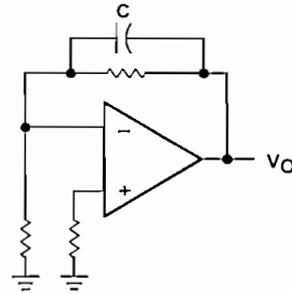


Figure 43. Compensation for Input Capacitance

feedback

Operational amplifier circuits almost always employ feedback, and since feedback is the first prerequisite for oscillation, some caution is appropriate. Most oscillation problems result from driving capacitive loads (discussed previously) and ignoring stray input capacitance. A small-value capacitor connected in parallel with the feedback resistor is an effective remedy (see Figure 43). The value of this capacitor is optimized empirically.

electrostatic discharge protection

The TLC272 and TLC277 incorporate an internal electrostatic discharge (ESD) protection circuit that prevents functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015.2. Care should be exercised, however, when handling these devices as exposure to ESD may result in the degradation of the device parametric performance. The protection circuit also causes the input bias currents to be temperature dependent and have the characteristics of a reverse-biased diode.

latch-up

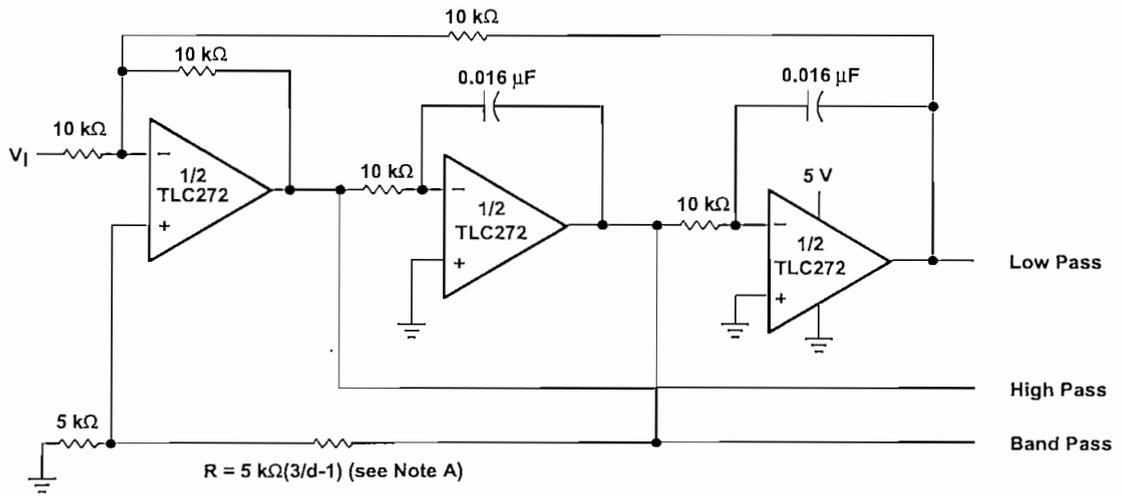
Because CMOS devices are susceptible to latch-up due to their inherent parasitic thyristors, the TLC272 and TLC277 inputs and outputs were designed to withstand -100 -mA surge currents without sustaining latch-up; however, techniques should be used to reduce the chance of latch-up whenever possible. Internal protection diodes should not, by design, be forward biased. Applied input and output voltage should not exceed the supply voltage by more than 300 mV. Care should be exercised when using capacitive coupling on pulse generators. Supply transients should be shunted by the use of decoupling capacitors (0.1 μ F typical) located across the supply rails as close to the device as possible.

The current path established if latch-up occurs is usually between the positive supply rail and ground and can be triggered by surges on the supply lines and/or voltages on either the output or inputs that exceed the supply voltage. Once latch-up occurs, the current flow is limited only by the impedance of the power supply and the forward resistance of the parasitic thyristor and usually results in the destruction of the device. The chance of latch-up occurring increases with increasing temperature and supply voltages.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: $d =$ damping factor, $1/Q$

Figure 44. State-Variable Filter

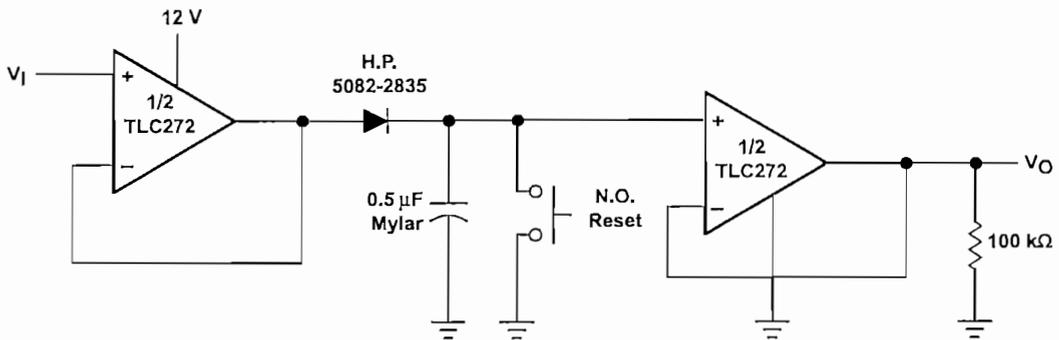
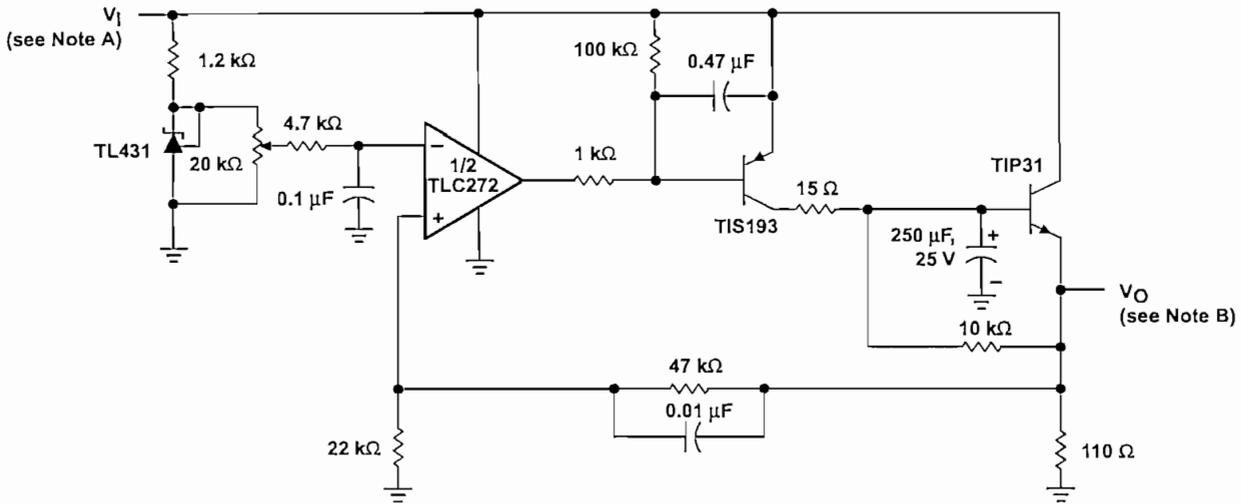


Figure 45. Positive-Peak Detector

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

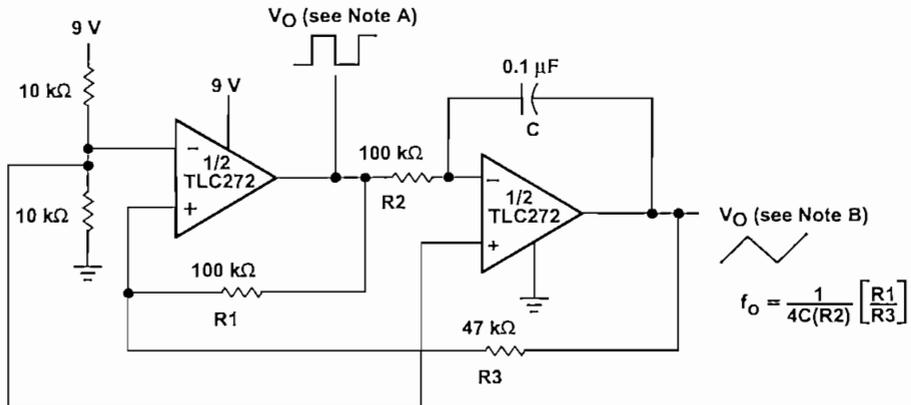
SLOS091B – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

APPLICATION INFORMATION



NOTES: A. $V_I = 3.5$ to 15 V
B. $V_O = 2$ V, 0 to 1 A

Figure 46. Logic-Array Power Supply



NOTES: A. $V_{O(PP)} = 8$ V
B. $V_{O(PP)} = 4$ V

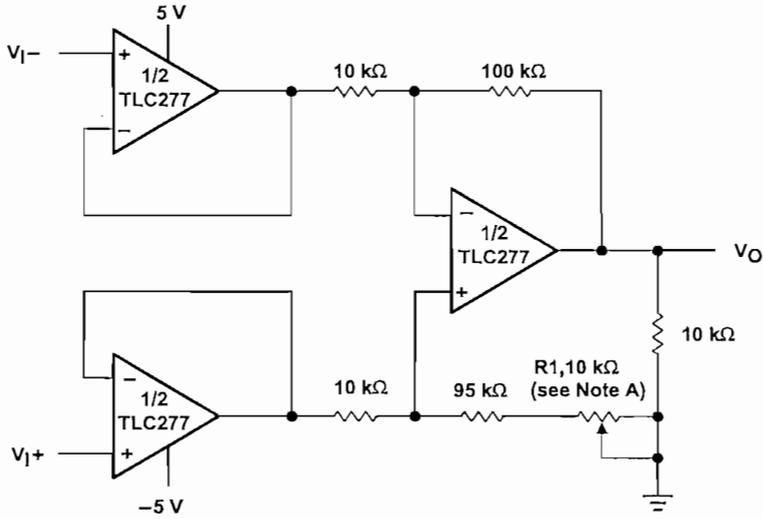
Figure 47. Single-Supply Function Generator

$$f_o = \frac{1}{4C(R2)} \left[\frac{R1}{R3} \right]$$

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

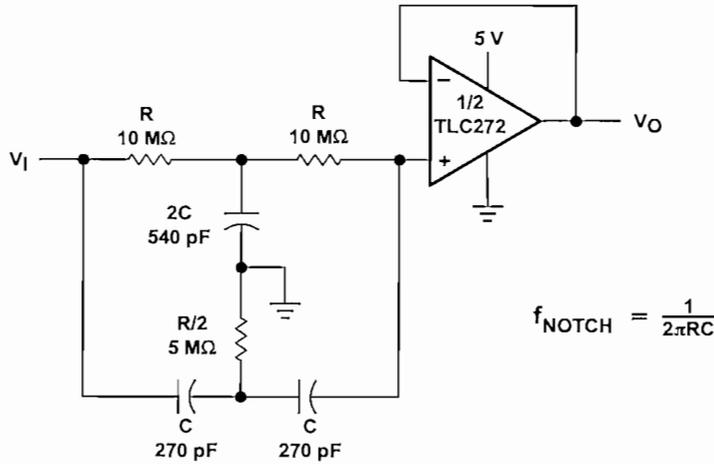
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: CMRR adjustment must be noninductive.

Figure 48. Low-Power Instrumentation Amplifier

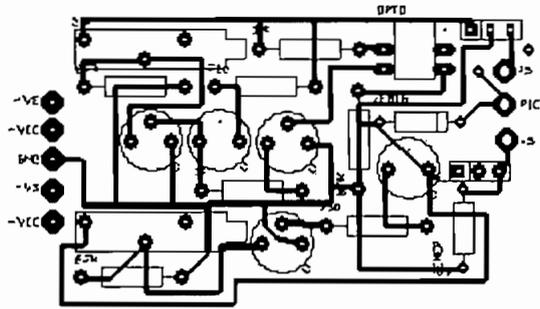


$$f_{\text{NOTCH}} = \frac{1}{2\pi RC}$$

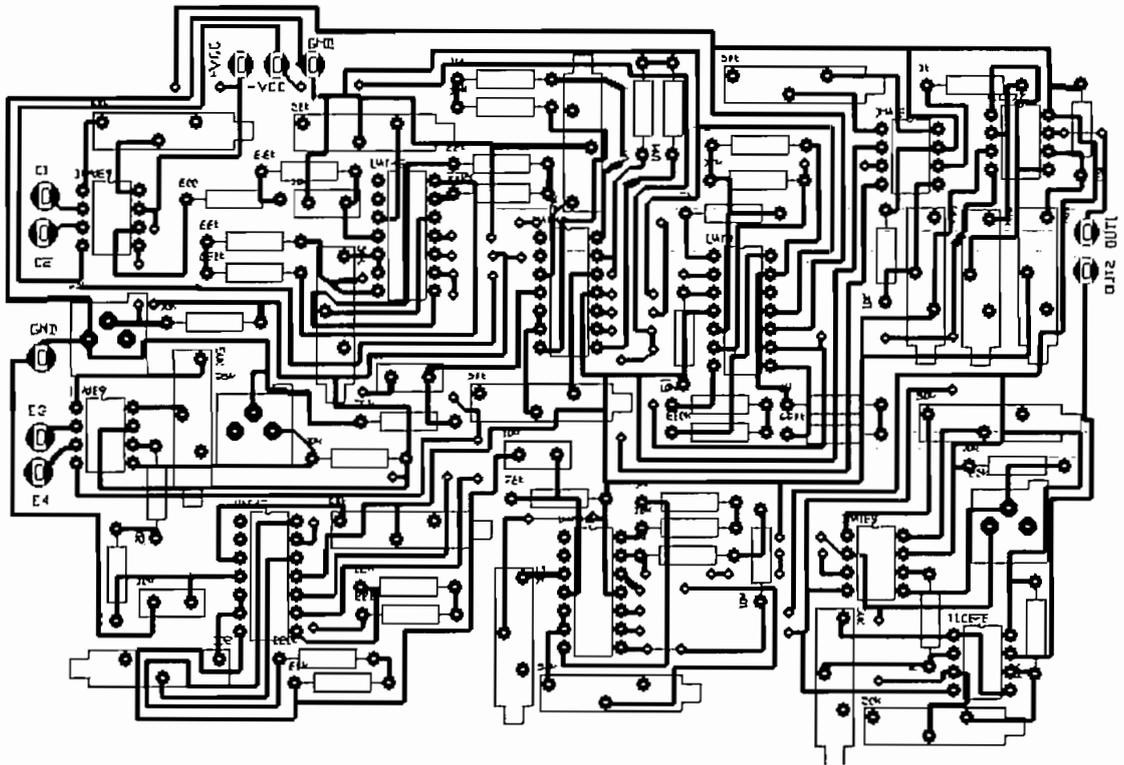
Figure 49. Single-Supply Twin-T Notch Filter

ANEXO 5

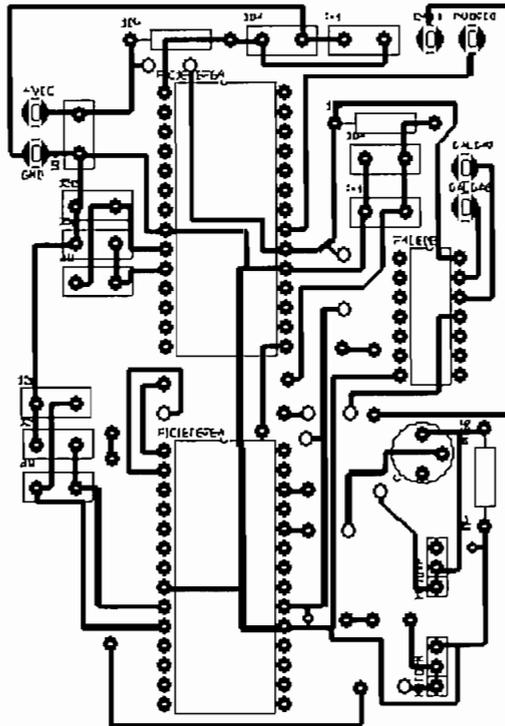
CIRCUITO PARA LA FUENTE DE POLARIZACIÓN



CIRCUITO DE AMPLIFICACIÓN Y FILTRADO



CIRCUITO PARA EL CONTROL DE LOS MOTORES



CIRCUITO PARA EL ACONDICIONAMIENTO DE LA GALGA

