

LA ELECTROMIOGRAFÍA: UN ACERCAMIENTO AL CONCEPTO FISIOLÓGICO, LA
CONSTRUCCIÓN DE UN EQUIPO ELECTROMIOGRÁFICO CON REGISTRO NO INVASIVO;
Y LA RESISTENCIA GALVÁNICA DE PIEL COMO MÉTODO DE RELAJACIÓN MUSCULAR

JORGE IVÁN GÓMEZ ANGARITA

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE CIENCIAS BÁSICAS.
MAESTRÍA EN INSTRUMENTACIÓN FÍSICA
2009

	Pág.
PREFACIO	xxii
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	xxvi
OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN	xxviii
JUSTIFICACIÓN	xxix
MARCO TEÓRICO	1
1. LA FISIOLÓGÍA BÁSICA Y BIOFÍSICA DE LA GENERACIÓN DE LA SEÑAL (EMG)	
1.1 Electrofisiología Básica de la Membrana Celular de un Músculo	1
1.1.1 El Modelo de Hodgkin-Huxley	1
1.1.2 Propagación y Acción de Potencial	7
1.1.3 El Potencial de Acción	8
2. TÉCNICAS DE REGISTRO	10
2.1 Características de los Electrodo de Registro	10
2.2 Parámetros del MUAP y sus Cambios de Acuerdo a su Patología	11
2.2.1 Electromiografía de Fibra Única	11
2.2.2 Electromiografía Normal	16
2.3 Electromiografía Patológica	17
3. DETECCIÓN Y ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL SUPERFICIAL EMG	21
3.1 Detección de la Señal	21
3.2 Entrada y Salida del Amplificador	24
3.3 Especificaciones de los Filtros EMG	26
3.4 Muestreo y Conversión A/D	27
3.5 Recomendaciones Europeas con Respecto a la Detección y Acondicionamiento de la Señal Superficial EMG	29

DISEÑO METODOLÓGICO	33
• FASES DE LA INVESTIGACIÓN	33
• DESARROLLO DE LAS FASES DE LA INVESTIGACIÓN	34
1. Planeamiento e Indagación	34
2. Síntesis	35
a. Síntesis Cualitativa	35
a. Síntesis Cuantitativa	35
3. Implementación	38
4. Pruebas y Verificación	39
PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA INFORMACIÓN RECOGIDA.	40
Diseño EMG.	40
Etapas de Detección de la Señal y Ajuste de Impedancias EMG.	40
Etapa Primera de Amplificación (Ganancia 200)	45
Etapa Primera de Filtrado	46
Etapa Segunda de Filtrado	54
Etapa Segunda de Amplificación (Ganancia 10)	58
Etapa Tercera de Amplificación con Ganancias Programables o Variables	59
Etapa de aislamiento (Amplificador con Ganancia 1)	61
Digitalización	66
Pruebas Preliminares de EMG con Equipo Cadwell.	69
Comparación de la Señal Electromiográfica	70
Características del registro del electromiógrafo "JORGE IVÁN"	70
Contabilidad de Costos	74
PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA INFORMACIÓN RECOGIDA.	75
Diseño de Sistema de Relajación Mediante Bio-Retroalimentación GSR	75
El lenguaje corporal	75
Etapas de Detección de la Señal y Operación de Dividir el Voltaje	76
Etapa de Fijación de Fase PLL	79
Etapa de Acople de Impedancia (Buffer)	84
Etapa de Transducción. e Indicadores de	
· Audio.	
· Lumínicos.	
· Aguja	86
Contabilidad de Costos	88
Hacia una Aplicación de la EMG	89

Etapa de Detección de la señal. y Diseño de un EMG de Superficie para la Captura de Señales Musculares Oculográficas (EOG)	90
Etapa de Captura de la Señal (EOG) con USB 6009	92
Etapa de Elaboración de Aplicación en Software Lab View	93
Etapa de Entrada de la Señal a Radio Transmisor (T_{X})	95
Etapa de Captura de la Señal a Radio Receptor (RX).	97
Etapa de Conversión de Datos (PIC)	97
Etapa de Puentes H Sentidos de Giro para Motores Eléctricos	102
Contabilidad de Costos	108
CONCLUSIONES	109
BIBLIOGRAFÍA	112
CRÉDITOS	114
ANEXOS	115

LISTA DE TABLAS

Tabla # 1	Relación entre números de Bits de un convertidor A/D, Numero de niveles, V/nivel, Resolución referida a la entrada	28
Tabla # 2a	Parámetros para electrodos (montaje bipolar)	30
Tabla # 2b	Parámetros para amplificador	31
Tabla # 2c.	Parámetros para muestreo y conversión A/D	32
Tabla # 3	Etapas y resultados esperados del método	34
Tabla # 4	Valores para el filtro pasa bajo y alto de Butterworth	52
Tabla # 5	Valores para el filtro pasa bajo y alto de Butterworth	56
Tabla # 6	Especificaciones técnicas de la tarjeta USB-6009	67
Tabla # 7	Especificaciones técnicas de la tarjeta USB-6009	67
Tabla # 8	Costos de prototipado EMG	74
Tabla # 9	Costos de prototipado GSR	88
Tabla # 10	Descripción del Puerto RS-232 DB9	99
Tabla # 11	Costos de prototipado EOG	108

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Modelo equivalente del potencial de membrana Hodgkin-Huxley	2
Figura 1.2	Conductancias del sodio y del potasio (tiempo vs. voltaje)	2
Figura 1.3	Cinética de reacción	4
Figura 1.4	Diagrama esquemático de la propagación del potencial de acción a lo largo de una fibra muscular	7
Figura 1.5	Potencial de acción	8
Figura 1.6	Electrodos en la EMG	9
Figura 1.7	Modelo de la sección longitudinal de una fibra muscular	9
Figura 2.1	Diferentes tipos de electrodos señalando con un círculo el área de registro	10
Figura 2.2	Parámetros principales de un MUAP. Fase (P) y vuelta (T).	11
Figura 2.3	Jiggle anormal de 8 trazos superpuestos	12
Figura 2.4	Registro electromiográfico de fibra única	13
Figura 2.5	Medición de la densidad de la fibra	14
Figura 2.6	Medida del jitter durante la estimulación del axón en la neurona motora(A). Y durante la activación voluntaria (B) en el que se utiliza una cánula con un electrodo	15
Figura 2.7	Patrones de actividad en la contracción progresiva muscular	17
Figura 2.8	Patrones de interferencia electromiográficos musculares	18
Figura 2.9	Patrones de normalidad y anormalidad EMG en fibra muscular	19
Figura 2.10	Patrones de normalidad y anormalidad EMG	20
Figura 3.1	Esquema ideal representando la detección de la señal	21
Figura 3.2	Modelo de una situación real representada en un circuito de electrodo superficial equivalente	21
Figura 3.3	Modelo de electrodo con área finita y un determinado número de ellos	22
Figura 3.4	Configuración Doble Diferencial (DD)	23
Figura 3.5	Emplazamiento de 16 electrodos en arreglo lineal y con la configuración (SD)	23
Figura 3.6	Configuraciones de entradas y salidas de amplificadores utilizados en EMG. 2 OA de instrumentación	24
Figura 3.7	Configuraciones de entradas y salidas de amplificadores utilizados en EMG. 3 OA de instrumentación	24
Figura 3.8	Detalle gráfico del primer estado de un EMG	25
Figura 3.9	Detalle de los tipos de filtros	26
Figura 3.10	Señal análoga de una unidad motora (PUM)	27

LISTA DE ESQUEMAS

ESQUEMAS DE LA SECCIÓN "DISEÑO METODOLÓGICO".

Esquema A	Etapas totales EMG	35
Esquema B.	Diagrama en bloques Hardware definitivo	37
Esquema C.	Perspectiva en 3D del Hardware definitivo	38
Esquema D.	Diagrama de Bloques de la Aplicación	38
Esquema E.	Panel Frontal de la Aplicación	38
Esquema F	Captura de señal EMG de bíceps en equipo Cadwell	39

ESQUEMAS DE LA SECCIÓN "PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA INFORMACIÓN RECOGIDA".

Esquema 1	Etapas totales EMG	40
Esquema 2	Etapas de detección de la señal y ajuste de impedancias EMG	41
Esquema 3	Configuración de un circuito amplificador no inversor	41
Esquema 4	Configuración de un circuito amplificador seguidor de tensión	42
Esquema 5	Configuración de un circuito buffer	42
Esquema 6	Análisis de circuito buffer	43
Esquema 7	Análisis de la función de transferencia	44
Esquema 8	Diagrama de Bode (Amplitud vs frecuencia)	45
Esquema 9	Primera etapa de amplificación (Ganancia 200)	45
Esquema 10	Primera etapa de filtrado	46
Esquema 11	Arquitectura Sallen-Key	47
Esquema 12	Análisis la forma de la entrada inversora y no inversora en la arquitectura Sallen-Key	48
Esquema 13	Filtro pasa altas	51
Esquema 14	Valores del filtro pasa altas	53
Esquema 15	Segunda etapa de filtrado	54
Esquema 16	Filtro pasa bajas	55
Esquema 17	Valores filtro pasa bajas	57
Esquema 18	Segunda etapa de amplificación (Ganancia 10)	58
Esquema 19	Tercera etapa de amplificación	59
Esquema 20	Etapas de aislamiento	61
Esquema 21	Diagrama de bloques Amplificador de aislamiento ISO124	62
Esquema 22	Impreso para el EMG elaborado en el software Proteus	63

Esquema 23	Diseño en baquelita	63
Esquema 24	Tableta de componentes	64
Esquema 25	Primer Renderizado en 3D	64
Esquema 26	Segundo renderizado en 3D	64
Esquema 27	Diagrama de Bloques EMG Definitivo	65
Esquema 28	Hardware Tarjeta 6009	66
Esquema 29	Diagrama de Bloques de la Aplicación	68
Esquema 30	Panel Frontal de la Aplicación	68
Esquema 31	Captura de señal EMG de bíceps en equipo Cadwell	69
Esquema 32	Prueba de EMG "DISEÑO DE JORGE" al paciente Oscar Moscoso en contracción máxima	71
Esquema 33	Prueba de EMG "DISEÑO DE JORGE" al paciente Oscar Moscoso en contracción mínima	71
Esquema 34	Prueba de EMG "DISEÑO DE JORGE" al paciente Oscar Moscoso en contracción mínima en incremento	71
Esquema 35	Captura de señal prueba de EMG de bíceps al paciente Oscar Moscoso en equipo Cadwell.	72
Esquema 36	Diagrama global de sistema de relajación mediante bio-retroalimentación	76
Esquema 37	Etapas de detección de la señal y operación de dividir el voltaje	77
Esquema 38	Microdiseño de divisor de voltaje	77
Esquema 39	Microdiseño de divisor de voltaje y cálculo de la resistencia variable	78
Esquema 40	Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase	79
Esquema 41	Relación cosenoidal entre la salida v_3 y la diferencia de la fase $\Delta\phi$	80
Esquema 42	Operación de un detector de fase OR-exclusivo	81
Esquema 43	Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase	82
Esquema 44	Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase linealizado (a)Poniendo de manifiesto la relación entre frecuencia y fase	83
Esquema 45	Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase linealizado (b) Reordenado para simplificar el análisis	83
Esquema 46	Microdiseño del PLL de referencia CD4046B	84
Esquema 47	Etapa de Acople de impedancia (Buffer)	84
Esquema 48	Configuración de un circuito amplificador no inversor	85
Esquema 49	Configuración de un circuito amplificador seguidor de tensión	85
Esquema 50	Indicadores de Audio, Lumínicos, Aguja	86
Esquema 51	Microdiseño Etapa A, Etapa B, Etapa C + (Etapa D, Transductor de Audio, Transductor Lumínico)	87
Esquema 52	Etapas totales de aplicación EMG	89
Esquema 53	Etapas totales EOG	90
Esquema 54	Microdiseño Etapa i, Etapa ii, Etapa iii, Etapa iv, Etapa v +Etapa vi	91
Esquema 55	Captura de la señal (EOG) con tarjeta USB 6009	92

Esquema 56	Hardware tarjeta 6009	92
Esquema 57	Elaboración de aplicación en software Lab View	93
Esquema 58	Diagrama de Bloques de la Aplicación	93
Esquema 59	Panel Frontal de la Aplicación	94
Esquema 60	Etapa de entrada de la señal a radio transmisor TX	95
Esquema 61	Etapa de Captura de la señal a radio receptor RX	97
Esquema 62	Disposición del PIC 18F4455	98
Esquema 63	Etapa de conversión de datos (PIC)	98
Esquema 64	Puerto RS-232 DB9	99
Esquema 65	Circuito integrado MAX-232	99
Esquema 66	Conexión entre el PIC, puerto serie RS-232 y el MAX-232	101
Esquema 67	Etapa de puentes H (estructura del carro)	102
Esquema 68	Funcionamiento de circuito puente H	102
Esquema 69	Flujo de la corriente por puente H, provocando que el motor gire en cierto sentido	103
Esquema 70	Flujo contrario de la corriente por puente H	103
Esquema 71	Conexión entre el PIC, puerto serie RS-232, integrado MAX-232,y componente L298	104
Esquema 72	Juego de motores con ejes	105
Esquema 73	Juego de ruedas	105
Esquema 74	Ruedas rotulares	106
Esquema 75	Conjunto completo proyección isométrica	106
Esquema 76	Conjunto completo proyección frontal	107
Esquema 77	Conjunto completo proyección superior	107

LISTA DE APÉNDICES

	pág.
Apéndice A Modelos de Conductancia	117
Apéndice B Ecuaciones del Modelo de Conductancia Neuronal de C. Koch and I. Segev	123
Apéndice C Amplificador de Instrumentación AD620	127
Apéndice D Filtros Activos	147
Apéndice E Amplificador LF356	166
Apéndice F Amplificador de Instrumentación AD623	181
Apéndice G Amplificador Optoaislador ISO 124	205
Apéndice H DAQ NI USB 6009	224
Apéndice I Phase-Locked Loop (PLL) CD4046B	229
Apéndice J Operational Amplifiers LM108/LM208/LM308	241
Apéndice K LM3914 Dot/Bar Display Driver	251
Apéndice L Integrado MAX-232 Multichannel RS-232	275
Apéndice M PIC 18F4455	287
Apéndice N Integrado L298	293
Apéndice O Ficha resumen de las Especificaciones del amplificador operacional	306
Apéndice P Programa para Controlar Motores Mediante Comandos Recibidos desde Lab View a través de la Comunicación Serie con Protocolo RS-232	319

**La Electromiografía:
Un Acercamiento al Concepto Fisiológico, la
Construcción de un Equipo Electromiográfico
con Registro no Invasivo; y la Resistencia
Galvánica de Piel como Método de Relajación
Muscular.**

Una tesis presentada
por

Jorge Iván Gómez Angarita

a

La Facultad de Ciencias Básicas
en cumplimiento parcial de los requisitos
para obtener el grado de
Maestría

en el campo de la
Instrumentación Física
Universidad Tecnológica
Pereira, Risaralda
[Septiembre] [2009]

© [2009] by [Jorge Iván Gómez A]
All rights reserved.

[You may place a comment here.]

Nota de aceptación

Presidente del jurado

Jurado

Jurado

Manizales 28 de septiembre de 2009

DEDICATORIA

A mi pequeña hija María José, pues con todas las adversidades que da la vida, ella me ha ayudado a comprender y a entender por quién luchar, además de despertar el amor en mí de un verdadero padre. A ti hija. Espero estar muchos años contigo para poder compartir lo poco que poseo, más allá de un inmenso amor por ti

AGRADECIMIENTOS

Gracias al ingeniero Carlos Alberto Cortes Aguirre, pues amigos como este no se encuentran fácilmente, su ayuda constante e incondicional en el campo de la instrumentación de este proyecto me enseña el verdadero valor de la amistad.

Gracias al Ingeniero Rubén Darío Flores Hurtado, pues sus amplios conocimientos en la programación dan ejemplo de superación y de ser mejor.

No puedo dejar de agradecer a mi asesor y amigo el cual no hay que tener cerca para agradecerle todo su apoyo y su ayuda, por eso este especial agradecimiento es para el Ingeniero Jairo Alberto Mendoza.

CONTENIDO

LISTA DE TABLAS

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE ESQUEMAS

LISTA DE APÉNDICES

GLOSARIO

ANISOTRÓPICO. Que tiene propiedades diferentes en distintos ejes, que tiene anisotropía

CONDUCCIÓN ANTIDRÓMICA. Conducción retrógrada del impulso nervioso a partir de un receptor situado en la zona media de un axón. Se trata de un fenómeno anormal y puede ser provocada de forma experimental.

CONDUCCIÓN ORTODRÓMICA. Conducción del impulso nervioso en la dirección normal, desde la unión sináptica o un receptor, a lo largo del axón, hasta su terminación con una despolarización.

EMG. Referente a la señal de Electro-Mio-Grafía.

GSR. Galvanic Skin Response. o Respuesta Galvánica de la Piel.

JIGGLE. Es el grado de inestabilidad del MUAP; este refleja incertidumbres del recorrido del impulso en las terminales nerviosas o ramificaciones del nervio a través de las placas de los extremos terminales de la célula motora, a lo largo de las fibras del músculo cuando éstas son estimuladas en forma de descargas consecutivas.

JITTER. Cuando se estimula una fibra única es común que el estímulo también alcance a una segunda fibra de la misma unidad motora. Ésta, normalmente responde con un potencial similar al registrado en la primera fibra, aunque suele presentar menor amplitud. El tiempo que transcurre entre los dos potenciales es el intervalo interpotencial y puede alcanzar varios milisegundos.

ACCIÓN DE POTENCIAL UNIDAD MOTORA (MUAP) Es el potencial generado por la unidad motora.

sEMG. Referente a Electro-Mio-Grafía pero biorealimentada (biofeedback).

UNIDAD MOTORA (MU). Un mismo músculo recibe varias fibras nerviosas motoras, la unión entre una sola neurona motora y las fibras musculares que inerva se llama Unidad motora. Éstas pueden variar de tamaño, desde una neurona que inerva 10 fibras musculares, como en el globo ocular, hasta una neurona que inerva hasta 200 o más fibras musculares como en los músculos de las extremidades.

RESUMEN

El presente trabajo resalta la electromiografía como la técnica de registro de la actividad eléctrica generada por el músculo liso o estriado ya sea de manera voluntaria o inconsciente. A lo largo de todo este documento, se mostrará la fisiología básica acompañada de la biofísica que genera la señal EMG; en segunda instancia se realizará una introducción a las técnicas de registro (electrodos de aguja y electrodos superficiales), detección y acondicionamiento de la electromiografía de superficie; por último se describirá de manera completa la construcción de un equipo EMG (base fundamental del proyecto de física de instrumentación). Si bien las técnicas sEMG (biofeedback) o monitoreo de la actividad muscular (muestra de la relación disminución y aumento de la contracción por medio de control mental consiente), no son de especial atención en este documento, si lo es la construcción de un equipo detector de la respuesta galvánica de piel (GSR) como etapa inicial en los procesos de relajación en las técnicas de control mental consiente.

Como colofón se describirá, documentará y construirá una aplicación EMG con base en el movimiento muscular ocular (electroculografía EOG)

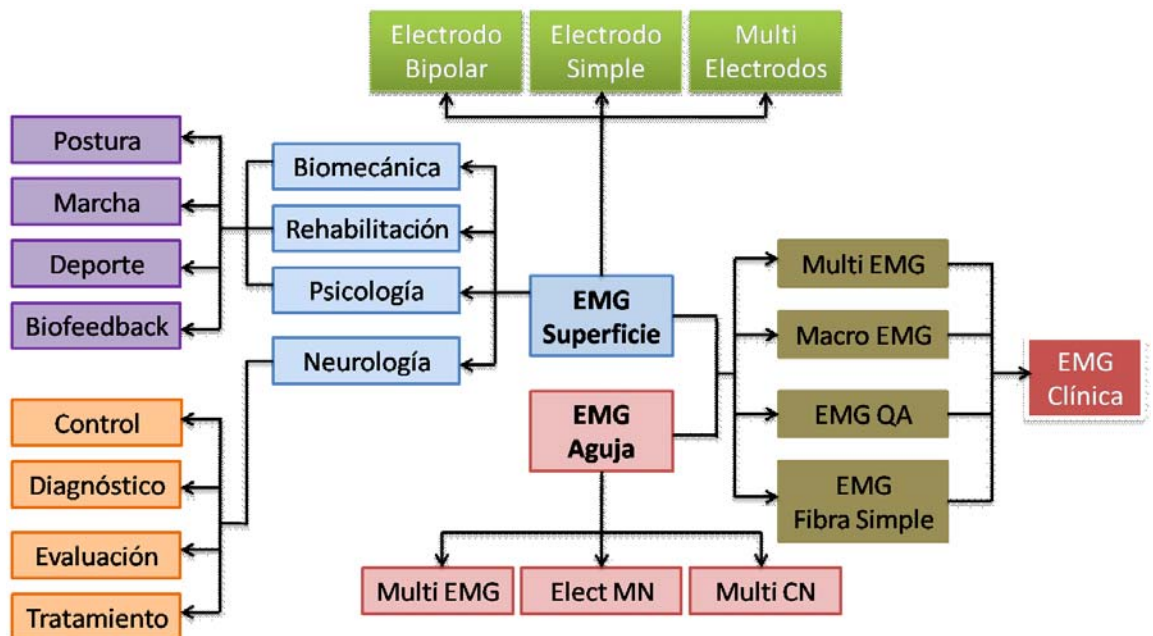
ABSTRACT

This paper highlights the electromyography as the technique for recording the electrical activity generated by the smooth muscle or striated whether voluntarily or unconscious. ' "Throughout this document will show the basic physiology accompanied by the biophysics generated by the EMG signal, at second instance there will be an introduction to the techniques of recording (needle electrodes and electrode surface, detection and conditioning of the electromyography surface; finally will be described in a comprehensive manner to build a EMG (fundamental basis of the draft physical instrumentation). While techniques SeMG (biofeedback) or monitoring muscle activity (sample of the relationship decrease and increase in contraction through mind control consents), are not of particular attention in this document, if it is to build a detector galvanic skin response (GSR) as an initial stage in the process of relaxation in control techniques Mental consents.

Finally I will describe, document and build an application based on the EMG muscle eye movement (EOG)

PREFACIO

La electromiografía es el registro de la actividad eléctrica generada por el músculo liso o estriado ya sea de manera voluntaria o inconsciente. El EMG registra las variaciones de voltaje que generan las fibras musculares como resultado de la despolarización de las membranas celulares durante la contracción. El uso de la electromiografía determina el tipo de electrodo de registro; de manera que la electromiografía de aguja hace distinciones entre las lesiones SNC SNP, mientras que la electromiografía de superficie tiene aplicaciones de carácter biomecánico, rehabilitación, psicológico, y neurológico. Para poder emplear éste ultimo método, debe tenerse un conocimiento claro y profundo de los fenómenos que involucran la contracción muscular, la transmisión de los potenciales de acción, el volumen conductor en la sensibilidad y la confiabilidad de la señal.

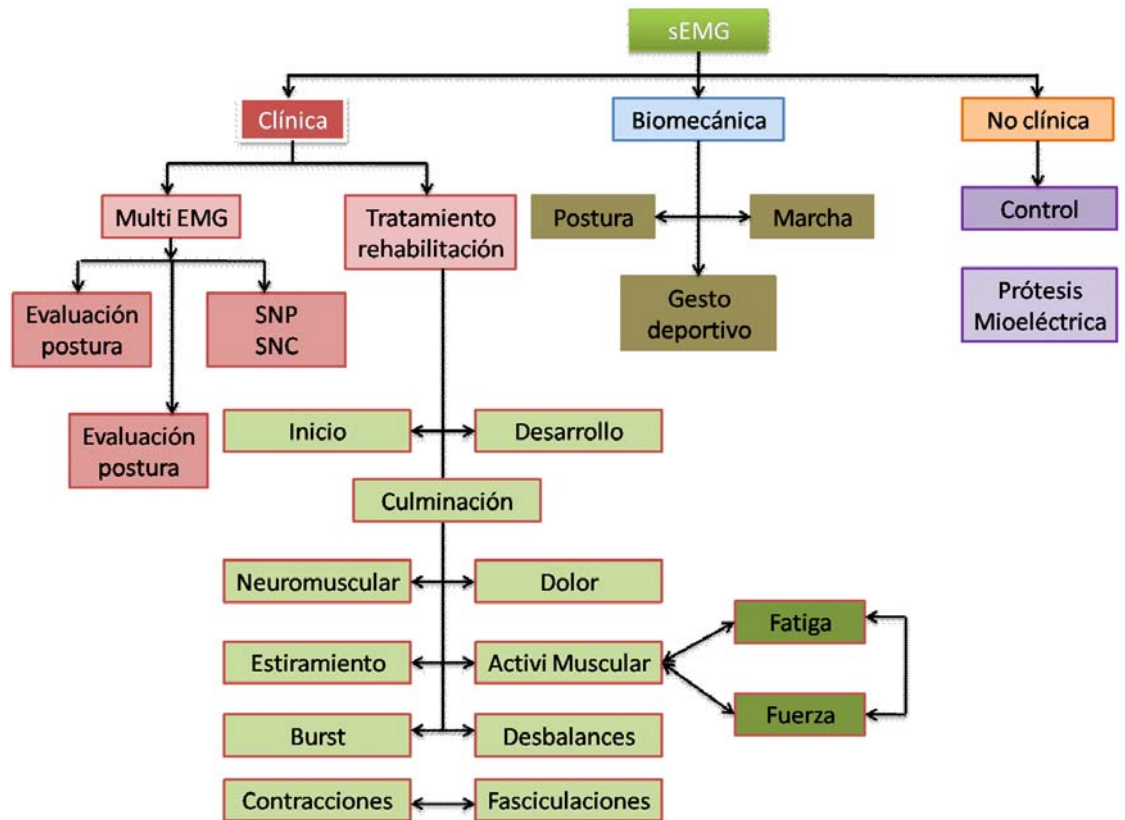


La sEMG se basa en el biofeedback (retroalimentación), donde el uso de electrodos es importante para monitorear la actividad muscular. Por medio de esta técnica se descubrió que la actividad eléctrica de un músculo, podría disminuir o aumentar su contracción por medio de control mental y consiente.

Basándose en este hecho, los científicos comenzaron a dar mayor importancia a la sEMG, de tal manera que el monitoreo de los músculos en ciertas actividades, permitiera un mejor control sobre la región que desarrolla dicha actividad. Éste fue el principio para la adquisición de datos por técnicas sEMG multicanal. Pero quizá el avance más fascinante en las últimas décadas, es la manipulación de la actividad muscular como señal base para el control de prótesis mioeléctricas y equipos de asistencia a discapacitados.

La señal sEMG muestra el comportamiento muscular y la situación del sistema nervioso que lo determina, razón que demuestra la gran aplicabilidad del sEMG como

técnica de rehabilitación. La técnica sEMG involucra la aplicación de electrodos de superficie sobre la piel, estos electrodos captan la actividad eléctrica de las fibras y envían información para su procesamiento y posteriormente análisis.



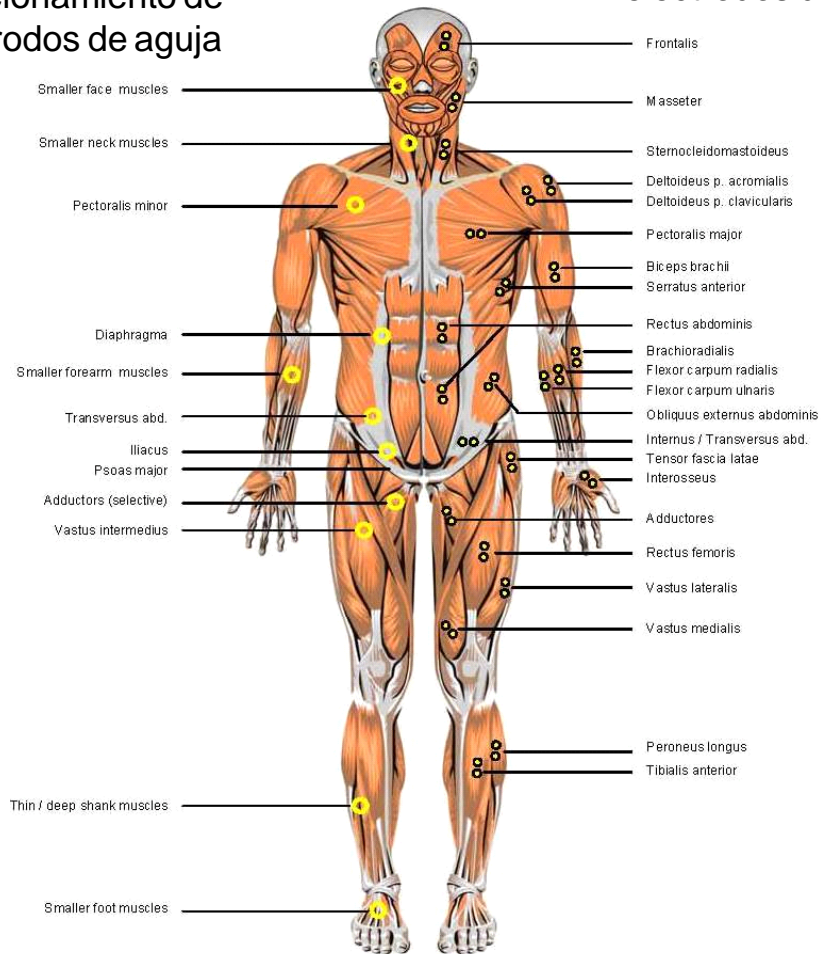
A las señales captadas por SEMG se les puede realizar tratamientos matemáticos determinísticos y estadísticos que ayudan en la interpretación de los datos.

Un aspecto importante a la hora de tomar la señal, es la ubicación de los electrodos en el área donde se ubica el grupo muscular de interés.

VISTA FRONTAL

Posicionamiento de electrodos de aguja

Posicionamiento de electrodos de superficie

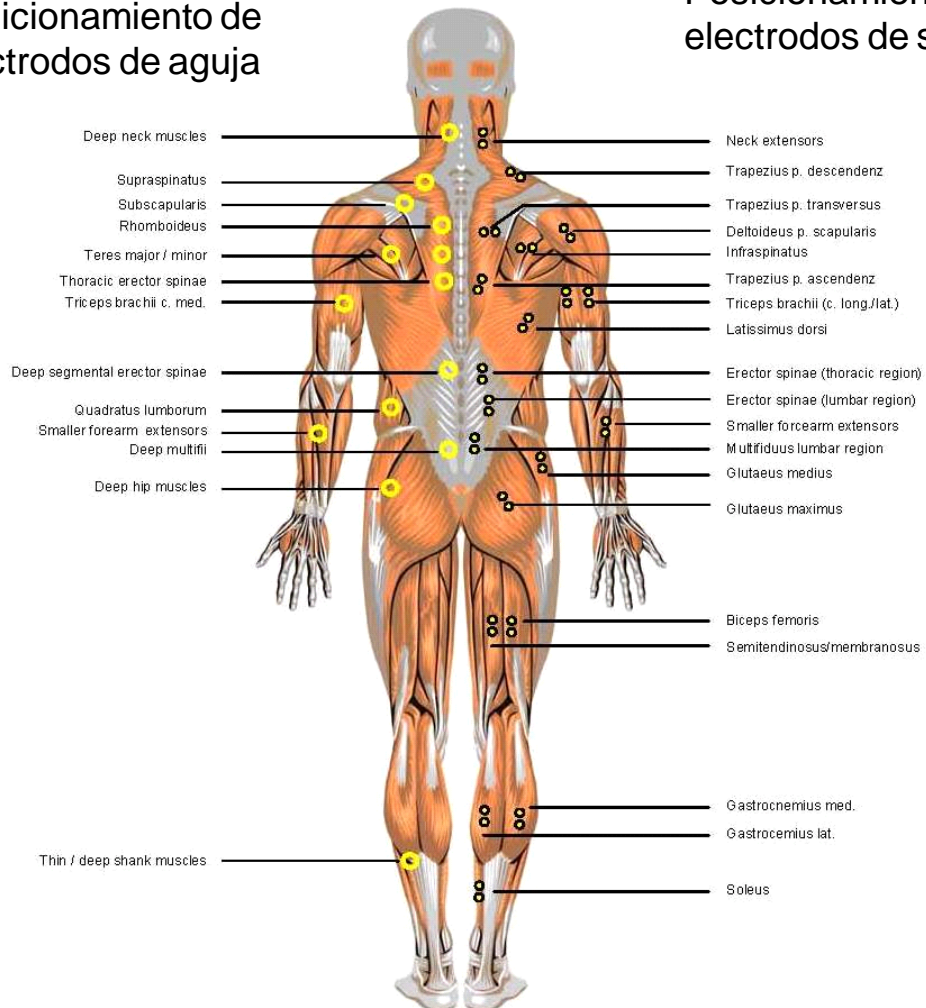


Vista frontal del posicionamiento anatómico de los sitios seleccionados tanto de electrodo de aguja como de electrodo de superficie.

VISTA DORSAL

Posicionamiento de electrodos de aguja

Posicionamiento de electrodos de superficie



Vista dorsal del posicionamiento anatómico de los sitios seleccionados tanto de electrodo de aguja como de electrodo de superficie.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Situación:

La Ingeniería Biomédica junto con la instrumentación, brindan la aplicación de las herramientas de análisis de la ingeniería en la solución de problemas biológicos y médicos, que van desde la elaboración de manuales y equipo de laboratorio, hasta el análisis de señales en la electrofisiología. En la actualidad se ofertan paquetes tecnológicos de alta calidad que cubren desde la enseñanza de las ciencias básicas hasta la elaboración de prácticos laboratorios dedicados a la medición en fisiología, biomecánica neurofisiología, bioingeniería y muchos otros, basados en la construcción y manipulación de software y hardware; cada uno de ellos con labores específicas en la medición de parámetros físicos.

Entre esas muchas posibilidades de medición se encuentran instrumentos como los equipos electromiográficos, los bio-feedback; equipos elaborados con el objetivo de bio-realimentar una señal para que el individuo en estudio, busque una modificación o control en la señal generada por el mismo, mostrando así, patrones de autocontrol. Hoy en día Colombia cuenta con una elevada dependencia tecnológica que corresponde a la adquisición de equipo biomédico, el cual se produce en grandes casas matrices como la THOUGHT TECHNOLOGY LTD, o la BIOPAC SYSTEMS. Cada uno de estos con paquetes y sistemas avanzados en fisiología humana a nivel cardiovascular, muscular, conducción nerviosa, neurofisiología con biomecánica, sistemas de adquisición de datos, simuladores transductores, electrodos y sistemas de registro.

El análisis electromiográfico, sus técnicas de registro y la resistencia galvánica de piel, conlleva de manera general al abordaje de los siguientes tópicos:

- El problema de adquirir la señal: el hecho de poderla captar con el sensor o sensores adecuados.
- El buscar la adecuada: amplificación y filtración.
- El problema de manejo de la tarjeta de adquisición: selección de la misma, la conversión A/D, muestreo, cuantificación y digitalización.
- El procesamiento: la manera como se mostrarán o indicaran los datos
- El problema de la comunicación: en el caso que se desee transmitir los datos.

Todo lo anterior en el menor tiempo posible, de tal manera que permita la bio-retroalimentación, ya sea a quien analiza las señales en estudio o a la persona que desee observar y modificar estas respuestas del lenguaje corporal.

Situación actual:

Con lo mostrado anteriormente en la situación, solo se desea destacar la importancia que tienen los sistemas de instrumentación en la medición de ciertos parámetros de señales biomédicas. La Universidad Autónoma de Manizales con el fin de fortalecer sus laboratorios (Neurofisiología, Análisis del Movimiento y Biomédica) muestra gran interés en esta investigación; y la idea general del proyecto se centra en la construcción de un equipo EMG con la posibilidad de captar señales electromiográficas, para luego ser registradas virtualmente y así brindar la posibilidad al investigador de comparar dichos patrones con algunos parámetros básicos ya

preestablecidos en el estudio de señales electrofisiológicas. El estudio de las señales electromiográficas presenta una complejidad alta, en cuanto a que cada músculo posee una característica muy propia y exclusiva, por esta razón es importante en la investigación centrar el estudio inicialmente a un solo grupo muscular. Tampoco es de interés el análisis y la caracterización de señales EMG, aunque la propuesta de este proyecto es el inicio al estudio de posteriores investigaciones que pueden llevar la señal EMG a niveles de caracterización, e inclusive a la determinación rápida de patologías por comparación en bases de datos. Es de interés común, junto con el grupo de investigación en neuroaprendizaje; el estudio de la señal electromiográfica, el conocimiento de sus conceptos fisiológicos, las técnicas de registro, y los sistemas de relajación muscular; todo ello con miras a establecer patrones de normalidad o anormalidad, importantes en la terapia y recuperación fisioterapéutica del individuo en evaluación; además de poder percibir la fatiga en la actividad física constante.

Formulación del problema:

¿Cómo poder captar una señal biológica de baja frecuencia con el sensor indicado y amplificarla de una manera adecuada?

¿Cómo realizar un proceso adecuado de muestreo basado en la programación, utilizando algunas herramientas como el filtraje, integración, diferenciación; todo ello en búsqueda de una mejor visualización de la señal?

¿Cómo presentar los datos (visualización e interface gráfica) de la manera más adecuada?

¿Cómo realizar una adecuada forma de comunicar los resultados al paciente en estudio?

OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN.

- **General.**

Construir un prototipo de equipo EMG simple, que permita el registro de la actividad eléctrica generada por un músculo estriado.

- **Específicos.**

-Elaborar el sistema de actividad EMG que represente la actividad eléctrica muscular. Cuando la actividad eléctrica de los músculos aumenta, el músculo se tensiona, y disminuye cuando se relaja. La EMG informa acerca del estado de relajación o tensión de los músculos.

-Centrar la investigación a un grupo muscular; específicamente biceps, con posicionamiento de electrodo positivo en la zona ventral más abultada del musculo, posicionamiento de electrodo negativo en la zona tendinosa y posicionamiento de electrodo de referencia en la zona más próxima a la inervación y el tendón proximal.

-Desarrollar la presentación o interfaz gráfica de cada uno de los parámetros de medición. La interfaz gráfica se sustenta en el manejo de software para la instrumentación.

-Elaborar un sistema de relajación mediante bio-retroalimentación GRS, como equipo de complemento de la SEMG; que permita captar la reflexión de las variaciones de la actividad de las glándulas sudoríparas, que sirva como método de relajación muscular.

-Elaborar una aplicación de control de un sistema electro-mecánico, por medio de una señal EMG, utilizando Radio Frecuencia (RF).

JUSTIFICACIÓN:

Son muchas las razones por las cuales se debe abordar este tipo de investigación; la primera de ellas está en que Las Bio-señales, constituyen un campo científico muy interesante que involucra la fisiología y la psicología, más aún la técnica de bio-retroalimentación, en la cual se utiliza la electrónica para detectar y ampliar las actividades corporales internas, que generalmente son demasiado sutiles para el ser humano, de tal manera que se perciban de manera normal. Una vez que se está en capacidad de observar estas actividades es posible entonces tratar de modificarlas. Como se está en capacidad de dar cuenta inmediata a la actividad corporal, se puede enseñar al cuerpo a producir los resultados que el individuo desea (bio-retroalimentación). En segunda instancia, Los constructores de equipo biomédico anteriormente nombrados (THOUGHT TECHNOLOGY LTD, o la BIOPAC SYSTEMS, etc.), dan soluciones y soporte tecnológico a la industria biomédica; dicho soporte va desde la elaboración de laboratorios estándares para la enseñanza de las ciencias, hasta altas aplicaciones científicas en la medición de parámetros de la fisiología humana como son la función pulmonar, presión sanguínea, conducción nerviosa, actividad electrodérmica, biomecánica (fuerza, presión), análisis y procesamiento de señales, transductores, calibración etc. En sí, son múltiples las aplicaciones y soluciones que brindan estas industrias dedicadas a la instrumentación, evidentemente a costos no muy asequibles para ciertos sectores de la población colombiana. La tercera razón está relacionada con el interés en el estudio electromiográfico por parte de los grupos de investigación en neurofisiología, y en análisis del movimiento de la Universidad Autónoma de Manizales; para estos grupos es importante la evaluación clínica y neurofisiológica de la patología neuromuscular y del sistema nervioso central (SNC), donde inicialmente no es de interés el análisis y la caracterización de señales EMG, aunque si existe un claro deseo en profundizar la investigación para llevar la misma a niveles de caracterización de la señal EMG e inclusive a la determinación rápida de patologías por comparación en bases de datos..

La EMG es una extensión y profundización del diagnóstico clínico neurológico y utiliza los mismos principios de localización topográfica. Como es más sensible, permite descubrir alteraciones subclínicas o insospechadas; al ser cuantitativa permite determinar el tipo y grado de lesión neurológica. La cuarta razón, está relacionada con futuros estudios e investigaciones extensivas al sistema neuromuscular; incorporando una serie de técnicas, analíticas en la caracterización de la señal EMG adicionadas al software; cuestión que catapulta la EMG en la Universidad Autónoma, poniéndola a la vanguardia de los electromiógrafos contemporáneos.

MARCO TEÓRICO

LA ELECTROMIOGRAFÍA

Qué es la Electromiografía y para que se utiliza:

La electromiografía es el estudio electrofisiológico del sistema neuromuscular. No es una prueba complementaria, sino la prolongación del estudio clínico neurológico. Dicha exploración se diseña en cada caso en función de la historia clínica y de la exploración neurológica, y puede modificarse según los datos que se vayan obteniendo.

Indicaciones de la electromiografía:

- Diferenciación entre debilidad de origen central o periférico.
- Diferenciación entre debilidad de origen neurógeno o miógeno.
- Diferenciación entre lesión preganglionar (radicular) o postganglionar (plexular/troncular).
 - Localización de la lesión en las mononeuropatías compresivas o traumáticas y determinación del grado de afectación (desmielinización focal frente a degeneración axonal).
 - Diferenciación entre neuropatías multifocales y polineuropatías; grado de afectación de las fibras motoras y sensitivas.
 - Diferenciación entre neuropatías desmielinizantes y axonales.
 - Determinación del pronóstico en las neuropatías.
 - Caracterización de los trastornos de la unión neuromuscular (pre o postsinápticos).
 - Identificación de signos de denervación, fasciculaciones, miotonía y neuromiotonía en músculos "normales".
 - Diferenciación entre calambre y contractura.

1. LA FISIOLOGÍA BÁSICA Y BIOFÍSICA DE LA GENERACIÓN DE LA SEÑAL (EMG)

1.1 Electrofisiología Básica de la Membrana Celular de un Músculo.

1.1.1 El Modelo de Hodgkin-Huxley.

La membrana celular del músculo, es la base para la generación del fenómeno bioeléctrico, el cual se transduce en la señal EMG. La membrana celular de un músculo es más compleja que las membranas de la célula nerviosa, puesto que posee capas, secciones tubulares y parámetros eléctricos diferentes al de las células nerviosas. Para efectos de simplicidad, el mismo modelo descrito para las células nerviosas, presenta una primera aproximación a la membrana celular del músculo, este

modelo fue propuesto por Hodgkin-Huxley en 1952, y describe un circuito eléctrico equivalente de característica no lineal; cuyo comportamiento de los tres canales iónicos principales, es representado en la *Figura 1.1*

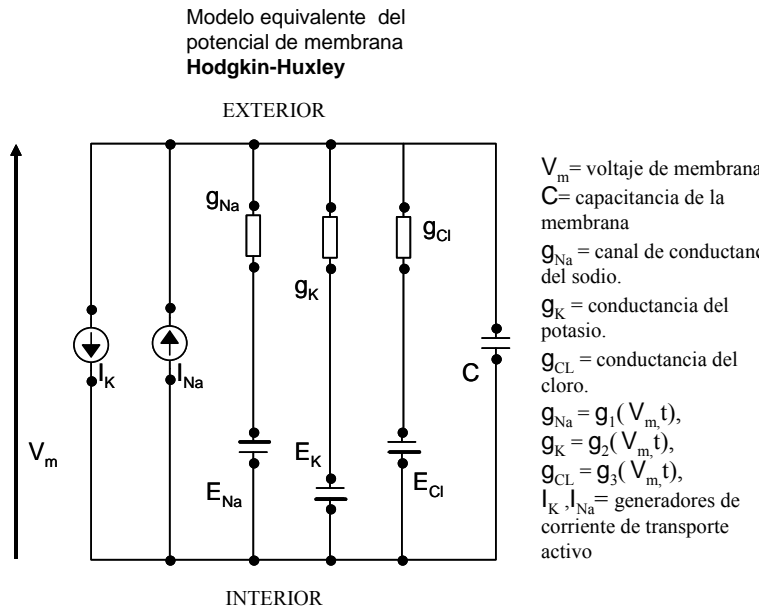


Figura 1.1
Modelo equivalente del potencial de membrana
Hodgkin-Huxley

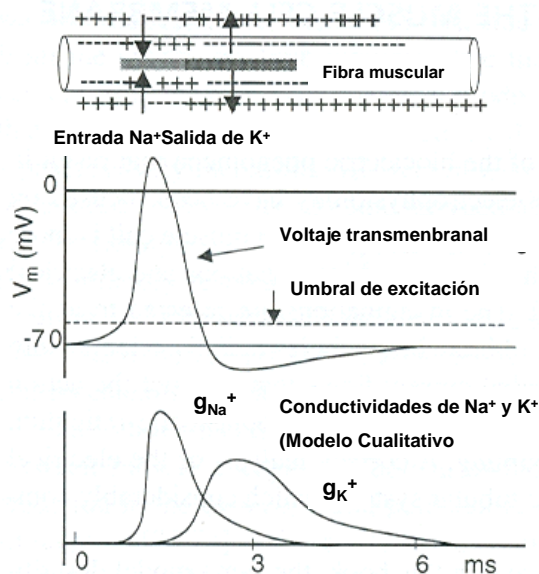


Figura 1.2.
Conductancias del sodio y del potasio (tiempo vs. voltaje)

El punto principal en el estudio del modelo es la dinámica en el comportamiento del voltaje, el cual es dependiente de la permeabilidad de membrana a los tres iones principales

En la *Figura 1.2* se puede apreciar la conductancias del sodio y del potasio (tiempo vs. voltaje). Debido a esta dependencia del voltaje y los diversos comportamientos dinámicos de las conductancias del sodio y del potasio, es claro decir que un fenómeno transitorio del voltaje se presenta en la membrana y ocurre siempre que se cruce un valor de umbral del voltaje relacionado con la conductividad y la permeabilidad de la membrana; produciendo el fenómeno de transferencia de masa.

El modelo de Hodgkin-Huxley es uno de tantos modelos matemáticos que simulan los potenciales de acción; algunos de estos modelos son los de Hoyt, Golman, Adelman-fitzhugh; sin embargo el más altamente difundido es el modelo desarrollado por Hodgkin-Huxley. Este modelo fue desarrollado a partir de pinzamiento de voltaje (voltaje clamp), en donde los investigadores anteriormente citados observaron que las corrientes de Na^+ y K^+ en el axón gigante del calamar podían describirse de manera separada. [1, 2, 3, 4]

La corriente total de la transmembrana puede describirse por medio de la ecuación:

$$J = Cm(dE/dt) + g_{Na}(E - E_{Na}) + g_K(E - E_K) + g_L(E - E_L)$$

Ecuación 1

$J[A/cm^2]$ es la densidad de corriente.

$E[V]$ es el potencial de membrana

$Cm[F/cm^2]$ capacitancia de la membrana

$g_{Na}[S/cm^2]$ = canal de conductancia del sodio.

$g_K[S/cm^2]$ = conductancia del potasio.

$g_L[S/cm^2]$ = conductancia del fuga.

$E_{Na}[V]$ = potencial de equilibrio del sodio.

$E_K[V]$ = potencial de equilibrio conductancia del potasio.

$E_L[V]$ = potencial de equilibrio de corriente de fuga.

En la anterior ecuación diferencial lineal no homogénea de primer grado, la variable E introduce en la primera derivada (carácter diferencial) con respecto al tiempo (dE/dt). al ser la ecuación no homogénea, implica que la parte que contiene a la variable, no es igual a cero, sino a J . en general esto complica la resolución analítica de la ecuación. La linealidad es demostrada por el hecho de que la variable está combinada por medio de sumas, esto desde el punto de vista técnico conlleva a que las diferentes corrientes implicadas (de capacitancia del sodio, potasio y fuga) no interfieran entre sí.

El termino $Cm(dE/dt)$ corresponde a la corriente transmembranal transferida por la rama capacitiva (I_c), mientras que el resto de la expresión indica la corriente resistiva (I_r).

- Como se visualiza en el modelo de Hodgkin-Huxley, se aprecian tres ramas resistivas cada una con conductancias de Na^+ y K^+ y fuga (leak). Cada conductancia lleva la corriente específica de cada ión. En la corriente de fuga, se encuentra una transferencia iónica provocada por el ión de Cl^- y presenta un comportamiento resistivo.

- Las conductancias de Na^+ y K^+ no son constantes, sino que varían con el voltaje y el tiempo.

- La evolución en el tiempo del voltaje $[E(t)]$ presenta un comportamiento mucho más complejo, al punto que no se puede describir de forma analítica y debe tratarse de forma numérica.

La estructura de las corrientes de $Na(I_{Na})$ y $K(I_K)$ y fuga I_L se muestra a continuación:

$$I_{Na} = g_{Na}m^3h(E - E_{Na})$$

$$I_K = g_Kn^4(E - E_K)$$

$$I_L = g_L(E - E_L)$$

Ecuación 2

Los términos (g_{Na}, g_K, g_L) informan sobre la conductancia máxima de cada corriente. Seguido por el término que informa sobre la dependencia de voltaje y tiempo de la corriente, que no está presente en el caso de I_L .

Los términos de conductancia máxima se determinan experimentalmente y representan un paso de límite máximo a la cantidad de corriente.

Los términos m, h, n , son tomados como partículas por ejemplo supóngase que se tiene la partícula n que responde a cambios de voltaje y que en primera instancia se encuentra en la parte interna de la membrana en estado cerrado; mientras persiste en dicho estado, no permitirá el paso de corriente. Son las moléculas proteicas, insertas en la membrana, quienes se abren o cierran permitiendo o impidiendo el paso de corriente. Para efectos de entendimiento del mecanismo de transporte, es importante comprender que la partícula n existe físicamente y pertenece a la estructura de los canales de potasio. Ahora, si el sistema pasa de estado cerrado a estado abierto, se genera la siguiente cinética de reacción:

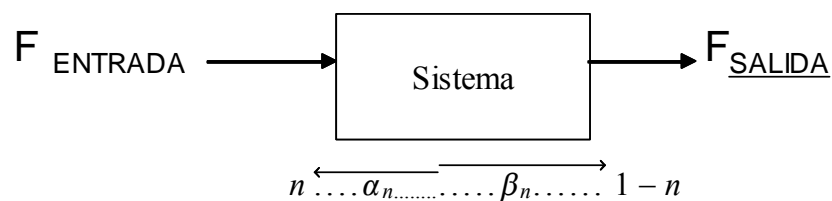


Figura 1.3.
Cinética de reacción.

α_n representa la constante de transición para el movimiento de partículas desde afuera hacia adentro. β_n representa la constante de transición para el movimiento de partículas desde adentro hacia fuera.

El sistema, está gobernado por la ecuación diferencial de primer orden:

$$\frac{dn}{dt} = \alpha_n(1 - n) - \beta_n n$$

Ecuación 3

La Solución de la ecuación 3 es:

$$n(t) = n_\infty - (n_\infty - n_0) \exp^{-t/\tau n}$$

O también se puede expresar como

$$n = n_\infty - (n_\infty - n_0) \exp^{-t/\tau n}$$

Ecuación 4

$$n_\infty = \alpha_n / (\alpha_n + \beta_n)$$

$$\tau n = 1 / (\alpha_n + \beta_n)$$

n_0 representa el estado de n cuando $t = 0$. $\alpha_n + \beta_n$ son constantes que no dependen del tiempo pero sí del voltaje.

Para el modelo de Hodgkin-Huxley las constantes de α_n β_n son las siguientes.

$$\alpha_n = 0.01(V + 55) / (1 - \exp(-(V + 55)/10))$$

$$\beta_n = 0.125 \exp(-(V + 65)/80)$$

Para el desarrollo del término m que es el caso de la corriente Na^+ es similar al de n y su interpretación es similar. Para el término h , es un poco diferente, puesto que se considera que la partícula en estado en reposo se encuentra en la parte externa, mientras m está en la parte interna de la membrana. Cuando la membrana se despolariza, la partícula h presenta una relajación exponencial, de manera que actúa de manera inversa como lo realiza la partícula m , es decir disminuye la corriente de sodio Na^+ . Esta partícula (h) representa el fenómeno de inactivación característica de los canales de Na^+

Las ecuaciones con la respectiva dinámica de sistemas, para la corriente de Na^+ son las siguientes.

$$m(t) = m_{\infty} - (m_{\infty} - m_0) \exp^{-t/\tau m}$$

Ecuación 5

$$m_{\infty} = \alpha_m / (\alpha_m + \beta_m)$$

$$\tau m = 1 / (\alpha m + \beta_m)$$

Las constantes de α_m β_m son las siguientes.

$$\alpha_m = 0.1(V + 40) / (1 - \exp(-(V + 40)/10))$$

$$\beta_m = 4 \exp(-(V + 65)/18)$$

Las ecuaciones con la respectiva dinámica de sistemas, para la partícula h son las siguientes.

$$h(t) = h_{\infty} - (h_{\infty} - h_0) \exp^{-t/\tau h}$$

Ecuación 5

$$h_{\infty} = \alpha_h / (\alpha_h + \beta_h)$$

$$\tau h = 1 / (\alpha h + \beta_h)$$

Las constantes de α_n β_n son las siguientes.

$$\alpha_h = 0.07 \exp(-(V + 65)/20)$$

$$\beta_h = 1/(1 + \exp(-(V + 35)/10)).$$

Hoy en día los modelos de conductancia basan sus ecuaciones y análisis en Hodgkin-Huxley.

1.1.2 Propagación y acción de potencial a lo largo de la fibra muscular.

La propagación y excitabilidad de las fibras del músculo donde hay corrientes transmembranales puede explicarse por un modelo de una membrana semipermeable (Figura 1.4) que describe las características eléctricas del sarcolema. Un equilibrio iónico entre los espacios internos y exteriores de una célula del músculo forma un potencial de reposición en la membrana de la fibra del músculo (aproximadamente -80 a -90 mV cuando no está contraído). Esta diferencia en el potencial que es mantenido por los procesos fisiológicos (bomba del ión o partícula anteriormente denominada como n) da lugar a una carga intracelular negativa comparada con la de la superficie externa. La activación de la motoneurona alfa (inducida por el sistema nervioso central o el reflejo) produce una excitación a lo largo del nervio motor. Después del lanzamiento de las sustancias transmisoras en los extremos de la neurona motora, aparece un potencial en el extremo formado entre la fibra del músculo y esta neurona. Las características de la difusión de la membrana de la fibra del músculo, se modifican brevemente y los iones de Na^+ fluyen al interior causando una despolarización de la membrana que es restablecida inmediatamente por el intercambio posterior de iones; el mecanismo activo de la bomba del ión es denominado matemáticamente la partícula n . Posteriormente los iones de Na^+ fluyen al exterior, encontrando un estado denominado repolarización:

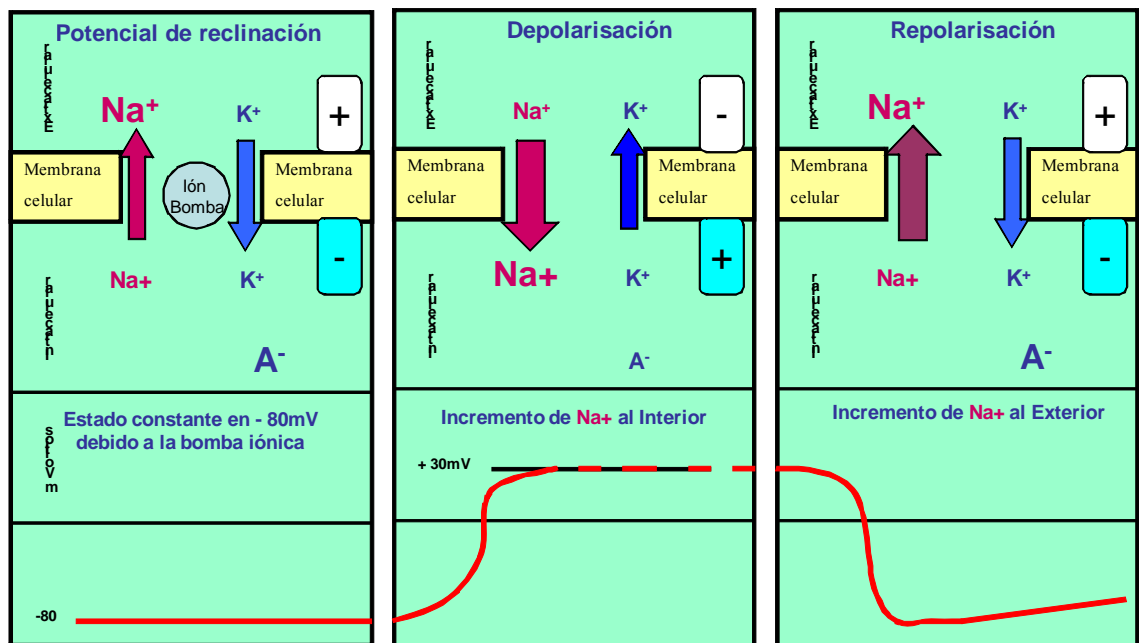


Figura 1.4 Diagrama esquemático de la propagación del potencial de acción a lo largo

de una fibra muscular.

1.1.3 El potencial de acción

Las células poseen un umbral que es mantenido por la concentración iónica de Na^+ , cuando se supera este nivel de umbral ocasionado por el ingreso de Na^+ al interior de la membrana semipermeable, se incrementa la concentración Na^+ , formando una despolarización de la membrana lo cual causa el potencial de acción, evidenciado por la diferencia rápida de voltaje de -80 mV a $+30\text{ mV}$ (Figura 1.5). Este fenómeno eléctrico monopolar es revertido inmediatamente por la salida de Na^+ del interior de la membrana, ocasionando la fase de repolarización, la cual es seguida por la fase de hiperpolarización. A partir del extremo de las placas motoras, el potencial de acción se extiende a lo largo de la fibra muscular en ambas dimensiones y al interior de la misma a través de un sistema tubular.

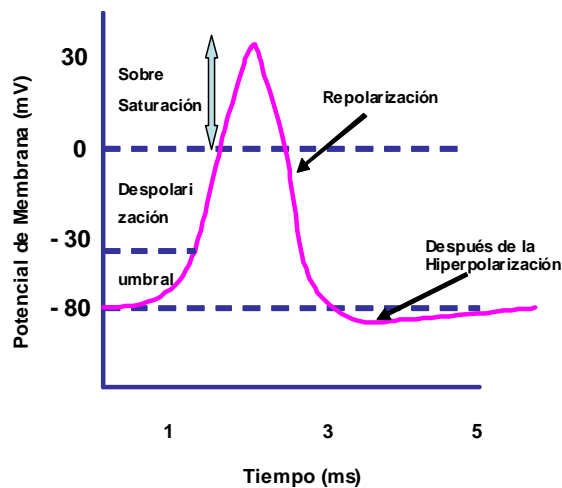


Figura 1.5 Potencial de acción.

Esta excitación conduce al lanzamiento de los iones de calcio en el espacio intracelular. Los procesos químicos ligados (Fenómenos conjuntos de característica electromecánica) producen un acortamiento de los elementos contráctiles de la célula del músculo. Esta excitación y contracción están altamente correlacionadas (aunque las excitaciones débiles pueden existir sin dar lugar a una contracción). Desde un punto de vista práctico, se puede asumir este fenómeno de manera normal en un músculo sano. Cualquier forma de contracción del músculo es acompañado por los mecanismos descritos anteriormente.

La señal EMG (Figura 1.6) se basa en los potenciales de acción en la membrana de la fibra del músculo, resultado de la despolarización y procesos de la repolarización como se describió anteriormente. La literatura describe como longitud adecuada para la formación de una zona de despolarización, de aproximadamente $1 - 3\text{ mm}^2$, [5]. Después de la excitación inicial en esta zona, la velocidad a lo largo de la fibra muscular es de $2 - 6\text{ m/s}$, pasando por los electrodos:

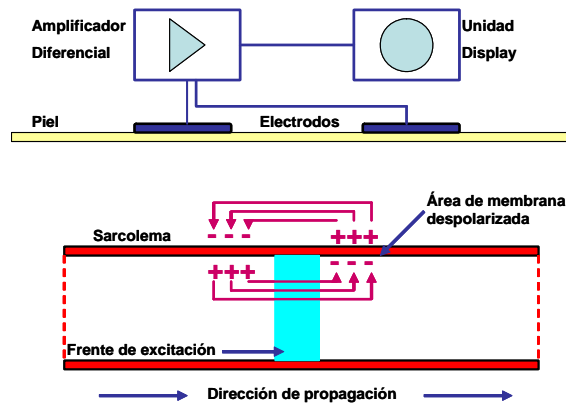


Figura 1.6 Electrodo en la EMG.

Un circuito eléctrico equivalente es mostrado en la *Figura 1.7* a continuación. El sarcolema y el sistema tubular (TS) son descritos con una resistencia y un capacitor no lineales, La conductancia del sistema tubular es GL , la corriente que fluye al interior de dicho sistema y que accede a través de la resistencia es R_s . El voltaje transmembranal V es la diferencia entre la región extracelular (EC) y los voltajes intracelular V_e y V_i , mientras V_T es el potencial tubular. R_i y R_e son las resistencias intra y extracelulares.

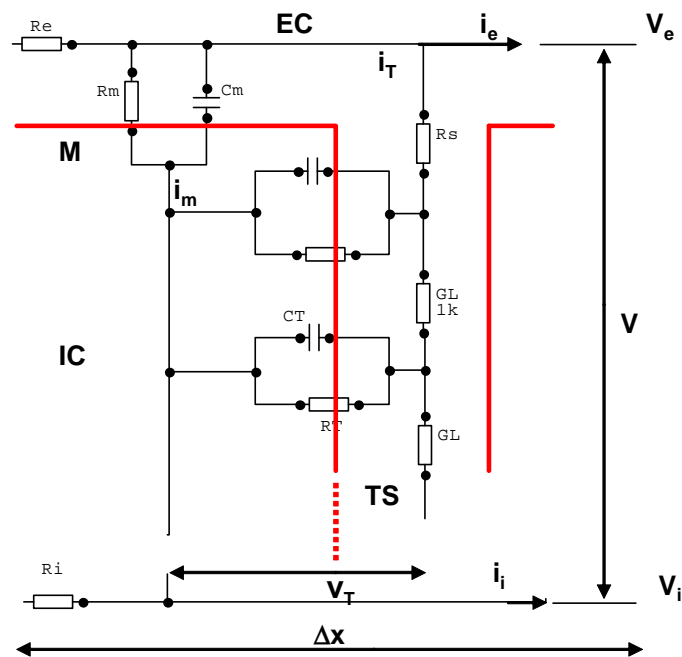


Figura 1.7

Modelo de la sección longitudinal de una fibra muscular, donde se muestra la membrana (M), el sistema tubular (TS), el espacio extracelular (EC), el espacio intracelular (IC).[6]

2. TÉCNICAS DE REGISTRO.

2.1 Características de los Electrodo de Registro.

Los diferentes tipos de electrodos pueden ser de aguja o de superficie. Los de aguja se han diseñado para el registro de Aps (potenciales de acción) de fibras musculares, ya sea que éste se encuentre en contracción o en reposo. En casi todos los casos los electrodos intramusculares de aguja se utilizan para hacer los registros extracelulares del AP (Potencial de Acción) generado por una MU (Unidad Motora) o una fibra del músculo; por otra parte, los registros intramusculares (con aguja) no serán considerados en este proyecto.

Básicamente, a la forma como registra un AP extracelular de una fibra muscular se le denomina forma trifásica; y la amplitud de la señal decrece exponencialmente y directamente proporcional a la distancia entre la extremidad de la fibra muscular y el electrodo. En la *Figura 2.1* se pueden apreciar algunos tipos de electrodos.

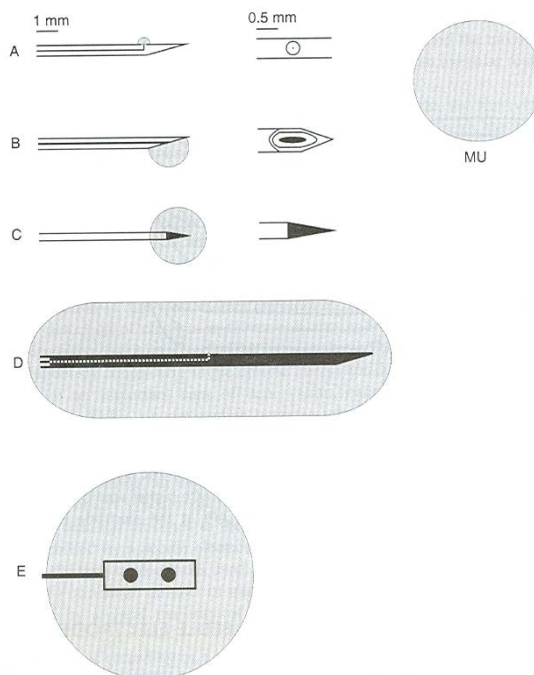


Figura 2.1

Diferentes tipos de electrodos en los cuales se señala con un círculo el área de registro. (A) Electrodo de fibra simple. (B) Electrodo concéntrico. (C) Electrodo monopolar. (D) Macroelectrodo. (E) Electrodo de superficie, forma cilíndrica.

2.2 Parámetros del MUAP (Acción de Potencial de la Unidad Motora) y sus Cambios de Acuerdo a su Patología.

El registro de los diferentes MUAPs en un músculo, muestra grandes variaciones de formas y todo tipo de parámetros que particularmente dependen de la posición del electrodo. Por lo tanto un determinado número de MUAPs tienen que ser estudiados en orden, con el fin de obtener una muestra representativa. Una gran cantidad de parámetros pueden ser cuantificados y determinados usando técnicas digitales que hoy en día ofrecen algunos equipos EMG.

2.2.1 Electromiografía de fibra única.

La electromiografía derivada por electrodos concéntricos capta potenciales formados por varias fibras musculares. Con el fin de registrar una única fibra se han puesto en marcha unos electrodos especiales, los llamados electrodos de fibra única. El electrodo de fibra única se compone de una cánula de acero inoxidable en cuyo interior hay un hilo de platino. La superficie de conducción del platino tiene un diámetro de 2,5 mm, y emerge a un lado de la extremidad distal de la aguja (*Fig 2.1 A*) y Precisa de amplificadores con unas prestaciones especiales.

El electromiograma de fibra única es utilizado predominantemente para el diagnóstico de la Miastenia grave [7]. Desde un punto de vista práctico, el músculo utilizado para este tipo de exploraciones suele ser el extensor común de los dedos, y cada potencial dispara el barrido que luego es visualizado en el osciloscopio. Se utiliza así mismo una línea de retraso que permite fijar el potencial en el mismo lugar de la pantalla en todos los barridos. La velocidad de barrido fijada es de 1 milisegundo (*ms*) por división.

Hay tres elementos que caracterizan la Fibra Única:

- Morfología del potencial. Se trata de una forma bifásica con fase terminal de poca amplitud y larga duración. La duración es de 1 milisegundo y la amplitud es de 1 milivoltio.

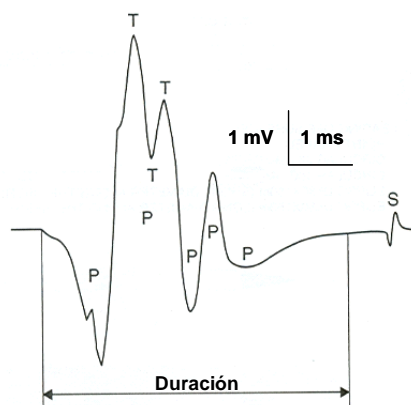


Figura 2.2 Parámetros principales de un MUAP. Fase (P) y vuelta (T).

Las fases reflejan el grado de asincronía; la amplitud de pico a pico más grande o punto principal depende sobre todo de la cercanía existente entre las fibras

musculares; la duración está correlaciona con el número de las fibras del músculo que ha tocado el electrodo. Un último componente, es el denominado "satélite"(S) el cual es generado por una fibra del músculo que es inervada por una terminal axonal de conductividad baja, o más perceptiblemente aun por una lenta conductividad debido a una atrofia.

La amplitud usualmente medida de pico a pico, refleja el número de fibras musculares activas en la unidad motora que están comprendidas dentro del área del electrodo, además del grado de sincronización de su descarga; por lo que de 2 a 5 fibras que estén lo más cerca posible, son las que contribuyen en parte a mostrar el patrón de normalidad del músculo cuando se utiliza el electrodo concéntrico convencional de aguja. La amplitud se ve incrementada en grandes y densas unidades motoras después de la reinervación, y la amplitud se disminuye a menudo en miopatías.

Los diferentes MUAP registrados en un músculo muestran grandes variaciones de las formas y otros parámetros que dependen particularmente de la posición del electrodo.

Por lo tanto un suficiente número de MUAPS tiene que ser estudiado de manera ordenada para obtener una muestra representativa.

Los parámetros más útiles en el diagnostico de la señal EMG, incluyen la amplitud del

MUAP, la duración del MUAP, la duración del punto principal, y el número de cambios de la fase y del voltaje (*Figura 2.2*). Al grado de inestabilidad del MUAP se le denomina "jiggle"; este refleja incertidumbres del recorrido del impulso en las terminales nerviosas o ramificaciones del nervio a través de las placas de los extremos terminales de la célula motora, a lo largo de las fibras del músculo cuando estas son estimuladas en forma de descargas consecutivas.

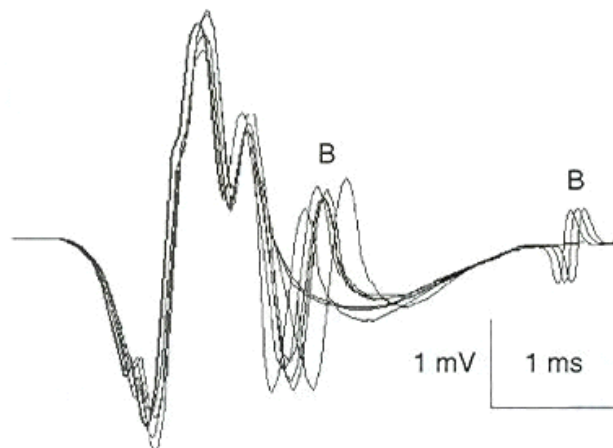


Figura 2.3

Aquí es mostrado un jiggle anormal de 8 trazos superpuestos. Algunas componentes muestran un comportamiento anormal, exactamente dos componentes, las cuales se marcan en la figura con la letra (B).

- El Jitter.– Cuando se estimula una fibra única es común que el estímulo también alcance a una segunda fibra de la misma unidad motora. Ésta, normalmente responde con un potencial similar al registrado en la primera fibra, aunque suele presentar menor amplitud. El tiempo que transcurre entre los dos potenciales es el intervalo interpotencial y puede alcanzar varios milisegundos. Una propiedad de este intervalo es que normalmente es muy estable entre descargas sucesivas. Ésto se ve muy bien si el primer potencial es utilizado para disparar el barrido del registro oscilográfico. En estas circunstancias, el primer potencial se registra perfectamente estable al principio de cada barrido, pero el segundo se ve oscilar levemente, dependiendo de las pequeñas variaciones en el intervalo interpotencial (*Figura 2.4*). Esta variación es llamada «jitter». En los casos en los que la sinapsis neuromuscular se encuentra perturbada, el intervalo entre las dos respuestas es más variable y se puede ver el segundo potencial adelantándose unas veces y retrasándose otras, es decir, el intervalo aumenta en variabilidad.

Para registrar el «jitter» es preciso obtener un registro en el que se activen claramente dos fibras pertenecientes a una misma unidad motora. Entonces se tomarán medidas del intervalo entre un cierto número de casos restándose cada vez un intervalo del siguiente y anotándose el valor absoluto de estas diferencias. Estos valores absolutos se suman y se dividen por el número de casos estudiados con lo que se obtiene la diferencia promedio; para un músculo normal este promedio es de 20 microsegundos; en valores superiores a los 50 microsegundos con un porcentaje de más del 5 – 10% de las unidades, se deben considerar patológicos. Otro método consiste en superponer diez registros sobre el mismo oscilograma y medir el rango de variación entre la segunda respuesta más rápida y la más tardía. Este rango multiplicado por 0.37 da una estimación bastante precisa del valor del «jitter». Algunos equipos miden el «jitter» automáticamente.

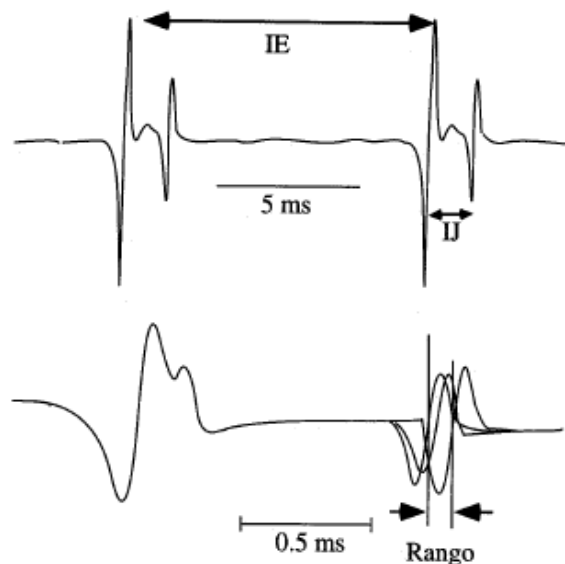


Figura 2.4.
Registro electromiográfico de fibra única.

En la *Figura 2.4* se observa el potencial de acción de la fibra principal de la unidad

motora con un intervalo entre espigas IE y la respuesta de una segunda fibra colateral con un retardo IJ. En el registro inferior se representan las dos respuestas con escala de tiempo ampliada. El rango de variación del intervalo entre dos respuestas es el «jitter».

- Bloqueo de la transmisión.- El estudio del «jitter» no solo implica la medida de su variabilidad sino también el número de casos en los que la segunda respuesta no se produce por bloqueo de la sinapsis neuromuscular. En músculos normales nunca ocurre el bloqueo. También puede medirse la densidad de fibra, o número de fibras de una unidad motriz en el campo de un electrodo. El incremento de la densidad de fibra es un signo, entre otros, de reinervación por adopción colateral [8].

La electromiografía de fibra única o también llamada SFEMG es clasificada como una técnica especial de registro, donde la densidad de la fibra juega un papel importante, y es el término morfológico que describe el grado de agrupación de las fibras del músculo de una sola neurona motora en la sección representativa de un músculo. Como se ha descrito anteriormente, las fibras del músculo de diversas unidades motoras se arreglan normalmente siguiendo un patrón de mosaico de manera intercambiada; este arreglo normal se ve interrumpido por trastornos que implican denervación seguido luego de una reinervación; entonces las fibras musculares de la misma unidad motora aparecen adyacentes una a la otra, formando racimos más pequeños o más grandes. En la valoración de densidad de fibra FD (expresada como el promedio de registros de las fibras del músculo de las unidades motoras observadas en un determinado sitio de registro), la aguja en el proceso de medición SFEMG es insertada repetidamente en el músculo ligeramente contraído, y los registros son realizadas de un número de sitios y de manera azarizada (*Figura 2.5*)

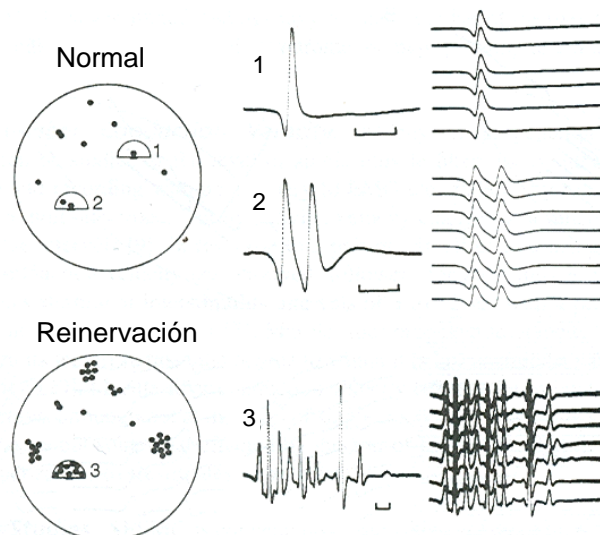


Figura 2.5
Medición de la densidad de la fibra

Dentro de las técnicas especiales de registro de SFEMG es importante la medición del jitter y la transmisión neuromuscular; donde los potenciales de acción obtenidos con estimulación eléctrica intramuscular de una rama pequeña de axones motores, son

generados por medio de un par de electrodos de aguja de característica monopar. Los estímulos son consecutivos, de tal manera que el tiempo de latencia entre estímulo y respuesta, es de aproximadamente unas decenas de microsegundos (*Figura 2.6 A*); esto es conocido como un jitter neuromuscular. La gran mayoría de veces, el jitter es debido a la variación en el tiempo necesitado para que los potenciales al final de la placa en la unión neuromuscular puedan alcanzar el umbral de despolarización. Durante la activación voluntaria del músculo, los electrodos de la SFEMG pueden ser posicionados para registrar de dos a más fibras musculares en una unidad motora activa. (*Figura 2.6 B*)

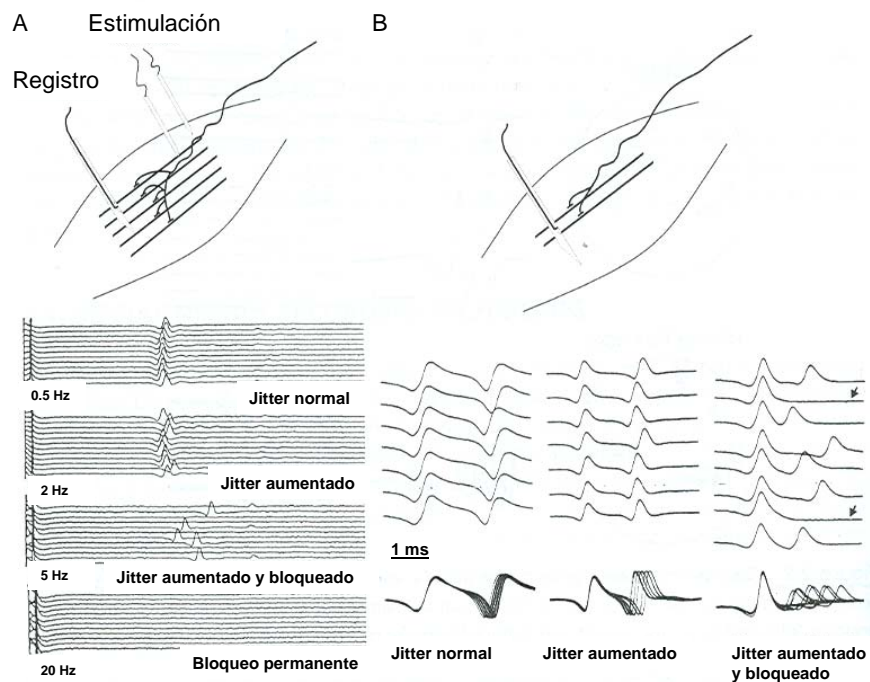


Figura 2.6

Medida del jitter durante la estimulación del axón en la neurona motora(A). Y durante la activación voluntaria (B). En (A) el jitter es medido entre la estimulación y la SF AP en descargas consecutivas. En (B) el registro es tomado de un par de fibras musculares inervadas por el mismo axón de las dos fibras mostradas, y el jitter es medido en la segunda fibra de las dos SF APS

El jitter en este caso se considera como el intervalo de tiempo que varía entre los potenciales de acción de dos fibras en descargas consecutivas. Ello representa la variación combinada de retraso entre las placas motoras del extremo.

El jitter es expresado como el valor medio consecutivo (MCD) de los sucesivos intervalos interpotenciales (en el caso de una activación voluntaria) o de latencia (en el caso de una estimulación axonal). Esta variable es normalmente medida y computada por la media obtenida por el medidor de jitter incorporado en los equipos EMG. Algunos algoritmos son usados para detectar matemáticamente los picos generados por la acción de potencial de la fibra única (FS AP), así como los puntos

referenciales para la medición de su tiempo; de igual manera se cuenta con métodos de registro manual donde el punto de selección es la pendiente de la AP. Generalmente de 20 o 30 u otras veces 40 SF Aps de diferentes fibras musculares son registradas para determinar el estado de la transmisión neuromuscular a nivel muscular.

El valor del jitter es una medida del factor de seguridad de la transmisión neuromuscular, este aumenta siempre que el ratio entre el potencial de placa en el extremo y el umbral de la despolarización (margen de seguridad) sea más pequeño de lo normal. Esto puede ser inclusive observado en músculos que no poseen debilitamiento clínico, donde ocurre la transmisión de impulsos, aunque sí se aprecia el margen de seguridad de manera disminuida. El incremento del jitter, es un índice subclínico del deterioro de la transmisión neurofuncional; que se evidencia más con la debilidad, el bloqueo intermitente y continuo del impulso; llevando la patología una manifestación clínica.

El SFEMG es considerado como el método de más alta sensibilidad para detectar desordenes de transmisión neuromuscular, y es ampliamente utilizado para diagnosticar miastenias graves y otros desordenes de la función neuromuscular. La técnica de estimulación axonal hace posible distinguir entre anormalidades pre y postsinápticas. En los desordenes postsinápticos, como la miastenia grave la anormalidad máxima se manifiesta en el rango de los 5 a 10 Hz, mientras que la transmisión es más confiable entre los 0,5 y 1 Hz; y como resultado cuando se es lanzada una señal desde el transmisor, se puede observar a menudo una mejora entre los 15 a 20 Hz. En un desorden presináptico, como por ejemplo el síndrome miasténico de Lambert-Eaton, el jitter y el bloqueo son más pronunciados en rangos de baja activación (1-5 Hz) y puede mejorar dramáticamente mientras que el rango aumenta de 15 a 30 Hz [9]

Otro tipo de parámetro medido en las fibras musculares, es la velocidad de conducción; o también denominada velocidad de propagación. Ésta puede ser estudiada a nivel de potencial de acción de fibras musculares, usando cualquier tipo de estimulación y registro con un simple electrodo SFEMG o por dos superficies en un multielectrodo. Durante la actividad, la velocidad cambia como una función de intervalos precedentes entre descargas [10].

La velocidad de conducción es otro tipo de parámetro medido en las fibras musculares; es también denominada velocidad de propagación, ésta puede ser estudiada a nivel de potencial de acción de fibras musculares, usando cualquier tipo de estimulación y registro con un simple electrodo SFEMG o por dos superficies en un multielectrodo. Durante la actividad, la velocidad cambia como una función de intervalos precedentes entre descargas.

2.2.2. Electromiografía Normal.

La inserción del electrodo y posterior registro en el interior de la masa muscular permite observar en el osciloscopio breves descargas de pequeños potenciales, que persisten algo más que el movimiento de implantación, y cuyo origen probable es la irritación mecánica de las fibras musculares por el desplazamiento de la aguja. Una vez disipadas las ráfagas de inserción, y estando el músculo en completa relajación, no hay que observar registro de ninguna actividad en un electromiograma normal,

visualizándose solamente la línea base. Es decir, cuando el músculo se encuentra en reposo no se registra ninguna actividad en el EMG. Si en estas condiciones se lleva a cabo una contracción débil por parte del músculo, se visualizará en el osciloscopio un reducido número de potenciales de unidad motora, siendo cada una de ellas fácilmente discernible de las demás, y existiendo entre ellas amplios segmentos de línea base.

Se está en actividad de Patrón simple, si se aumenta la fuerza de contracción, incorporándose nuevos potenciales que densifican el trazado, siendo ya escasas las brechas netas con línea de base discernible. Se está en el trazado o patrón intermedio, si se aumenta un poco más de fuerza, que la presentada en el patrón simple; si la contracción llega a ser máxima desaparecerá por completo la línea de base y se habrá conseguido el Patrón de interferencia *Figura 2.7*. Habrá que tener en cuenta que el patrón interferencial depende de varios factores además de la intensidad de contracción. En algunos músculos, como los gemelos, es difícil conseguir un patrón interferencial tan bien integrado como en el tibial anterior. Asimismo el tipo de contracción isométrica o isotónica juega un papel importante. Por tanto, la valoración del patrón interferencial constituye una variable influida por muchos factores y que debe considerarse en el momento de instaurar el balance definitivo.

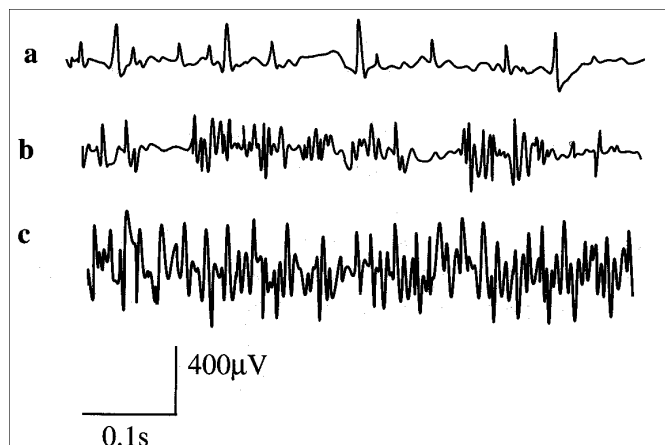


Figura 2.7.

Patrones de actividad en la contracción progresiva muscular. a. Patrón simple; b. Patrón intermedio; c. Patrón interferencial en contracción voluntaria muy fuerte.

2.3 Electromiografía Patológica.

Se puede distinguir entre Patrón Neurógeno y Patrón Miógeno, (Ver *Figura 2.8*) diferenciación que en algunos casos dista de ser simple. Incluso algunos autores ponen en duda el mismo concepto de enfermedad miógena. Las técnicas de electrodiagnóstico constituyen uno de los pilares de investigación de estas enfermedades, siendo, junto con la clínica, el estudio del laboratorio y el estudio anatomopatológico (biopsia), las que nos darán el diagnóstico diferencial entre enfermedad Neurógena y Miógena.

a) Patrón miógeno

En este caso la lesión primaria está ubicada en la fibra muscular que degenera y se

sustituye por tejido fibroso. No hay lesión ni destrucción de axones. El resultado es la visualización de trazados interferenciales que en condiciones fisiológicas determinan sólo la visualización de unos pocos potenciales. Aparte de este fácil patrón de interferencia para esfuerzos sencillos, hay otros hallazgos que permiten etiquetar el carácter de miógeno a un registro:

- Voltaje de interferencia reducido
- Elevada incidencia de potenciales polifásicos
- Duración media y amplitud de potenciales disminuidos
- Indemnidad de las velocidades de conducción motoras y sensitivas.

Estas características no se presentan por igual en todos los músculos, sino que predominan en aquellos con debilidad y atrofia. Incluso en un mismo músculo pueden presentarse áreas indemnes y áreas con intensa afectación. Ello supone que el estudio de una miopatía es un proceso que contiene un grado elevado de rigurosidad con análisis de múltiples músculos, en múltiples localizaciones, sin olvidar ningún punto o referencia por insignificante que parezca; ya que el análisis exhaustivo es el único que puede dar el diagnóstico.

b) Patrón neurógeno

Corresponde a todas las lesiones nerviosas situadas desde la motoneurona inferior hasta la placa motora, excluyendo esta última que tiene sus rasgos electrofisiológicos peculiares. Cualquiera que sea la localización de la enfermedad, la destrucción de una motoneurona se traduce a nivel muscular en la pérdida de inervación por parte de una unidad motora. Este déficit de unidades activables, condiciona un problema de reclutamiento espacial cuando son reclamadas más unidades motoras para el esfuerzo común, siendo imposible realizar un trazado interferencial al esfuerzo máximo.

El patrón neurógeno posee tres características básicas:

1. Empobrecimiento del trazado a la contracción máxima.
2. Aumento del reclutamiento espacial
3. Aumento de amplitud y duración de los potenciales de unidad motora.

Estos signos neurofisiológicos se manifestarán en contracción voluntaria.

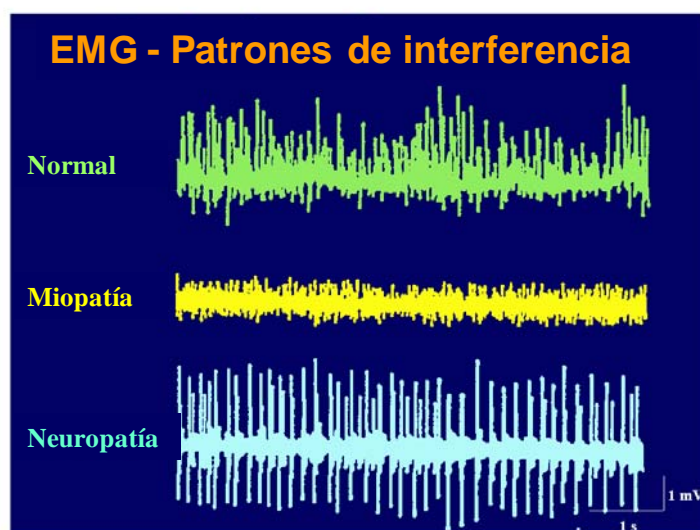
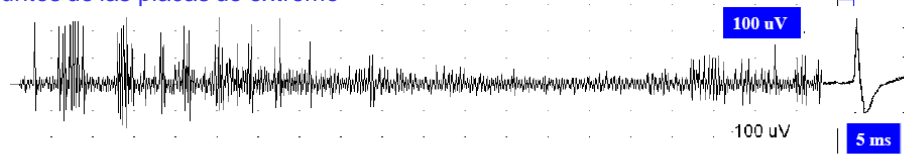


Figura 2. 8 Patrones de interferencia electromiográficos musculares

EMG generada en la fibra muscular

Puntos de las placas de extremo



vista de la región de la placa del extremo en un músculo normal:
irregular, con negatividad inicial

EMG generada en la fibra muscular

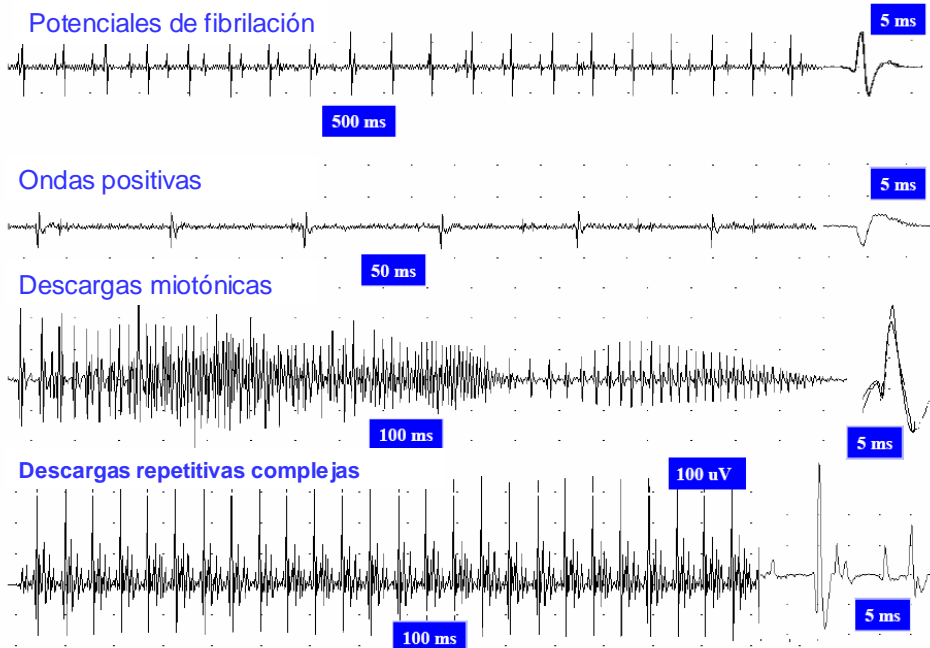


Figura 2.9 Patrones de normalidad y anormalidad EMG en fibra muscular.

EMG generada en el nervio / neurona motora

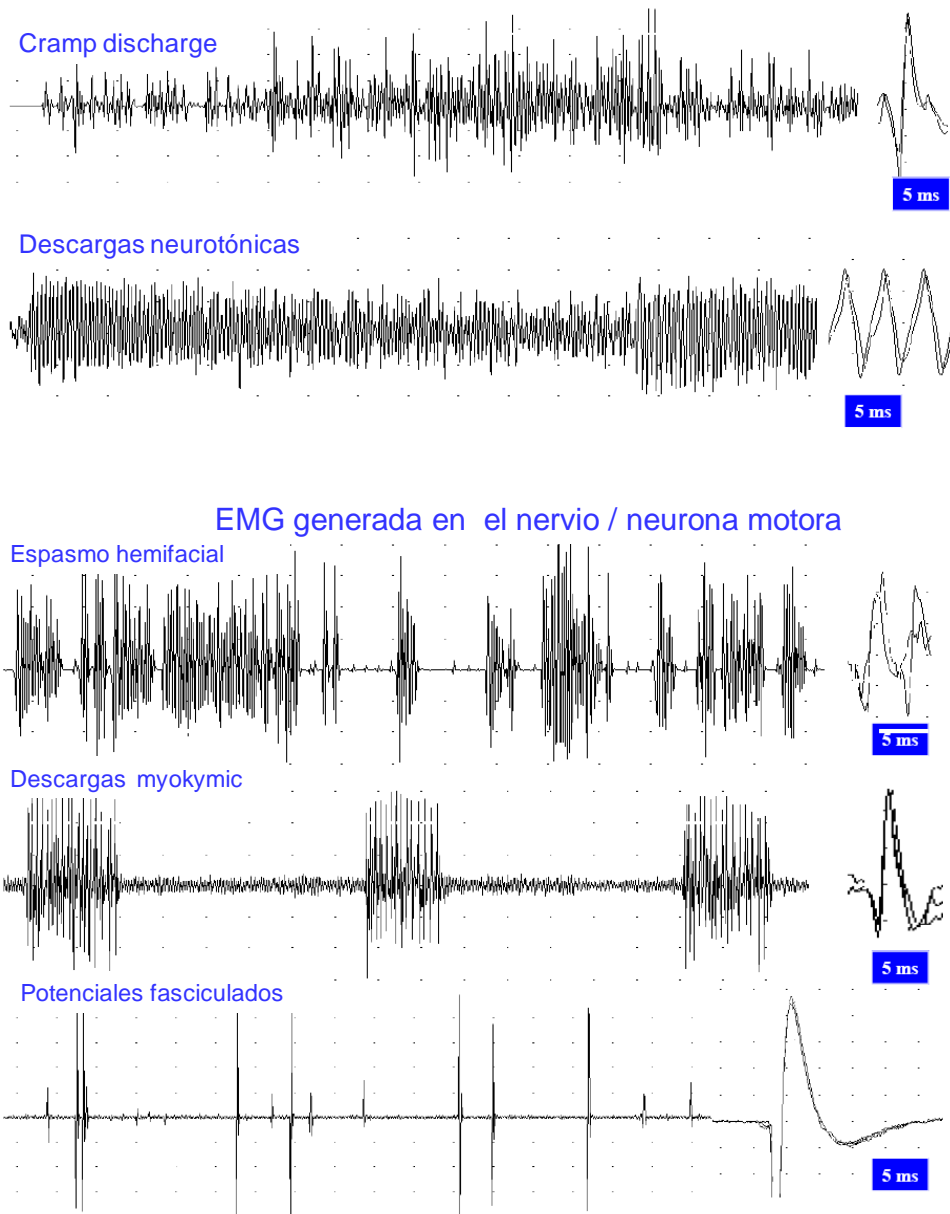


Figura 2.10 Patrones de normalidad y anomalía EMG en nervio y neurona motora.

3. DETECCIÓN Y ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL SUPERFICIAL EMG

3.1 Detección de la Señal.

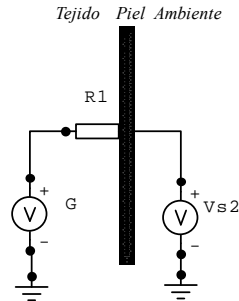


Figura 3.1

Esquema ideal representando la detección de la señal

La Figura 3.1 es una Situación ideal donde una entrada con impedancia infinita es monitoreada por un voltímetro que mide el voltaje proveniente de un generador equivalente

G= Equivalente al generador de voltaje

V= Medidor de voltaje ideal

Z= Equivalente al generador Impedancia

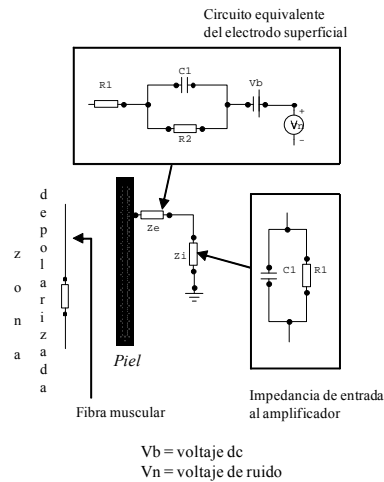


Figura 3.2.

Modelo de una situación real representada en un circuito de electrodo superficial equivalente con la impedancia de entrada del amplificador y con una generación de voltaje de la zona despolarizada de una fibra muscular.

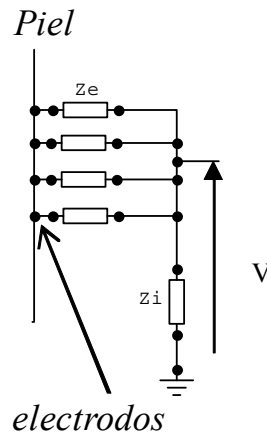


Figura 3.3.

Éste es un modelo de electrodo con área finita y un determinado número de ellos conectados en paralelo y direccionados al amplificador.

Las siguientes ecuaciones describen casos simples de electrodos rectangulares con dimensiones a y b , y electrodos circulares de radio r paralelo a la piel en el plano (x, z) y correspondiente al plano de la frecuencia espacial (f_x, f_z)

$h_{medida}(x, z) = 1/S$ bajo el área del electrodo y $h_{medida}(x, z) = 0$ en cualquier otro lugar

$$H(f_x, f_z) = \sin c(af_x) \sin c(bf_z), \text{ para electrodos rectangulares}$$

$$H(f_x, f_z) = 2J_1(kr)/kr, \text{ para electrodos circulares}$$

S es el área del electrodo, $\sin c(w) = \sin(\pi w)/\pi w$ para $w \neq 0$ y $\sin c(w) = 1$

para $w = 0$, $2J_1(w)$ es la función de Bessel de primer orden, y $k = 2\pi(f_x^2 + f_z^2)^{1/2}$

Es importante la configuración y localización de los electrodos; esas configuraciones van desde la diferencial simple (SD), la cual es la más utilizada para detectar e interpretar correctamente un EMG [26, 27, 28]

Existe otro tipo de configuración como lo es la doble diferencial (DD) y es muy usada para estimar la velocidad de conducción.

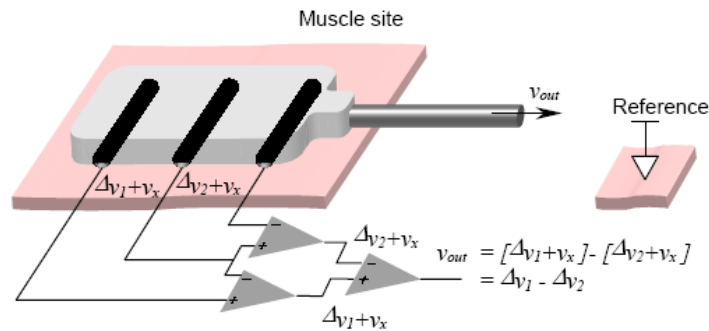


Figura 3.4

En la configuración (DD); la amplitud de la señal de salida puede ser aproximadamente 1,5 segundos más larga que la generada en un electrodo de configuración diferencial simple [29, 30].

Existe otro tipo de configuración es la (NDD) que está relacionada con la obtención de información de la superficie EMG por técnicas multicanal.

En la *Figura 3.5* se puede observar la distribución de 16 electrodos en arreglo lineal a través del músculo, en el modo (SD). La distancia manejada entre electrodos es de 10mm. De manera similar, se pueden emplazar los electrodos en el modo (SD) con distancias diferenciales de 10, 20, 30, 40, 50, etc., no mostradas en el gráfico, pero dando como resultado una sumatoria de señales de los canales adyacentes y correspondientes a las distancias de:

- 10
- 10 + 10 = 20,
- 10 + 10 + 10 = 30, etc.

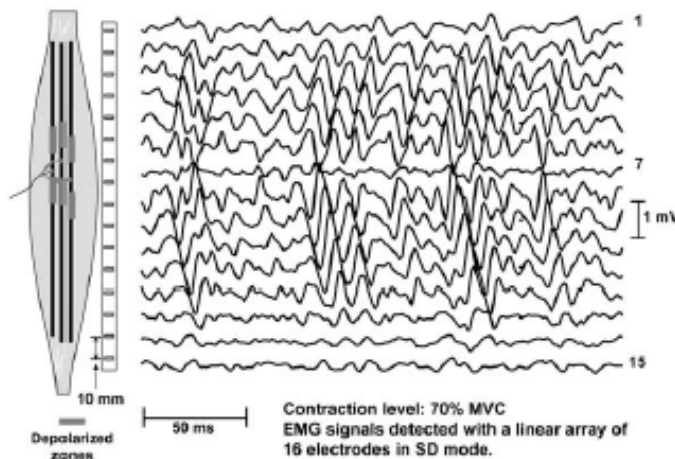
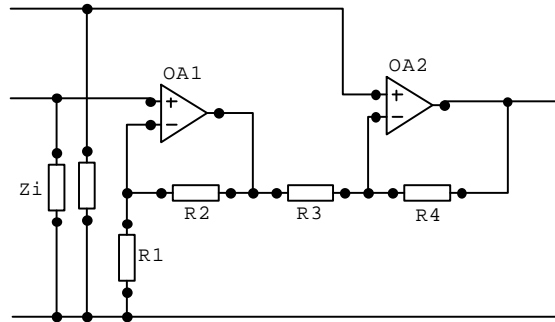


Figura 3.5.

Emplazamiento de 16 electrodos en arreglo lineal y con la configuración (SD) [31].

3.2 Entrada y Salida del Amplificador.

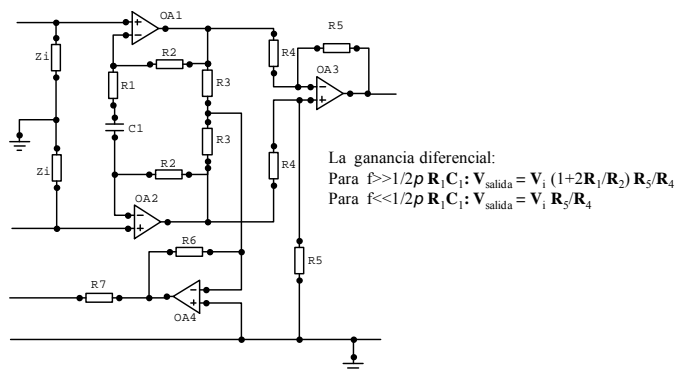
Como antes se ha mencionado, la señal electromiográfica (SEMG), tanto al principio como al final del amplificador debe tener una impedancia alta de entrada, con una alta razón de rechazo en modo común (CMRR), y bajo ruido. Estos parámetros, son los que más afectan la configuración del circuito, que se desee adoptar. Por esta razón la impedancia de entrada de un amplificador de (SEMG) puede ser por lo menos el doble de la magnitud de la impedancia esperada en el electrodo. Las impedancias de $100\text{ M}\Omega$ son usualmente consideradas aceptables, pero son preferibles impedancias de $1000\text{ M}\Omega$, en caso de utilizar electrodos pequeños. Toda la anterior especificación lleva a la selección de un amplificador básicamente de tres tipos: (1) el primer tipo consta de dos amplificadores operacionales (OA) en la configuración del seguidor de voltaje, (2) el segundo tipo es una configuración clásica de tres (OA) de instrumentación, y (3) el tercer tipo es una configuración clásica de dos OA de instrumentación.



La ganancia diferencial:
 Para $R_1/R_2 = R_4/R_3 = k$ $V_{\text{salida}} = V_i (1+k)$

Figura 3.6.

Configuraciones de entradas y salidas de amplificadores utilizados en EMG. 2 OA de instrumentación.



La ganancia diferencial:
 Para $f \gg 1/2p R_1 C_1$: $V_{\text{salida}} = V_i (1+2R_1/R_2) R_5/R_4$
 Para $f \ll 1/2p R_1 C_1$: $V_{\text{salida}} = V_i R_5/R_4$

Figura 3.7.

Configuraciones de entradas y salidas de amplificadores utilizados en EMG. 3 OA de instrumentación.

Es posible realizar un análisis detallado del primer estado de un amplificador EMG incluyendo las componentes parásitas, las cuales son importantes en la

determinación de la interferencia en las líneas de poder.

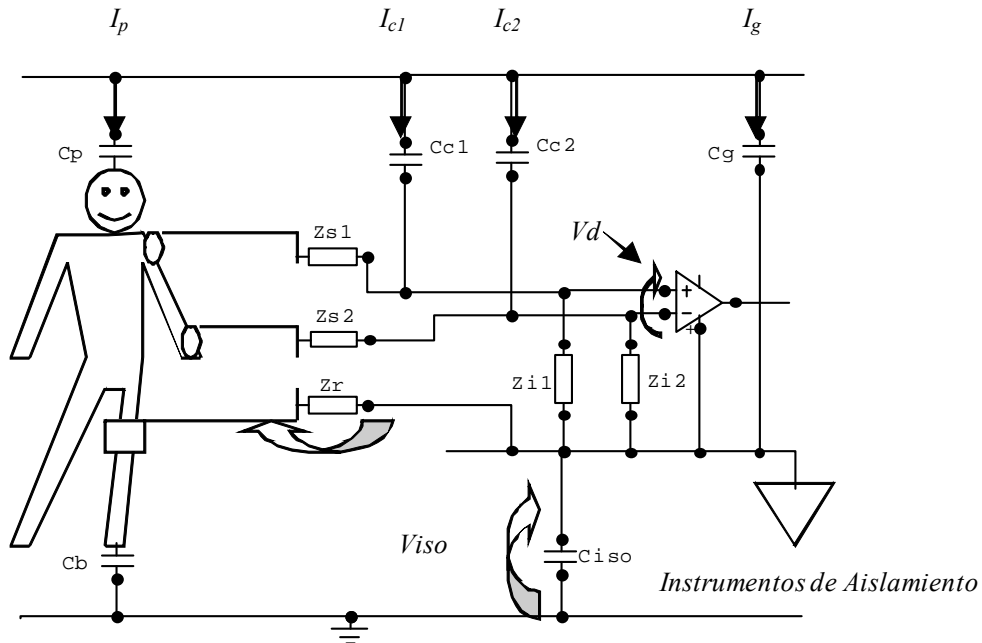


Figura 3. 8.

Detalle gráfico del primer estado de un EMG incluyendo las componentes parásitas, que son importantes en la determinación de interferencias en la línea de poder. [32]

C_p = Capacitancia parásita entre el cuerpo y la línea de poder

C_b = Capacitancia entre el cuerpo y la tierra

C_{c1}, C_{c2} = Capacitancia parásita entre la línea de poder y los cables de entrada.

C_{iso} = Capacitancia parásita de la barrera de aislamiento

C_g = Capacitancia parásita de la alimentación de poder, entre la línea de poder y el aislamiento de tierra

Z_{s1}, Z_{s2} = Impedancia de los electrodos de contacto

Z_r = Impedancia del electrodo de referencia

Z_{i1}, Z_{i2} = Impedancias de entrada al amplificador

V_d = Voltaje de entrada diferencial

V_c = Voltaje de entrada en modo común

V_{iso} = Voltaje en modo de aislamiento

3.3 Especificaciones de los Filtros EMG.

En el acondicionamiento de una señal (EMG) es incluido un filtro pasa alto (con una frecuencia de corte cercana al rango de 10 – 20Hz) y un filtro pasa bajo (con una

frecuencia de corte cercana al rango de 100 – 450Hz), generalmente esta frecuencia de corte muestra una pendiente de 40dB/década (12dB/octava).

La señal detectada en la superficie muestra a menudo variaciones lentas debido a los movimientos que se generan en el ambiente y a la inestabilidad de la interfaz del electrodo-piel. Los armónicos de estas señales no deseadas están generalmente en el rango de frecuencia de 0 a 20Hz, y el filtro pasa alto es por lo tanto diseñado con una frecuencia de corte entre 15 y 20Hz; el espectro del EMG incluye en este rango, información referente a los índices de descarga de las unidades motoras, y que pueden ser relevantes en algunos usos. En otros tipos de estudios como lo es el análisis de movimiento, no es primordial; por lo tanto es utilizado un filtro pasa alto con una frecuencia de corte cercana al rango de 25 – 30Hz, [33, 34].

Hay filtros pasa alto y filtros pasa bajo, utilizados para reducir el ruido generado por los equipos eléctricos; en este caso se utiliza un filtro notch (muesca) para reducir la interferencia de 50 o 60Hz. esta no es una buena opción, puesto que: (1) quita energía de una banda de frecuencias donde el EMG demuestra densidad de alta potencia (2) produce una rotación de fase que extiende las frecuencias por debajo y por encima de la frecuencia central, de tal modo que cambia dramáticamente la forma de onda (no tanto la de energía) del electromiograma. (EMG)

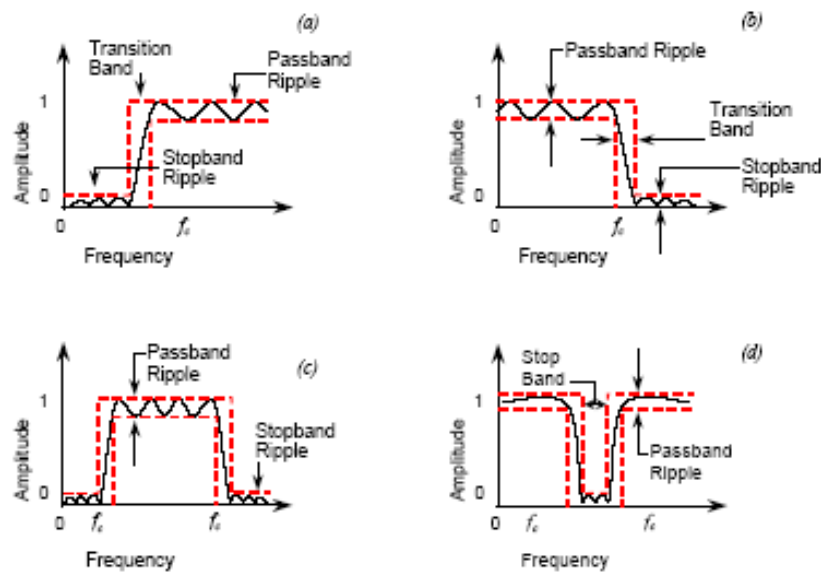


Figura 3.9.

Detalle de los tipos de filtros:

(a) pasa bajos, (b) pasa altos, (c) pasa banda, (d) eliminador de banda. La frecuencia de corte es denotada por f_c . [35]

Toda la teoría de filtros, desde la identificación de su respuesta (paso bajas, paso altas, paso banda, supresor de banda), característica de la misma (Butterworth, Chebyshev y Bessel), factor de amortiguamiento de la respuesta del filtro, frecuencias de corte de los mismos, configuraciones de filtros de primer orden, segundo orden con diseño Sallen Key; se encuentra detallado en el *apéndice D*.

3.4 Muestreo y Conversión A/D.

El teorema de Nyquist requiere que una señal para poder ser muestreada, debe estar por lo menos en una proporción de dos veces la frecuencia de su armónico mas alto, esto con el fin de evitar una pérdida de información; este fenómeno es llamado “aliasing”

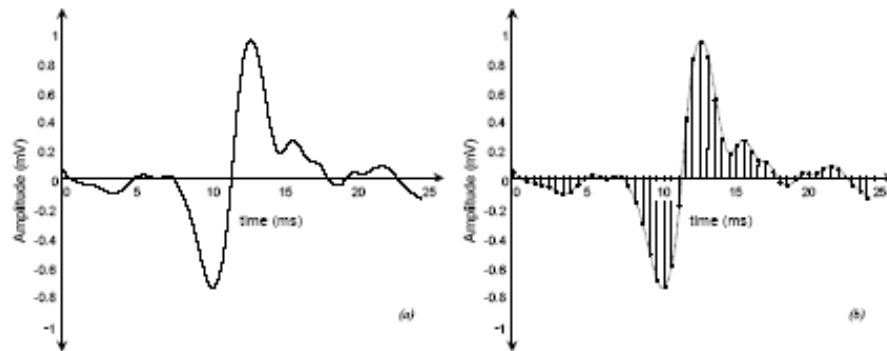


Figura 3.10

Muestra (a) una señal análoga de una unidad motora (PUM) obtenida con un electrodo DE-2.1. (b) secuencia digital como resultado del muestreo a 2 kHz (cada 0.5 ms) [35]

El aliasing constituye un problema para los armónicos de la señal, con respecto a las frecuencias más altas; por el ruido que se presenta en el ancho de banda. Por esta razón son retirados aquellos componentes de ruido que afectan la señal. Para casi todos los músculos y la mayoría de las aplicaciones en EMG, el rango de frecuencias en la señal entre 400 a 450Hz, es donde están los más altos armónicos; de tal modo que se requiere un filtro pasa bajo (anti-aliasing) con una frecuencia de corte fijada a estos rangos y un muestreo por lo menos de 1000 *muestras por segundo*.

La conversión de analógico a digital (A/D) transforma los voltajes muestreados en niveles representados en código binario, y acepta señales en un rango de entrada de $\pm 5V$ las cuáles se subdivide en un número de niveles discretos dados por la ecuación $2^n - 1$; donde n es el número de bits del convertidor (A/D). La *tabla # 1* muestra los ejemplos resultantes para un amplificador de rango de entrada de $\pm 5V$ y ganancia de 1000.

El amplificador (o filtro) de ganancia y el rango de entrada no pueden ser escogidos independientemente. Éstos son configurados por la resolución que se desea, y que alternadamente está relacionada con el nivel de ruido. Dependiendo de la máxima amplitud pico a pico, puede ser esperada una señal del EMG de superficie (e.j. $4 - 5mVPP$), y el nivel de ruido (e.j. $1\mu VRMS$ se puede elegir para corresponder al bit menos significativo); con lo cual es posible calcular el número de niveles requerido N ($4000 - 5000$ para este ejemplo); en vías de encontrar cuantos bits son necesarios en el ejemplo ($1\mu VRMS$ /bit menos significativo y $5mVPP$ de amplitud) 13 bits (8195 niveles), podrían ser necesitados unos 14 o 16 bit en el convertidor A/D; esto es más que suficiente, aunque el rango de entrada A/D no es utilizado completamente. Si un convertidor A/D de 16 bit con un rango de entrada de $\pm 5V$ es seleccionado, un amplificador de ganancia de 1600 a 2000 será requerido para utilizar el rango total del

A/D. En tal caso los 3 a 4 bits menos significativos corresponderían al ruido solamente. Si una baja ganancia es seleccionada, los bits más significantes, serán utilizados. Todo esto puede ser mostrado en la *tabla # 1*[36]

Numero de bit n del Convertidor A/D	Numero de niveles $N=(2^n-1)$	V/nivel Rango ± 5 V $10/N$	Resolución referida a la entrada* (amplificador de ganancia=1000 y Rango de entrada ± 5 V A/D)
8	225	39,06mV	39,06 μ V
10	1023	9,765 mV	9,765 μ V
12	4095	2,441 mV	2,441 μ V
14	16383	0,610 mV	0,610 μ V
16	65535	0,152 mV	0,152 μ V

*diferencia de voltaje correspondiente a el ultimo bit de significancia

Tabla # 1

Relación entre números de Bits de un convertidor A/D, Numero de niveles, V/nivel, Resolución referida a la entrada*.

3.5 Recomendaciones europeas con respecto a la detección y acondicionamiento de la señal superficial EMG.

Ha habido grandes avances en SEMG en la última década, en cuyos resultados aparecen diferentes metodologías salidas de los diferentes laboratorios de investigación clínica. Este hecho lleva a realizar grandes esfuerzos de normalización para que los resultados sean comparables y para crear un gran cuerpo común de conocimientos sobre el uso de la SEMG en sus múltiples ámbitos de aplicación. Por esta razón aparece en 1996 una asociación cuyo nombre es, "*Electromiografía de superficie no invasiva para la Evaluación de músculos*" o *Surface Electromyography for Noninvasive Assessment of Muscles* (SENIAM), con el objetivo principal de crear consenso sobre los principales elementos (sensores, la colocación de sensores, procesamiento de señales, y modelado) para permitir el intercambio de datos y resultados obtenidos con la SEMG. Esta sección presenta las recomendaciones para la SEMG con respecto a dichos sensores y procedimientos de colocación de los mismos, desarrollados dentro de SENIAM.

Sensor "se define como el conjunto de electrodos, integrados a un pre-amplificador, siendo una configuración de dos electrodos. El sensor más frecuentemente utilizado para registrar la señal de SEMG, debe poseer las siguientes propiedades o características:

- (1) tamaño y forma específica del electrodo.
- (2) material adecuado.
- (3) distancia entre electrodos (IED).
- (4) las modalidades de construcción.

El primer paso de la SENIAM consistió en proporcionar un inventario del uso efectivo de sensores SEMG en los diferentes Laboratorios europeos, apareciendo una bibliografía de consulta de seis volúmenes realizados entre (1991 – 1997) y de siete revistas. En los estudios se encontraron 144 artículos en los que se utilizaron electrodos de superficie (SEMG)[31]. De los 144 artículos, 34 fueron de el Diario de Electromiografía y Kinesiología (1991 – 1996), 24 de los artículos de la Revista Europea de Fisiología Aplicada (1995 – 1996), 38 de los artículos fueron de EEG y neurofisiología clínica (1992 – 1996), 20 artículos fueron de la revista Electromiografía y Neurofisiología (1993 – 1996), 13 de la Revista de Biomecánica (1992 – 1997), 6 artículos de la revista de Ergonomía (1994), y 9 artículos fueron de la revista de los músculos y los nervios (1992 – 1996).

La conclusión de todo este estudio llevo a un estándar que a continuación se muestra en la *tabla # 2a* (electrodos), *tabla # 2b* (amplificador), *tabla 2c* (muestreo).

parámetro	Condición, o valores recomendados
Electrodos (montaje bipolar)	
Medida del electrodo	Diámetro<10mm
Distancia entre electrodos (IED)	<20mm, o <1/4 la longitud del músculo,
Localización del electrodo	cualquier distancia mas pequeña entre la zona más distal de la inervación y el tendón distal.
Localización del electrodo de referencia	Entre la zona mas próxima a la inervación y el tendón proximal; no sobre una zona inervada como la muñeca, el tobillo, la zona inervada por la espina en la c7 o en otra área eléctricamente inactiva

Tabla # 2a.

Parámetros para electrodos (montaje bipolar) extractados de los siete volúmenes (SENIAM), y del libro “Recomendaciones Europeas para la Superficie Electromiográfica”. Todo está disponible en el proyecto coordinado por el Dr Hermie Hermens; e-mail: h.hermens@rrd.nl.[37]

parámetro	Condición, o valores recomendados
Amplificador	
Filtro pasa alto(baja frecuencia de corte) Para análisis espectral EMG	< 10 Hz
Solo para análisis de movimiento	~20 Hz
Filtro pasa bajo (alta frecuencia de corte) Para aplicaciones generales	~500 Hz(frecuencia de muestreo>1000 muestras/s)
Para aplicaciones con un ancho de banda especial	~1000 Hz(frecuencia de muestreo>2000 muest/s)
Nivel de ruido referido a la entrada de voltaje	<1 μV_{RMS} (en el ancho de banda 10-500)
Nivel de ruido referido a la entrada de corriente Impedancia de entrada	<10 pA_{RMS} (en el ancho de banda 10-500) >100 MO (para electrodos convencionales) >1000 MO (para electrodo de aguja convencionales)
Ganancia	es conveniente recordar el rango de entrada del convertidor A/D con la resolución de entrada deseada

Tabla # 2b. Parámetros para amplificador
 extractados de los siete volúmenes (SENIAM), y del libro “Recomendaciones Europeas para la Superficie Electromiográfica”. Todo está disponible en el proyecto coordinado por el Dr Hermie Hermens; e-mail: h.hermens@rrd.nl.[37]

parámetro	Condición, o valores recomendados
Muestreo y conversión A/D	
Frecuencia de muestreo	>1000 muestra/s (aplicaciones generales) >2000 muestras/s (aplicaciones de ancho de banda)
n bit para A/D	12(amplificador con ganancia variable) 16 (pueden ser usados amplificadores con ganancia fija)

Tabla # 2c. parametros para muestreo y conversión A/D extractados de los siete volúmenes (SENIAM), y del libro “Recomendaciones Europeas para la Superficie Electromiográfica”. Todo está disponible en el proyecto coordinado por el Dr Hermie Hermens; e-mail: h.hermens@rrd.nl.[37]

DISEÑO METODOLÓGICO

La implementación de cada módulo exige que una parte de su desarrollo utilice el método hipotético-inductivo: se parte de la suposición de la efectividad de la técnica de análisis y diseño, elegida de acuerdo a los antecedentes; y se procede a su aplicación [38].

- **FASES DE LA INVESTIGACIÓN**

El Diseño Metódico [hipotético-inductivo], adaptado de la escuela alemana de diseño, es el método que mejor se ajusta al desarrollo del presente trabajo y consta de cuatro etapas básicas:

Planeamiento e indagación, síntesis, implementación, pruebas y verificación; que deben ser desarrolladas en su orden para garantizar llevar el proyecto a una culminación exitosa.

La primera etapa, “planeamiento e indagación”, trata de definir claramente el problema a enfrentar. Se determina el objetivo general y los puntos relevantes del proyecto, al igual que las funciones finales que éste debe cumplir. Para ello se realiza una planeación general del proyecto y las diversas actividades a desarrollar, tratando de definir en lo posible las funciones de los diferentes módulos que hacen parte integral del mismo. La tarea más importante de esta fase preliminar es establecer los requerimientos funcionales del proyecto.

La segunda etapa, de “síntesis”, se divide a su vez en dos: una síntesis cualitativa donde se hace una disgregación de funciones en la que se establece la función general del proyecto y las funciones parciales, las cuales dan una idea general del funcionamiento integral del proyecto. Terminada esta fase, se procede a una síntesis cuantitativa donde se seleccionan los elementos de hardware y de software apropiados para el proyecto.

La tercera etapa, de “Implementación”, se realiza una vez terminados el análisis y diseño final de los diferentes módulos. Se hace además el ensamblaje físico de los componentes del proyecto, por ejemplo, circuitos impresos y estructura física; al igual que la implementación del módulo de software.

Terminado el montaje físico del proyecto, se procede a la cuarta etapa, “pruebas y verificación”, donde se realizan pruebas de funcionamiento a nivel general con el fin de comprobar el funcionamiento a cabalidad de los diferentes bloques que conforman el proyecto. Además, se realiza su calibración y se asegura que los registros tengan el aval de un experto que asegure su veracidad.

Una vez concluidas todas las pruebas se procede a realizar el manual técnico con la información necesaria para el manejo y buen funcionamiento del equipo, y sus cuidados y precauciones al momento de usarlo.

ETAPA	RESULTADO ESPERADO
Planeamiento e Indagación.	- Formulación completa del problema. - Objetivo general. - Objetivos específicos. - Cronograma de actividades. - Requerimientos funcionales del proyecto, teniendo en cuenta normatividad vigente,
Síntesis	- Definición de la función general del equipo. - Diagrama de bloques de las funciones parciales. - Definición de las funciones parciales. - Diseño inicial del módulo de captura y digitalización. - Selección de la arquitectura adecuada para la captura y digitalización de señales. - Esquema inicial módulo de software. - Esquema definitivo del módulo de captura y digitalización. - Esquema definitivo del módulo de software. - Esquema definitivo del módulo de configuración, adquisición y visualización
Implementación	- Circuitos Impresos. - Software: De configuración De captura y visualización
Pruebas y verificación.	- Pruebas iniciales - Manual técnico. - Manual de usuario.

Tabla # 3
Etapas y resultados esperados del método.

- **DESARROLLO DE LAS FASES DE LA INVESTIGACIÓN**

El Diseño Metódico [hipotético-inductivo], adaptado de la escuela alemana de diseño, es el método que mejor se ajusta al desarrollo del presente trabajo y consta de cuatro etapas básicas que deben ser desarrolladas en su orden para garantizar llevar el proyecto a una culminación exitosa. Las etapas a saber son las siguientes:

1. Planeamiento e indagación

En la etapa de planeamiento e indagación se establecen los siguientes requerimientos de funcionamiento para el proyecto a desarrollar:

Alimentación: por baterías recargables.

Digitalización a mediana resolución utilizando tarjeta USB.

Captura de la señal EMG.

Cumplimiento de estándares de protección tanto al paciente, al usuario del equipo, como al equipo mismo,

Diseño del circuito impreso que cumpla con normas establecidas para evitar interferencia e inducción de ruido entre pistas,

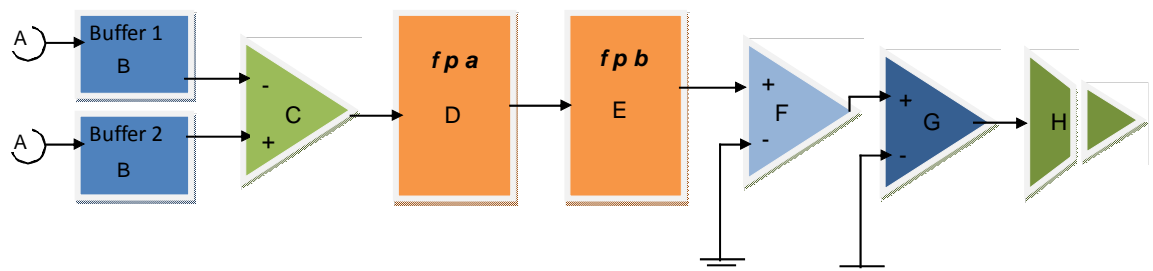
Software sencillo e intuitivo al usuario, al paciente y al experto.

2. Síntesis

Ésta se divide a su vez en dos:

a. Síntesis Cualitativa.

La función general del equipo es capturar una señal Electromiográfica de superficie, enviarla a un computador personal para ser procesada y generar una información que pueda ser almacenada y consultada posteriormente. Una vez establecidas las funciones generales, se desarrolla un diagrama de bloques en el que se discriminan las funciones parciales del proyecto.



Esquema A
Etapas totales EMG

b. Síntesis Cuantitativa.

- Selección del Hardware. Sólo requiere las siguientes etapas:

-Detección de la señal. Las señales captadas por los electrodos de **AgCl** son

previamente acopladas con buffer

-Ajuste de impedancias. Cada buffer en cada entrada consta de resistencias de

resistencias de $10k\Omega$ para limitar a menos de $50\mu A$ las posibles corrientes que puedan circular

a través del paciente en caso de algún fallo

-Primera etapa de amplificación (Ganancia 200).

-Etapa de filtrado (filtro pasa altas a la frecuencia más baja del EMG y que es

de $5 Hz$).

-Etapa de filtrado (filtro pasa bajas a la frecuencia de corte alta del EMG y

que es de $500 Hz$).

-Segunda etapa de amplificación (Ganancia 10).

-Tercera etapa de amplificación con ganancias programables o variables.

- $A1=1$
- $A2=5$
- $A3=10$

-Etapa de aislamiento (Amplificador con Ganancia 1).

-Fuente de alimentación: Realizada con baterías recargables de Ni-Cd

por razones de costo, mantenimiento y consecución. Se utilizan ocho (8) celdas de 1.25 *voltios*, con una capacidad de 2300 *mAh*.

-Etapa de digitalización.

Conversión A/D: Después de analizadas varias arquitecturas, se adoptó como núcleo principal del sistema, la tarjeta USB de NATIONAL INSTRUMENTS 6009. Ésta brinda funcionalidad de adquisición de datos para aplicaciones básicas como registro de datos simples, medidas y experimentos. Con las recientes mejoras de ancho de banda y las nuevas innovaciones de National Instruments, el USB se ha convertido en un núcleo central en tecnología de buses, para las aplicaciones basadas en mediciones y adquisición de datos.

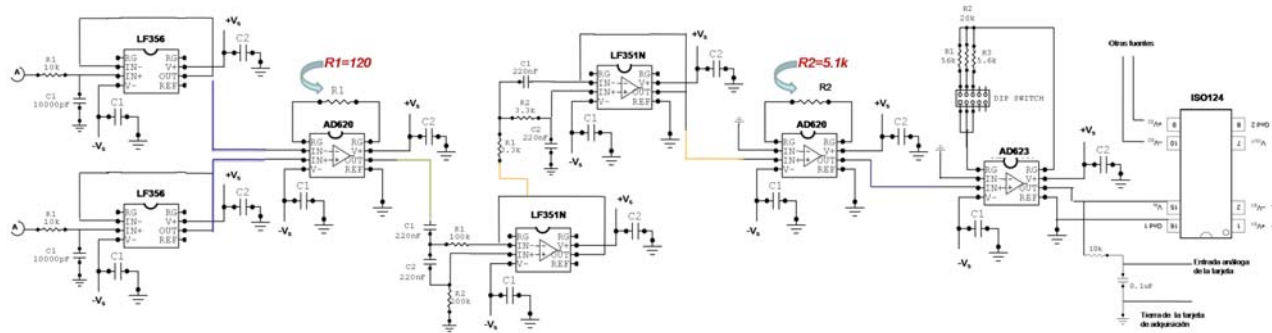
- Selección del Software

El programa debe realizar las siguientes funciones:

Módulo de captura y procesamiento: La señal recibida a través del puerto USB del computador, es procesada utilizando LabVIEW de National Instruments. El programa realiza las siguientes funciones:

- Captura de los datos
- Procesamiento y filtraje
- Visualización
- Almacenamiento

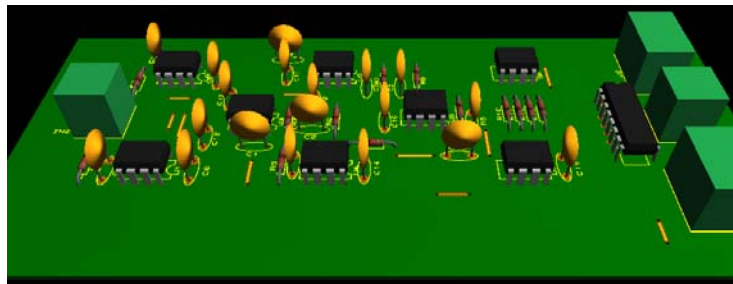
- Esquemas preliminares. Realizados antes de llegar a los diseños finales, se simulan y se hacen las correcciones necesarias para llegar a la configuración que mejor responda a los requerimientos del proyecto. Dentro de los parámetros que se tuvieron en cuenta para escoger cada módulo se encuentran, seguridad, velocidad de respuesta, resolución, facilidad de implementación, accesibilidad y costo. En la figura a continuación, se encuentra el diagrama electrónico definitivo del circuito realizado.



Esquema B. Diagrama en bloques Hardware definitivo.

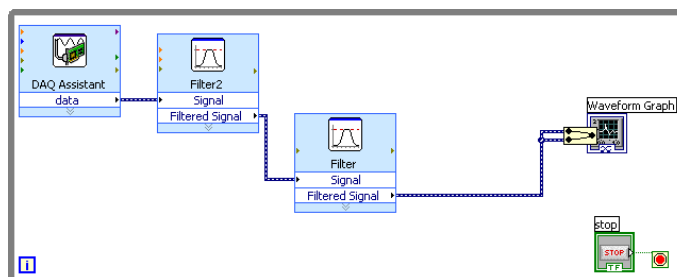
3. Implementación

El ruido en los sistemas analógicos, que nunca será igual a cero, está determinado entre otros factores por la calidad del circuito impreso, la selección de los diversos componentes y el entorno de operación del equipo. Es así como en el diseño del circuito impreso se siguen algunas recomendaciones básicas para su diseño, relacionadas con el uso de planos de tierra, pistas de tierra y alimentación tan anchas como sea posible, tamaño y separación de las pistas, cambios no muy pronunciados de dirección de las pistas, análisis de interferencia electromagnética entre pistas, reducción del área encerrada por los bucles de alimentación–tierra para reducir las corrientes de ruido inducidas por interferencias electromagnéticas externas, y utilización de condensadores de desacople en los circuitos integrados y fuentes de alimentación, entre otros.

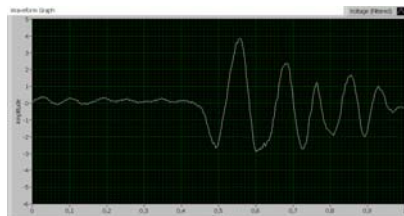


Esquema C. Perspectiva en 3D del Hardware definitivo.

Con relación a la implementación del software, el *Esquema D* muestra el diagrama de flujo donde se detallan las principales actividades y eventos que deben ser programados.



Esquema D. Diagrama de Bloques de la Aplicación.



Esquema E. Panel Frontal de la Aplicación.

4. Pruebas y verificación.

Una vez terminada la implementación de todos los módulos tanto de hardware como de software, se procede a su integración y prueba inicial de funcionamiento; posteriormente se realizan algunos ajustes y calibraciones hasta que los registros capturados sean aprobados por el experto en Electromiografía.

Se procede luego a realizar la hoja de datos del equipo y se compara su funcionamiento con el equipo (Cadwell) disponible en la Universidad Autónoma de Manizales.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MANIZALES
 DEPARTAMENTO DE CIENCIAS BÁSICAS BIOLÓGICAS
 IPS UAM
 LABORATORIO DE NEUROFISIOLOGIA
 Antigua Estación del Ferrocarril. Tel.: 8810450, 8810011
 Manizales.

Test Date: 04/02/2009

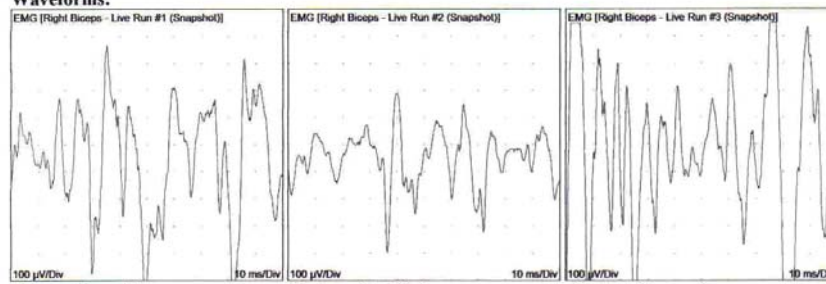
Paciente: Oscar Hernan Moscoso Ariza	Edad: unknown	Realizado por:
Sexo: Male	Altura:	Doctor:
ID#:	Peso:	Rmfe:
		Técnico:

Historia del Paciente :

EMG

Side	Muscle	Nerve	Root	Ins Act	Fibs	Psw	Amp	Dur	Poly	Recrt	Int Pat	Comment
Right	Biceps	Musculocut	C5-6	Nml	Nml	Nml	Nml	Nml	0	Nml	Nml	

Waveforms:



Contracción mínima

Contracción Mínima

Contracción máxima

Medicamentos :

Hallazgos :

Conclusiones :

Esquema F

Captura de señal EMG de bíceps en equipo Cadwell.

PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA INFORMACIÓN RECOGIDA.

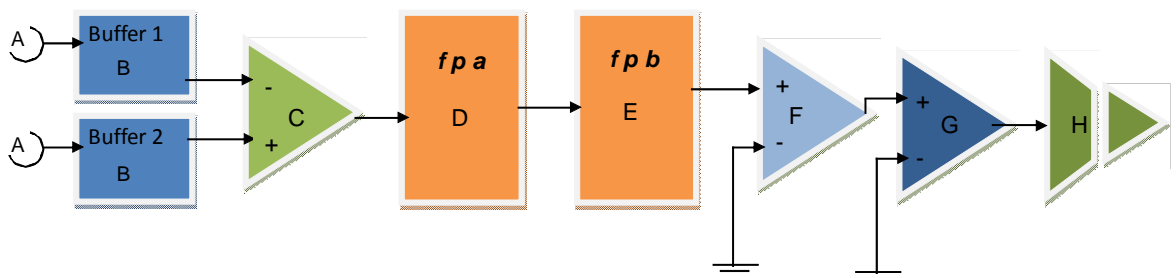
Diseño EMG.

Para el diseño de un EMG es necesario llevar a cabo una serie de etapas, cada una con función específica, y que son descritas a continuación:

PASO A.

Esquema global.

- A. Detección de la señal.
- B. Ajuste de impedancias.
- C. Primera etapa de amplificación (Ganancia 200).
- D. Etapa de filtrado (filtro pasa altas a la frecuencia más baja del EMG y que es de 5 Hertz).
- E. Etapa de filtrado (filtro pasa bajas a la frecuencia de corte alta del EMG y que es de 500 Hertz).
- F. Segunda etapa de amplificación (Ganancia 10).
- G. Tercera etapa de amplificación con ganancias programables o variables.
 - A1=1
 - A2=5
 - A3=10
- H. Etapa de aislamiento (Amplificador con Ganancia 1).

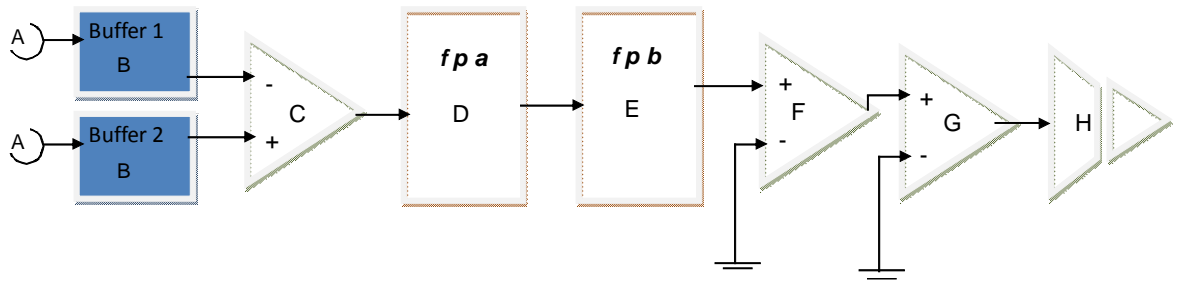


Esquema 1
Etapas totales EMG

PASO B.

Análisis por etapas.

- A. Detección de la señal.
- B. Ajuste de impedancias.



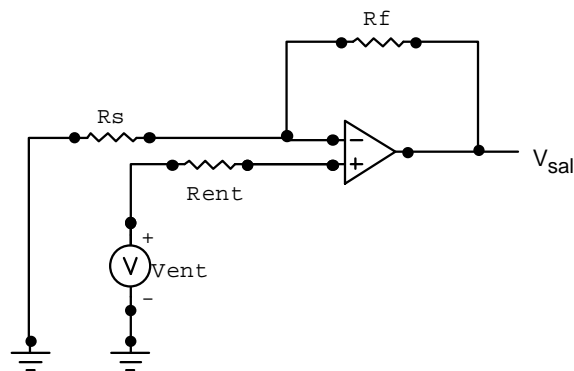
Esquema 2

Etapas de detección de la señal y ajuste de impedancias EMG

En esta etapa se utilizará un amplificador de referencia LF356 (ver apéndice E

–Amplificador – LF356–)

Para ajustar impedancias, se configura un circuito amplificador no inversor como lo muestra el esquema a continuación



Esquema 3

Configuración de un circuito amplificador no inversor

$$V_{sal} = \frac{R_s + R_f}{R_s} V_{ent}$$

$$A_{cl} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{R_s}{R_s} + \frac{R_f}{R_s}$$

$$A_{cl} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = 1 + \frac{R_f}{R_s}$$

La ganancia de lazo cerrado del amplificador no inversor siempre es mayor que la unidad.

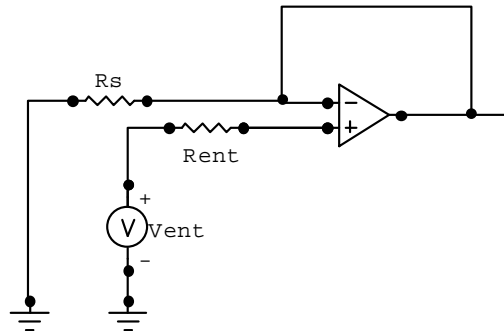
En dicha ganancia no aparece el signo menos delante de ella, puesto que, en este amplificador no se produce ningún cambio de ángulo de fase entre la salida y la entrada.

Si en el circuito amplificador no inversor, se da el valor $R_f = 0$, la ecuación se

resume a

$$A_{cl} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = 1$$

y la configuración grafica queda



Esquema 4

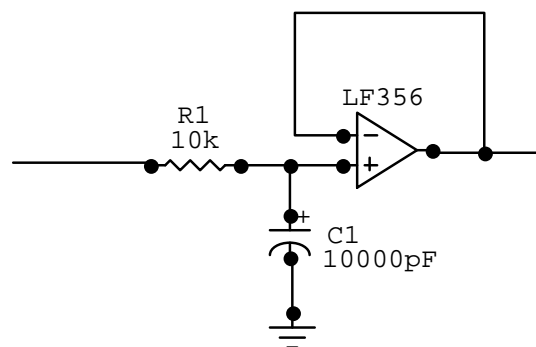
Configuración de un circuito amplificador seguidor de tensión.

La anterior configuración es llamada seguidor de tensión, separador o Buffer.

A primera vista parece no tener interés electrónico el seguidor de tensión, puesto que éste presenta una ganancia en lazo cerrado unitaria; pero el hecho de tener una corriente de entrada cero ($I_S = 0$), permite acoplar una fuente de tensión con resistencia de entrada relativamente elevada a una carga con resistencia relativamente baja, sin que se produzca el efecto de carga.

El seguidor de tensión produce un aislamiento eléctrico entre la fuente y la carga. Por éste motivo al seguidor de tensión también se la llama separador o buffer.

Cada buffer para el EMG posee el siguiente diseño.



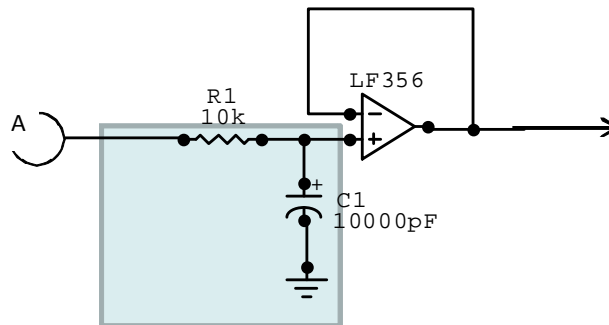
Esquema 5

Configuración de un circuito buffer.

Los Buffer brindan una etapa de separación. Estos dos buffer son dispositivos activos colocados entre las dos etapas (piel y el amplificador de instrumentación), y

permiten la transferencia de señal de una etapa a la otra, pero aislándolas, de forma que los cambios de impedancia de una, no tienen efecto sobre las características de la otra. Es una práctica común el utilizar seguidores de tensión como etapas separadoras.

Este amplificador buffer muestra una sola red RC pasa bajas que se muestra a continuación



Esquema 6
Análisis de circuito buffer

con un capacitor de 10000pf
con una resistencia de $10\text{K}\Omega$
se calcula la frecuencia

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

$$\omega_c = \frac{10}{10000\text{pf} * 10\text{K}\Omega}$$

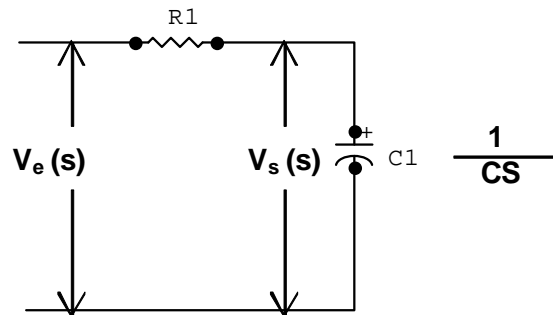
$$\omega_c = 10000\text{rad/seg}$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$$

$$f_c = 1592\text{Hz}$$

Luego el buffer es un filtro activo de primer orden, compuesto por una red RC pasiva de primer orden en la entrada no inversora del amplificador operacional con frecuencia de $f_c = 1592\text{Hz}$ que actúa como acoplador de impedancias.

Análisis de la función de transferencia



Esquema 7
Análisis de la función de transferencia

$$F.T. = \frac{1/CS}{R + \frac{1}{CS}}$$

$$F.T. = \frac{1}{RCs + 1}$$

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega RC + 1}$$

$$G(j\omega) = 20 \lg \left| \frac{1}{j\omega RC + 1} \right|$$

$$G(j\omega) = 20 \lg |1| - 20 \lg |j\omega RC + 1|$$

$$G(j\omega) = -20 \lg |1| - 20 \lg \sqrt{(\omega RC)^2 + 1^2}$$

cuando:

$$\omega \ll 1 \Rightarrow G(j\omega) = 0 \text{ decibeles} \Rightarrow \omega \ll \frac{1}{RC}$$

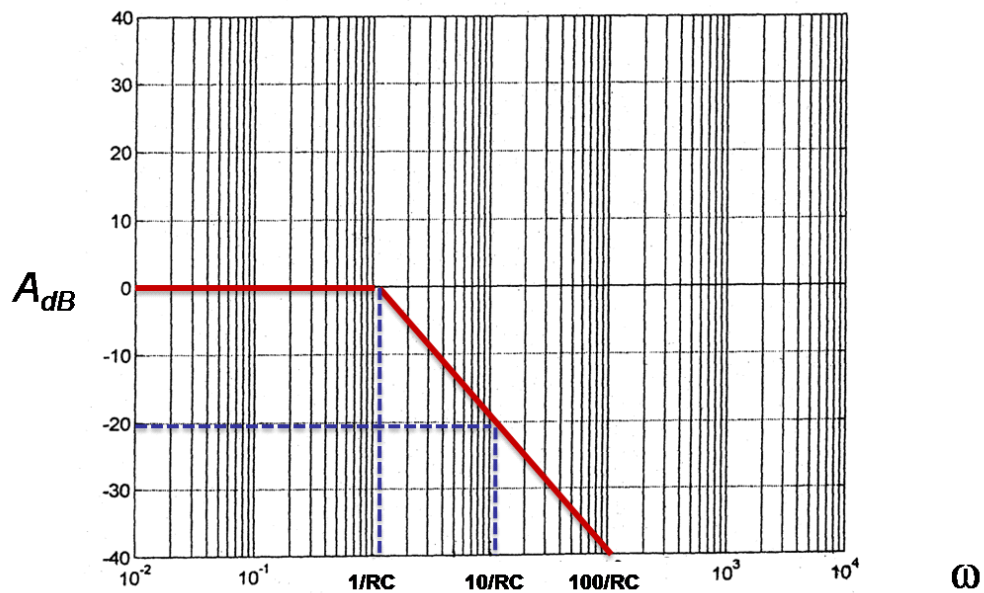
$$\omega \gg 1 \Rightarrow G(j\omega) = -20 \lg(\omega RC) \Rightarrow \omega \gg \frac{1}{RC}$$

si

$$\omega = \frac{10}{RC} \Rightarrow G(j\omega) = -20 \lg(10) = -20 \text{ decibeles}$$

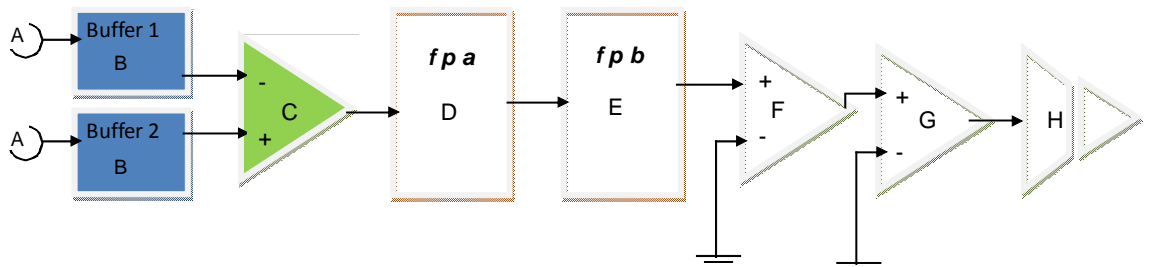
$$\omega = \frac{100}{RC} \Rightarrow G(j\omega) = -20 \lg(100) = -40 \text{ decibeles}$$

Graficando en un diagrama de Bode (Amplitud vs frecuencia), se tiene.



Esquema 8
Diagrama de Bode (Amplitud vs frecuencia)

C. Primera etapa de amplificación (Ganancia 200).



Esquema 9
Primera etapa de amplificación (Ganancia 200).

En esta etapa se utilizará un amplificador de instrumentación de referencia AD620 (ver apéndice C Amplificador de instrumentación AD620).

Para una ganancia deseada de
 $G = 200$

Con esta ganancia teórica, y a partir de la ecuación suministrada por el fabricante del amplificador AD620, (ver apéndice C Amplificador de instrumentación AD620) se obtiene el valor de la resistencia R_g .

$$G_{teórica} = \frac{49.4k\Omega}{R_g} + 1$$

$$R_g = \frac{49.4k\Omega}{G_{teórica}-1} \Rightarrow R_g = \frac{49.4}{200-1} = 0.24824k\Omega * \frac{1000\Omega}{1k\Omega} : R_g = 248.24\Omega$$

Utilizando un valor de resistencia real de 120Ω se obtiene una ganancia de

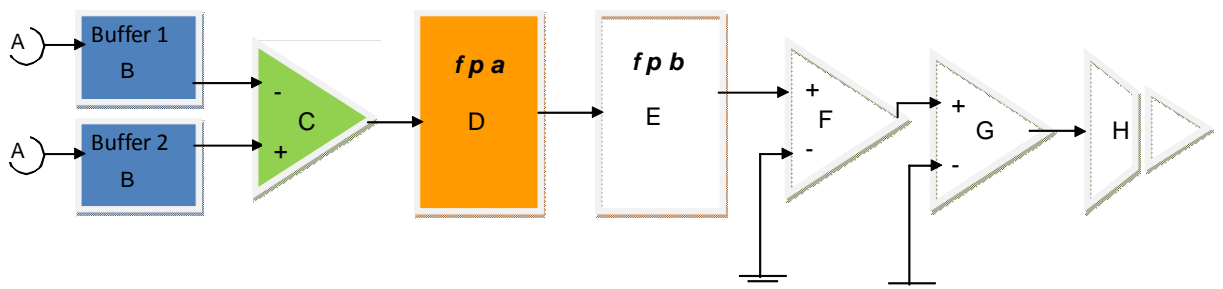
$$G_{real} = \left(\frac{49.4k\Omega}{120\Omega} * \frac{1000\Omega}{1k\Omega} \right) + 1 = 412.67$$

$$G_{real} = 412.67 > G_{teórica} = 200$$

Dando como resultado una ganancia superior a la estipulada teóricamente.

D. Primera etapa de filtrado. (ver apéndice D filtros activos)

Filtro Pasa Altas.



Esquema 10
Primera etapa de filtrado

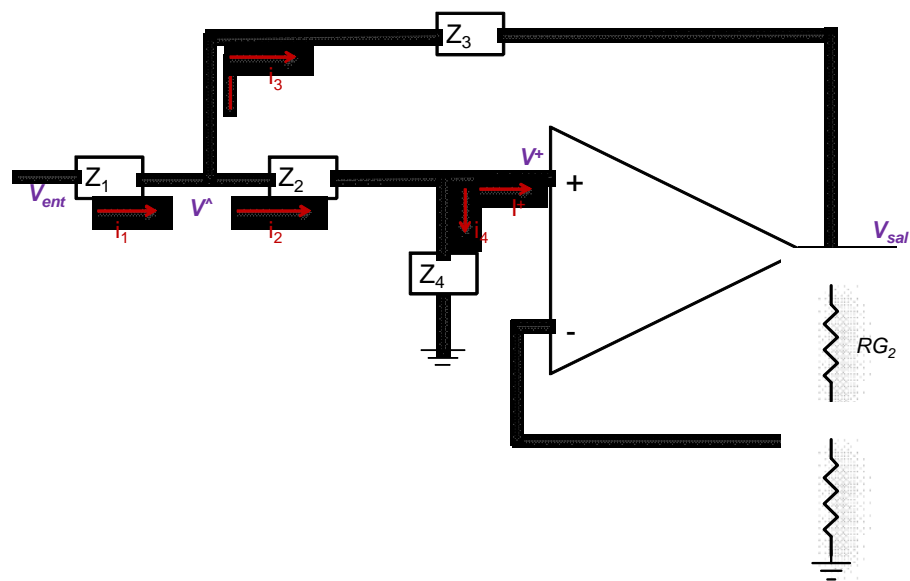
En la electromiografía las señales de interés se pueden encontrar en cierto tipo de rangos, dependiendo de las aplicaciones deseadas; por ejemplo para análisis espectral en EMG, es recomendable un filtro pasa altas menor a $10Hz$ a la más baja frecuencia del EMG, mientras que para análisis de movimiento es recomendable un filtro pasa altas aproximadamente igual a $20Hz$. Para aplicaciones generales en EMG, es recomendable un filtro pasa bajas aproximadamente igual a $500Hz$ siempre y cuando la frecuencia de muestreo sea mayor a 1000 muestras/segundo, a la más alta frecuencia del EMG, inclusive puede ser un poco menor la frecuencia. Para aplicaciones de un ancho de banda especial, es recomendable un filtro pasa bajas aproximadamente igual a $1000Hz$ siempre y cuando la frecuencia de muestreo sea mayor a 2000 muestras/segundo, a la más alta frecuencia del EMG.

Dados los rangos donde se encuentran señales de interés; se utilizará un filtro paso

alta a la frecuencia más baja de la EMG < 10Hz de arquitectura Sallen-Key (ver apéndice D –filtros activos –arquitectura de filtros –), una de las más comunes para un filtro activo de segundo orden, con ganancia en lazo cerrado establecida por:

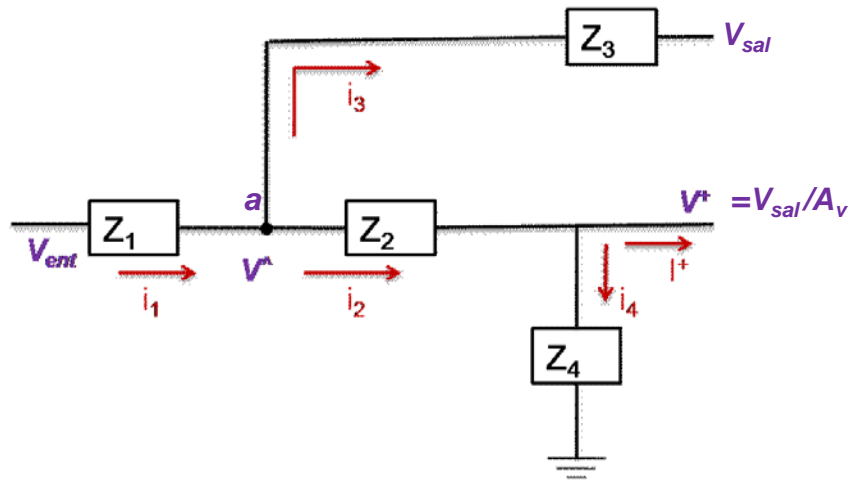
$$A_v = 1 + \frac{R_{G2}}{R_{G1}}$$

Cuya estructura genérica es



Esquema 11
Arquitectura Sallen-Key

Según si las impedancias sean sustituidas por R o por C , se tienen los diferentes tipos de filtros. Para analizar esta arquitectura de filtro genérico y encontrar su función de transferencia es necesario analizar la forma de la entrada inversora y no inversora, mostrada en el esquema a continuación.



Esquema 12

Análisis de la entrada inversora y no inversora de un AO en la arquitectura Sallen-Key

En este circuito se tiene:

Ecuaciones de corriente

$$i_1 = i_2 + i_3$$

$$i_2 = i_4 + I^+$$

Ecuación de ganancia

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V^+}$$

$$V^+ = \frac{V_{sal}}{A_v}$$

Ecuación de corriente en Z_4

$$I = \frac{V^+}{Z_4}$$

El reemplazo de $V^+ = \frac{V_{sal}}{A_v}$ en $I = \frac{V^+}{Z_4}$ genera

$$I = \frac{V^+}{Z_4} = \frac{V_{sal}}{A_v Z_4}$$

El nodo “a” se denominará V^\wedge y las ecuaciones de tensión que determinan esta red se presentan a continuación:

$$-V^\wedge + IZ_2 + IZ_4 = 0$$

$$V^\wedge = I(Z_2 + IZ_4)$$

$$V^\wedge = \frac{V_{sal}}{A_v Z_4} (Z_2 + IZ_4)$$

$$V^\wedge = \frac{V_{sal}}{A_v} \left(\frac{Z_2}{Z_4} + 1 \right)$$

Aplicando el método de los voltajes (Kirchhoff) en el nodo “a”, se da paso a la generación de 2 ecuaciones mostradas a continuación:

$$\frac{V^\wedge - V_{ent}}{Z_1} + \frac{V^\wedge - V_{sal}}{Z_3} + \frac{V^\wedge - V^+}{Z_2} = 0 \quad \text{ecuación 1}$$

$$\frac{V^+ - V^\wedge}{Z_2} + \frac{V^+}{Z_4} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{V^+ - V^\wedge}{Z_2} = -\frac{V^+}{Z_4} \quad \Rightarrow \quad \frac{V^\wedge - V^+}{Z_2} = \frac{V^+}{Z_4} \quad \text{ecuación 2}$$

Reemplazando la ecuación 2 en la ecuación 1

$$\frac{V^\wedge - V_{ent}}{Z_1} + \frac{V^\wedge - V_{sal}}{Z_3} + \frac{V^+}{Z_4} = 0$$

Se conoce $I = \frac{V^+}{Z_4} = \frac{V_{sal}}{A_V Z_4}$

$$\frac{V^\wedge - V_{ent}}{Z_1} + \frac{V^\wedge - V_{sal}}{Z_3} + \frac{V_{sal}}{A_V Z_4} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{V^\wedge - V_{ent}}{Z_1} + \frac{V^\wedge - V_{sal}}{Z_3} = -\frac{V_{sal}}{A_V Z_4}$$

$$\frac{V^\wedge}{Z_1} - \frac{V_{ent}}{Z_1} + \frac{V^\wedge}{Z_3} - \frac{V_{sal}}{Z_3} = -\frac{V_{sal}}{A_V Z_4}$$

$$\frac{V_{ent}}{Z_1} = V_{sal} \left(\frac{1}{A_V Z_4} - \frac{1}{Z_3} \right) + V^\wedge \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} \right)$$

Con anterioridad se conocía la ecuación

$$V^\wedge = \frac{V_{sal}}{A_V Z_4} (Z_2 + I Z_4) = \frac{V_{sal}}{A_V} \left(\frac{Z_2}{Z_4} + 1 \right)$$

Luego reemplazando

$$\frac{V_{ent}}{Z_1} = V_{sal} \left(\frac{1}{A_V Z_4} - \frac{1}{Z_3} \right) + \frac{V_{sal}}{A_V} \left(\frac{Z_2}{Z_4} + 1 \right) \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} \right)$$

El cálculo de la razón en el dominio s del voltaje de salida V_{sal} con respecto al voltaje de entrada V_{ent} , en la arquitectura del filtro Sallen-Key modelo genérico; es denominado función de transferencia $F(s)$ y se expresa como:

$$F(s) = \frac{V_{sal}}{V_{ent}}$$

$$F(s) = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{1/Z_1}{\frac{1}{A_V} \left[\frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_1 Z_4} + \frac{Z_2}{Z_3 Z_4} \right] - \frac{1}{Z_3}}$$

$$F(s) = \frac{A_V}{\frac{Z_1}{Z_4} + 1 + \frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_4} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} - \frac{Z_1}{Z_3} A_V}$$

De la forma anteriormente mostrada se obtiene la función de transferencia general, válida para cualquier tipo de filtro.

Particularizando ahora para un filtro pasa altas.

Si

$$Z_1 = \frac{1}{C_1 s}, \quad Z_2 = \frac{1}{C_2 s}, \quad Z_3 = R_1, \quad Z_4 = R_2$$

$$F(s) = \frac{A_V}{1 + \frac{1}{C_1 R_2 s} + \frac{1}{C_1 R_1 s} + \frac{1}{C_2 R_2 s} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2} - A_V \frac{1}{C_1 R_1 s}}$$

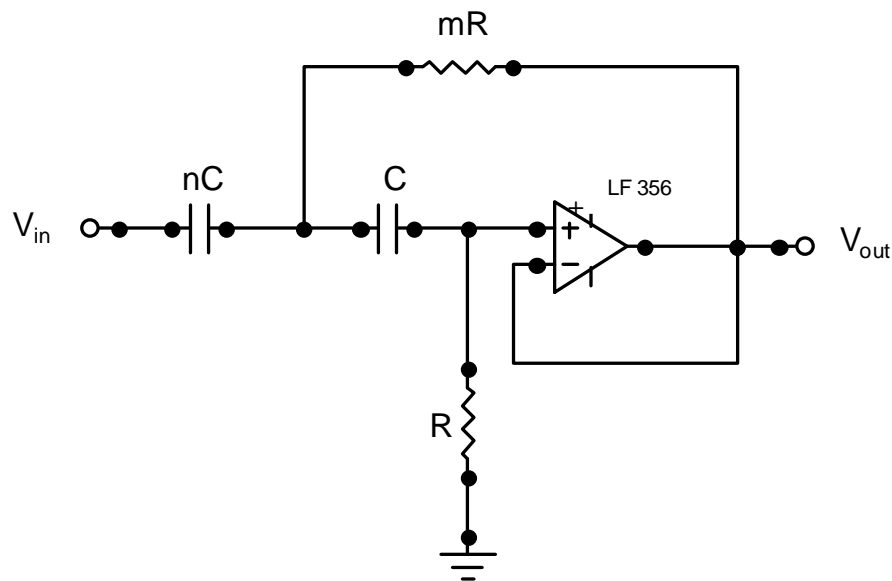
Reduciendo el denominador a denominador común

$$F(s) = \frac{A_V C_1 C_2 R_1 R_2 s^2}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 + (R_1 C_2 + R_2 C_2 + R_1 C_1 - A_V R_2 C_2) s + 1}$$

Si $A_V \neq 1$, $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$ la ecuación resultante es:

$$F(s) = \frac{A_V C^2 R^2 s^2}{R^2 C^2 s^2 + (3 - A_V) R C s + 1}$$

Debido a una realimentación negativa directa, (sin divisor resistivo alguno) el valor de la ganancia a frecuencias medias, para un filtro pasa altas es la unidad $A_V = 1$; pasando así del esquema genérico a la siguiente arquitectura



Esquema 13
Filtro pasa altas

Arquitectura que satisface la función de transferencia

$$F(s) = \frac{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 + R_1 (C_1 + C_2) s + 1}$$

Por lo tanto el diseño del filtro pasa altas, consistirá en encontrar los valores de las resistencias y condensadores que permitan obtener con esta función de transferencia los valores de ω_o y Q deseados; es decir, partiendo de la frecuencia f_o (que no necesariamente es la frecuencia de corte del filtro) y del factor de calidad Q , determinar los componentes más idóneos.

Ahora; dado los rangos donde se encuentran señales de interés en el EMG ($< 10\text{Hz}$ a la más baja frecuencia y $\sim 500\text{Hz}$ o $\sim 1000\text{Hz}$ a la más alta frecuencia); se diseñará inicialmente un filtro pasa alta a la frecuencia más baja de la EMG ($< 10\text{Hz}$) de arquitectura Sallen -Key ampliamente explicada con anterioridad, donde la frecuencia de corte se define como:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt[2]{m*n} R*C}$$

Con una ecuación de factor de calidad:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{n}{m}}}{n+1} \text{ tomando como parámetros } n > 0, \quad m = \frac{n}{(n+1)^2 * \sqrt[2]{m*n}}$$

$$R = \frac{1}{C * f_0 * 2^{1/m * n}}$$

para $n = 1$, y $Q = 0,707$. Este último es el factor de calidad Q , y se visualiza a continuación en la tabla de valores para Butterworth.

Filtro paso bajo y alto de Butterworth

n	f ₀₁	Q ₁	f ₀₂	Q ₂	f ₀₃	Q ₃	f ₀₄	Q ₄	f ₀₅	Q ₅	Att a 2f _p
2	1	0.707	1								15
3	1	1.000	1								21
4	1	0.541	1	1.306							27
5	1	0.618	1	1.620	1						33
6	1	0.518	1	0.707	1	1.932					39
7	1	0.555	1	0.802	1	2.247	1				45
8	1	0.510	1	0.601	1	0.900	1	2.563			51
9	1	0.532	1	0.653	1	1.000	1	2.879	1		57
10	1	0.506	1	0.561	1	0.707	1	1.101	1	3.196	63

Tabla # 4

Reemplazando.

$$0.707 = \frac{\sqrt[3]{\frac{1}{m}}}{1+1}$$

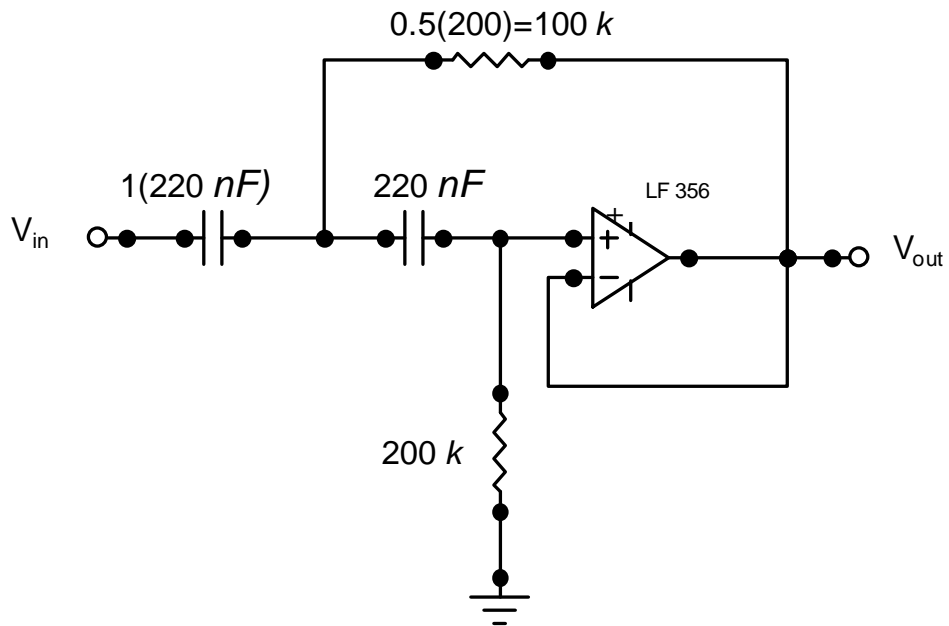
$$(0.707)^2 = \frac{\left(\sqrt[3]{\frac{1}{m}}\right)^2}{4}$$

$$m = \frac{1}{(0.707)^2 * 4}$$

$$m = 0.50015$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt[3]{m * n} R * C} : f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt[3]{0.5 * 1} * 200k\Omega * C}$$

La anterior ecuación puede ser iterada con ayuda del software filter wiz PRO 4, dando los valores para el condensador, de tal manera que se produzca una frecuencia aproximada a 5Hz. El resultado de esta iteración es visualizado a continuación en el diseño del circuito del filtro Sallen-Key tipo 1.



Esquema 14
Valores del filtro pasa altas

Con los anteriores valores, la frecuencia de corte f_c queda determinada, y su valor es calculado a continuación.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt[m*n]{R*C}}$$

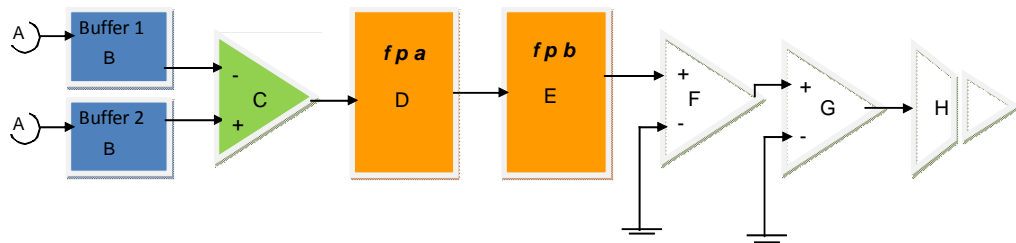
$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt[2]{0.5*1 * 200*k\Omega * 220nF}}$$

$$f_c = \frac{5.1154 \times 10^{-6}}{nF * k\Omega} * \frac{1nF}{10^{-9}F} * \frac{1k\Omega}{10^3\Omega}$$

$$f_c = 5.1154Hz$$

En esta etapa se utilizará un amplificador referenciado con el código LF356. (ver apéndice E –Amplificador – LF356–) .

E. Segunda etapa de filtrado. (ver apéndice D filtros activos)
Filtro Pasa Bajas.



Esquema 15
Segunda etapa de filtrado

Conocidos los rangos donde se encuentran las señales de interés en la EMG; se utilizará un filtro paso bajas a la más alta frecuencia y aproximadamente igual a 500Hz , inclusive puede ser un poco menor la frecuencia. Para aplicaciones de un ancho de banda especial, es recomendable un filtro pasa bajas aproximadamente igual a 1000Hz siempre y cuando la frecuencia de muestreo sea mayor a 2000 muestras/segundo a la más alta frecuencia de la EMG (ver apéndice D –filtros activos –arquitectura de filtros –).

El cálculo de la razón en el dominio s del voltaje de salida V_{sal} con respecto al voltaje de entrada V_{ent} , en la arquitectura del filtro Sallen-Key modelo genérico; es denominado función de transferencia $F(s)$ y se expresa como:

$$F(s) = \frac{V_{sal}}{V_{ent}}$$

$$F(s) = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{1/Z_1}{\frac{1}{A_V} \left[\frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_1 Z_4} + \frac{Z_2}{Z_3 Z_4} \right] - \frac{1}{Z_3}}$$

$$F(s) = \frac{A_V}{\frac{Z_1}{Z_4} + 1 + \frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_4} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} - \frac{Z_1}{Z_3} A_V} \text{ función de transferencia general}$$

La función de transferencia general fue demostrada anteriormente, y es válida para cualquier tipo de filtro; ahora Particularizando para un filtro pasa bajas.

$$Z_1 = R_1, \quad Z_2 = R_2, \quad Z_3 = \frac{1}{C_1 s}, \quad Z_4 = \frac{1}{C_2 s}$$

$$F(s) = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \frac{A_V}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 + s R_1 C_2 + s R_2 C_2 + s R_1 C_1 - R_2 C_2 s - A_V R_1 C_1 + 1}$$

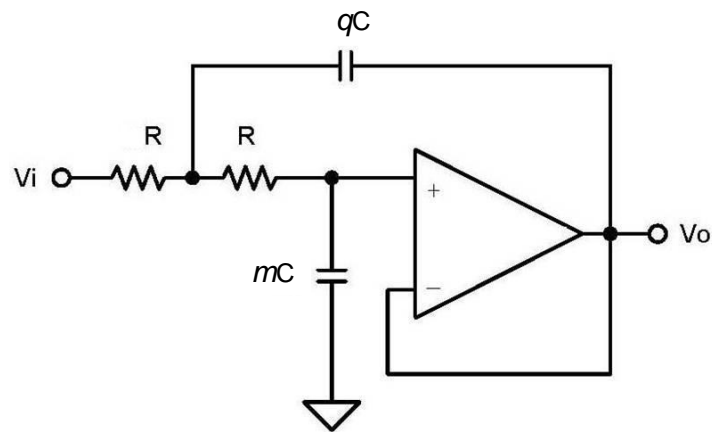
Claramente se observa que es un filtro pasa bajas de segundo orden, ya que en el numerador hay un guarismo y en el denominador un polinomio de segundo grado.

Si $A_V \neq 1$, $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$ la ecuación resultante es:

$$F(s) = \frac{A_V}{R^2 C^2 s^2 + (3 - A_V) RC s + 1}$$

$$F(s) = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 + s C_2 (R_1 + R_2) + 1}$$

Debido a una realimentación negativa directa, (sin divisor resistivo alguno) el valor de la ganancia a frecuencias medias, para un filtro pasa bajas es la unidad $A_V = 1$; pasando así del esquema genérico a la siguiente arquitectura



Esquema 16
Filtro pasa bajas.

Por lo tanto el diseño del filtro pasa bajas, consistirá en encontrar los valores de las resistencias ($R_1 = R_2$) y condensadores que permitan obtener con esta función de transferencia los valores de ω_o y Q deseados; es decir, partiendo de la frecuencia f_o (que no necesariamente es la frecuencia de corte del filtro) y del factor de calidad Q , determinar los componentes más idóneos.

Ahora, dados los rangos donde se encuentran señales de interés en el EMG ($< 10Hz$ a la más baja frecuencia y $\sim 500Hz$ o $\sim 1000Hz$ a la más alta frecuencia); se diseñará en segunda instancia un filtro pasa bajas a la frecuencia más alta de la EMG ($\sim 500Hz$ inclusive puede ser un poco menor la frecuencia), de arquitectura Sallen-Key ampliamente explicada con anterioridad. La frecuencia de corte se define como:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{m \cdot q} R \cdot C}$$

Con una ecuación de factor de calidad:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt[3]{\frac{q}{m}} \text{ tomando como parámetros } m > 0,$$

$$qC = \frac{2Q}{w_0 R}, \quad mC = \frac{1}{2Qw_0 R}, \quad w_0 = 2\pi fc$$

Para $m = 1$, y $Q = 0,707$. Este último es el factor de calidad Q , y se visualiza a continuación en la tabla de valores para Butterworth.

Filtro paso bajo y alto de Butterworth

n	f₀₁	Q₁	f₀₂	Q₂	f₀₃	Q₃	f₀₄	Q₄	f₀₅	Q₅	Att a 2f_p
2	1	0.707	1								15
3	1	1.000	1								21
4	1	0.541	1	1.306							27
5	1	0.618	1	1.620	1						33
6	1	0.518	1	0.707	1	1.932					39
7	1	0.555	1	0.802	1	2.247	1				45
8	1	0.510	1	0.601	1	0.900	1	2.563			51
9	1	0.532	1	0.653	1	1.000	1	2.879	1		57
10	1	0.506	1	0.561	1	0.707	1	1.101	1	3.196	63

Tabla # 5

Valores para el filtro paso bajo y alto de Butterworth
Reemplazando.

$$0.707 = \frac{1}{2} \sqrt[3]{\frac{q}{1}}$$

$$(0.707)^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{q}{1}\right)$$

$$q = 4(0.707)^2 = 1.9994$$

$$q \simeq 2$$

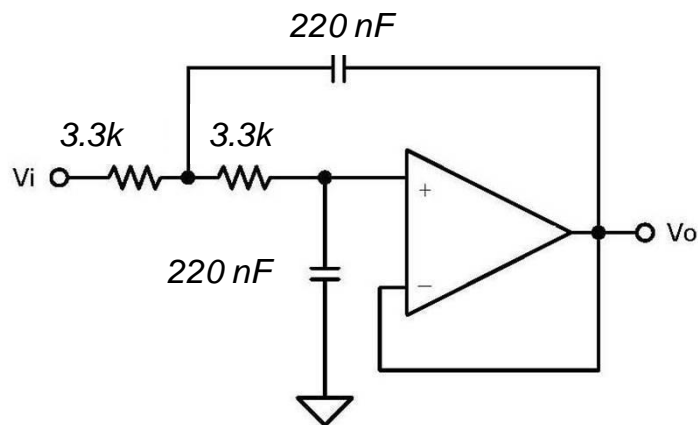
$$fc = \frac{1}{2\pi \sqrt[3]{1*2} R * C} : fc = \frac{1}{2\pi \sqrt[3]{2} * 1.31k\Omega * C}$$

Si $C = 100nF$

$$fc = \frac{1}{2\pi \sqrt[3]{2} * 1.31k\Omega * 100nF}$$

$$f_c = \frac{8.5908 \times 10^{-4}}{k\Omega * nF} * \frac{1\eta F}{10^{-9}F} * \frac{1k\Omega}{10^3\Omega} = 859.08 \text{ Hz}$$

La anterior ecuación puede ser iterada con ayuda del software filter wiz PRO 4, dando los valores para al condensador, de tal manera que se produzca una frecuencia aproximada a 500Hz. El resultado de esta iteración es visualizado a continuación en el diseño del circuito del filtro Sallen-Key tipo 1.



Esquema 17
Valores filtro pasa bajas.

Con los anteriores valores, la frecuencia de corte f_c queda determinada, y su valor es calculado a continuación.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt[2]{m*n} R*C}$$

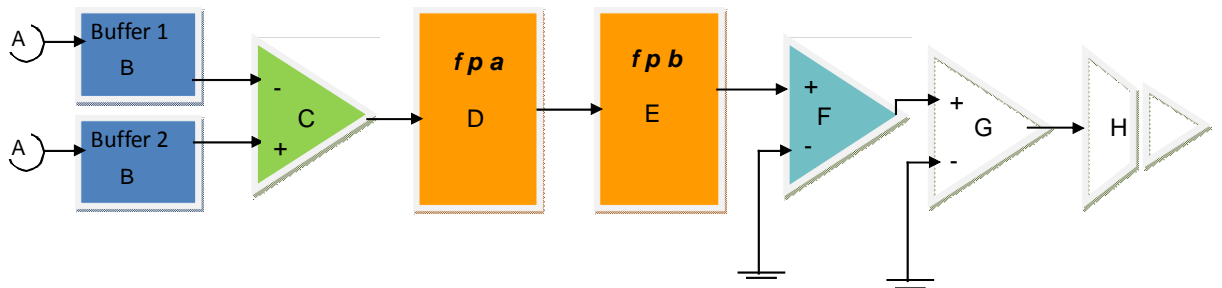
$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt[2]{1*1} * 3.3*k\Omega * 220\eta F} \cdot \frac{2.1922 \times 10^{-4}}{Fk\Omega\eta}$$

$$f_c = \frac{2.1922 \times 10^{-4}}{\eta F * k\Omega} * \frac{1\eta F}{10^{-9}F} * \frac{1k\Omega}{10^3\Omega}$$

$$f_c = 219.22 \text{ Hz}$$

En esta etapa se utilizará un amplificador referenciado con el código LF356. (ver apéndice E – Amplificador – LF356–)

F. Segunda etapa de amplificación (Ganancia 10).



Esquema 18
Segunda etapa de amplificación (Ganancia 10).

En esta etapa se utilizará un amplificador de instrumentación de referencia AD620 (ver apéndice C Amplificador de instrumentación AD620).

Para una ganancia deseada de

$$G = 10$$

Con esta ganancia teórica, y a partir de la ecuación suministrada por el fabricante del amplificador AD620, (ver apéndice C Amplificador de instrumentación AD620) se obtiene el valor de la resistencia R_g .

$$G_{teórica} = \frac{49.4k\Omega}{R_g} + 1$$

$$R_g = \frac{49.4k\Omega}{G_{teórica}-1} \Rightarrow R_g = \frac{49.4k\Omega}{10-1} = 5.48k\Omega$$

$$G_{teórica} = 10$$

Utilizando un valor de resistencia real de $5.1k\Omega$ se obtiene una ganancia de

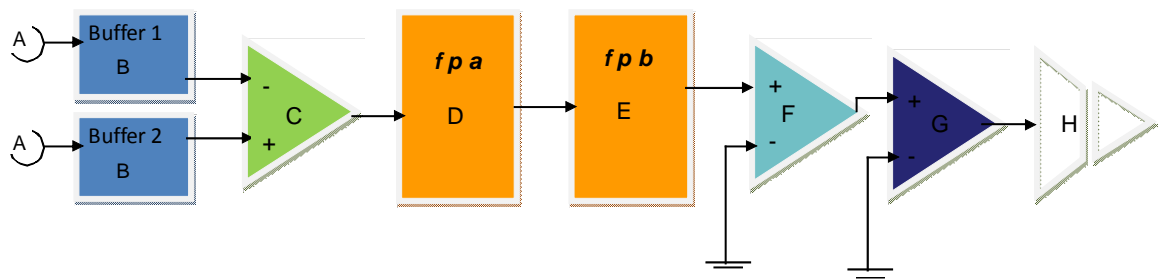
$$G_{real} = \left(\frac{49.4k\Omega}{5.1k\Omega} \right) + 1$$

$$G_{real} = 10.686$$

$$G_{real} = 10.686 > G_{teórica} = 10$$

Dando como resultado una ganancia levemente mayor a la estipulada teóricamente.

G. Tercera etapa de amplificación con ganancias programables o variables.



Esquema 19
Tercera etapa de amplificación

En esta tercera etapa de amplificación se utilizará un amplificador de instrumentación de referencia AD623 con el cual se conseguirá diferentes ganancias (ver apéndice C Amplificador de instrumentación AD623). Cada una de estas ganancias serán controladas por un Dip switch.

Para una ganancia deseada de $G = 1$

Con esta ganancia teórica, y a partir de la ecuación suministrada por el fabricante del amplificador AD623, (ver apéndice F Amplificador de instrumentación AD623) se obtiene el valor de la resistencia R_g

$$R_g = \frac{100k\Omega}{G_{teórica}-1} \Rightarrow R_g = \frac{100k\Omega}{1-1} = \infty$$

Debido a la indeterminación que se presenta, se utiliza un valor de $G_{teórica}$ cercano a 1

$$R_g = \frac{100k\Omega}{G_{teórica}-1} \Rightarrow R_g = \frac{100k\Omega}{1.0008-1} = 1.25 \times 10^5 k\Omega \Rightarrow R_g = 125000k\Omega$$

$$G_{teórica} = 1$$

Utilizando un valor de resistencia real de $56k\Omega$ se obtiene una ganancia de

$$G_{real} = \left(\frac{100k\Omega}{5.6k\Omega} \right) + 1 : 2.7857$$

$$G_{real} = 2.7857$$

Dando como resultado una ganancia un poco mayor a la estipulada teóricamente.

Para una ganancia deseada de $G = 5$

Con esta ganancia teórica, y a partir de la ecuación suministrada por el fabricante del amplificador AD623, (ver apéndice F Amplificador de instrumentación AD623) se obtiene el valor de la resistencia R_g

$$Rg = \frac{100k\Omega}{G_{teórica}-1} \Rightarrow Rg = \frac{100k\Omega}{5-1} = 25.0k\Omega$$

$$G_{teórica} = 5$$

Utilizando un valor de resistencia real de $20.0k\Omega$ se obtiene una ganancia de

$$G_{real} = \left(\frac{100k\Omega}{20.0k\Omega} \right) + 1$$

$$G_{real} = 6$$

$$G_{real} = 6 > G_{teórica} = 5$$

Dando como resultado una ganancia un poco mayor a la estipulada teóricamente.

Para una ganancia deseada de $G = 10$

Con esta ganancia teórica, y a partir de la ecuación suministrada por el fabricante del amplificador AD623, (ver *apéndice F Amplificador de instrumentación AD623*) se obtiene el valor de la resistencia Rg

$$Rg = \frac{100k\Omega}{G_{teórica}-1} \Rightarrow Rg = \frac{100k\Omega}{10-1} = 11.11k\Omega$$

$$G_{teórica} = 10$$

Utilizando un valor de resistencia real de $5.6k\Omega$ se obtiene una ganancia de

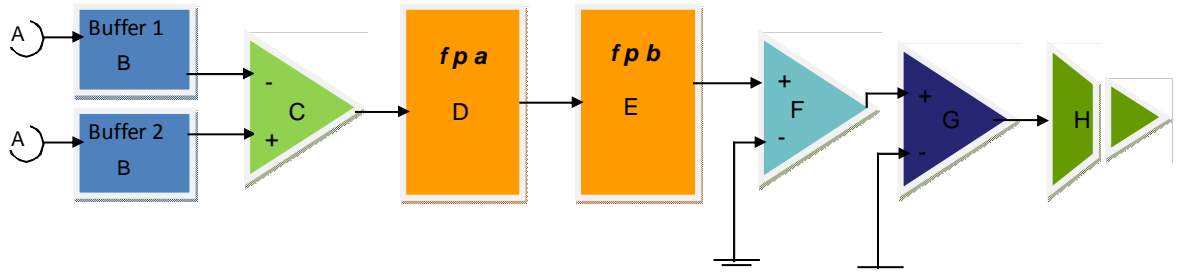
$$G_{real} = \left(\frac{100k\Omega}{5.6k\Omega} \right) + 1: 18.85$$

$$G_{real} = 18.85$$

$$G_{real} = 18.85 > G_{teórica} = 10$$

Dando como resultado una ganancia aproximadamente igual a la estipulada teóricamente.

H. Etapa de aislamiento (Amplificador con Ganancia 1).



Esquema 20
Etapa de aislamiento

Los acopladores ópticos se diseñan para obtener aislamiento eléctrico completo entre un circuito de entrada y un circuito de salida. El objetivo normal del aislamiento es proporcionar protección contra los efectos de las corrientes transitorias de alta tensión, sobrecargas o ruido de bajo nivel que pueden dar como resultado una salida errónea, o daño del dispositivo, o más grave aún, electrocución del paciente en estudio. Los optoaisladores pueden ser de varios tipos, algunos de ellos son acopladores de fototransistor, acopladores de salida LASCR, acopladores de salida fototriac, acopladores lineales de CA aislados ópticamente, acopladores digitales; en esta aplicación se utilizará un amplificador de aislamiento de bajo costo, buena precisión y de referencia ISO124 de la Texas Instruments.

Descripción teórica de funcionamiento de amplificador ISO124.

El amplificador de aislamiento ISO124 (ver apéndice G Amplificador de aislamiento ISO124), utiliza una sección de entrada y una salida galvánicamente aisladas y acompañadas de capacitores aislados de $1pF$, construidos dentro de una cápsula plástica. La entrada tiene la capacidad continua de modulado y transmitido digital a través de la barrera. La sección de salida recibe la señal modulada, y la vuelve a convertir en un voltaje analógico, eliminando el componente de onda inherente a la demodulación. Las secciones de entrada y salida, son fabricadas de tal manera que el láser realiza el ajuste de una manera excepcional y común a los dos circuitos (entrada y salida) entre las dos secciones. Luego las secciones son montadas en los extremos opuestos del Dip con los capacitores de aislamiento montados entre las dos secciones. El cálculo aproximado de transistores del ISO124 es de aproximadamente 250 transistores.

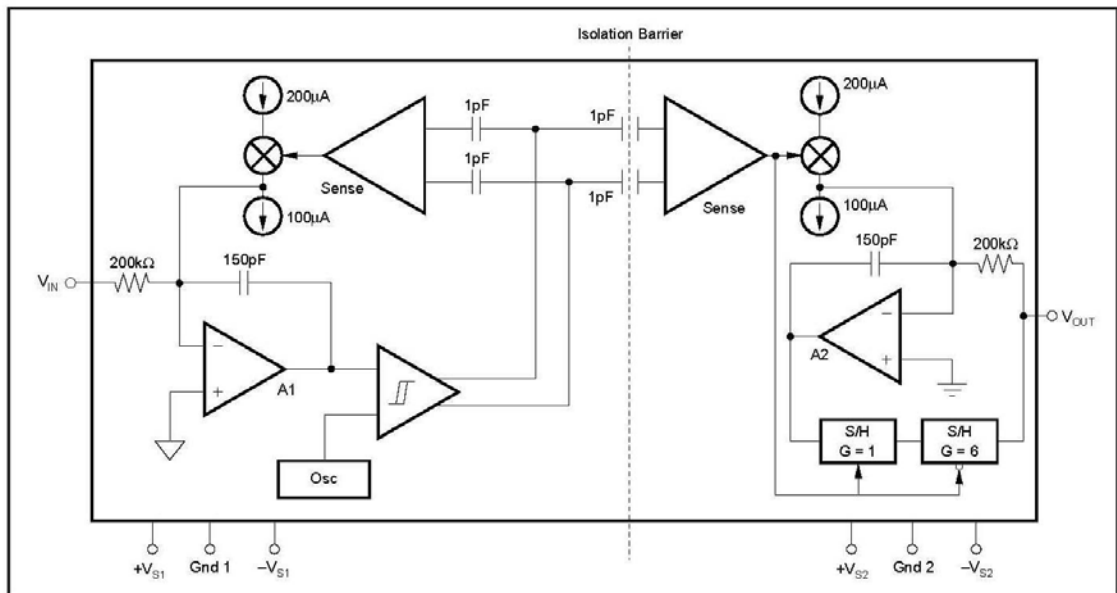
Modulador.

Un amplificador de entrada (A1, tal como se muestra en el esquema 21) integra la diferencia entre la corriente de entrada ($V_{ent}/200k\Omega$) y una fuente de corriente conmutable de $\pm 100\mu A$. Esta fuente de corriente es dada por una alimentación conmutable de $200\mu A$ y una corriente fija de drenaje de $100\mu A$. Para entender el funcionamiento básico del modulador, se debe asumir que $V_{ent} = 0.0V$. El integrador saltará en una dirección hasta que el umbral del comparador es superado. El

comparador y el amplificador de sensado obligarán a la fuente de corriente a cambiar; la señal resultante en una onda de forma triangular. El oscilador interno fuerza a la fuente de corriente para cambiar la frecuencia a 500 kHz . La acción resultante en el capacitor es un complemento debido al ciclo de modulación de onda cuadrada.

Demodulador.

El amplificador de sensado detecta la señal a través de la barrera capacitiva y conduce una fuente de corriente conmutada al interior del integrador A2. La salida en estado balanceado se debe al ciclo (ver *Esquema 21* Diagrama de bloques). La corriente modulada contra la corriente retroalimentada a través del resistor de retroalimentación de $200\text{ k}\Omega$, da como resultado un valor promedio en los V_{sal} igual a V_{ent} . Los amplificadores en el bucle de salida sirven para eliminar tensiones no deseadas de la onda, inherentes al proceso de demodulación.

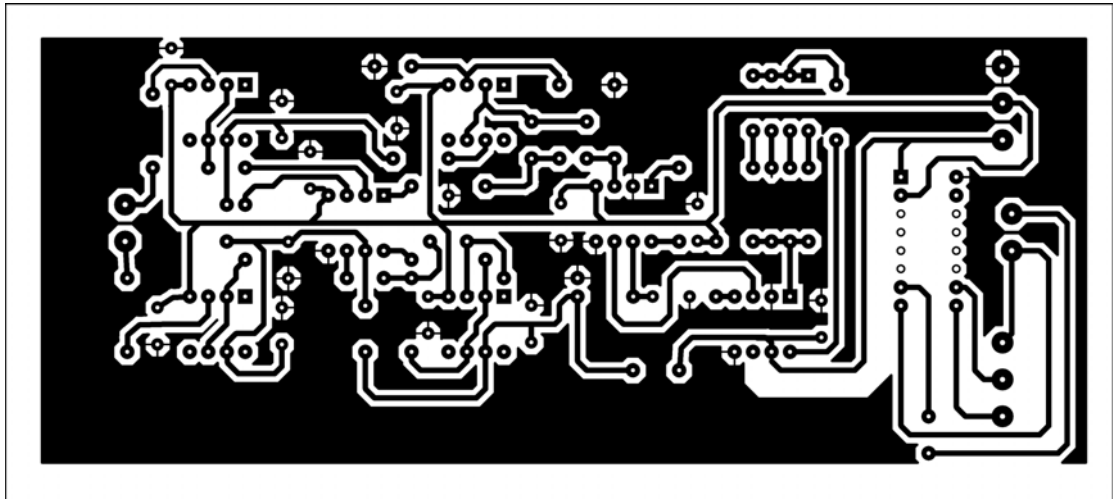


Esquema 21.

Diagrama de bloques Amplificador de aislamiento ISO124

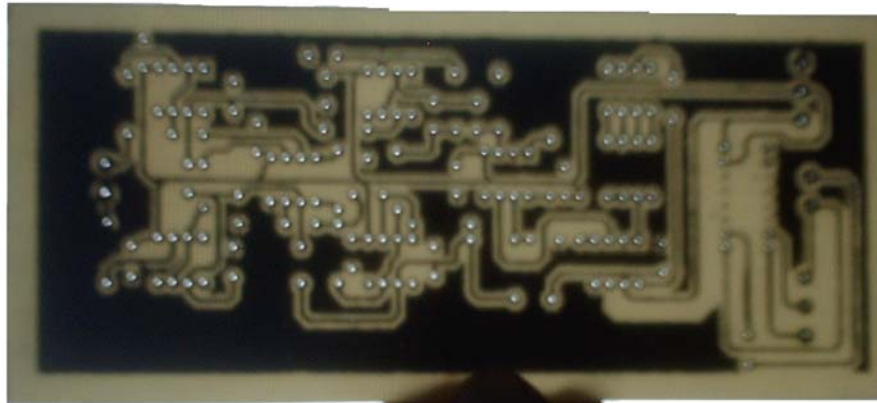
Elaboración de Impresos

El impreso para el EMG se elaboró en el software Proteus, éste permite realizar el diseño de la tarjeta, visualizar los componentes, y renderizarlos en imágenes tridimensionales.



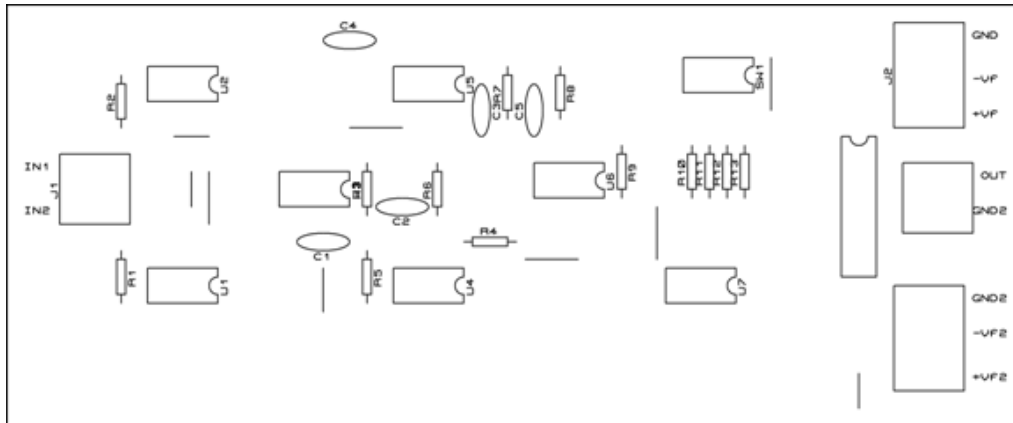
Esquema 22.

Impreso para el EMG elaborado en el software Proteus

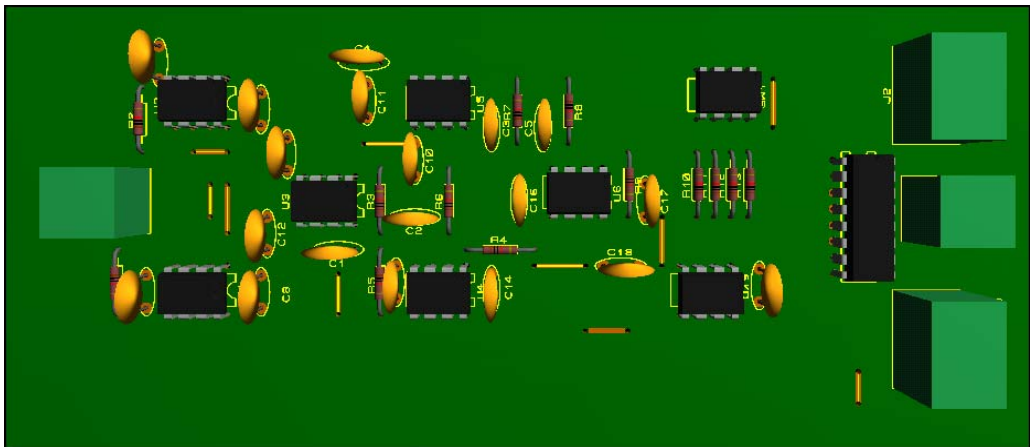


Esquema 23.

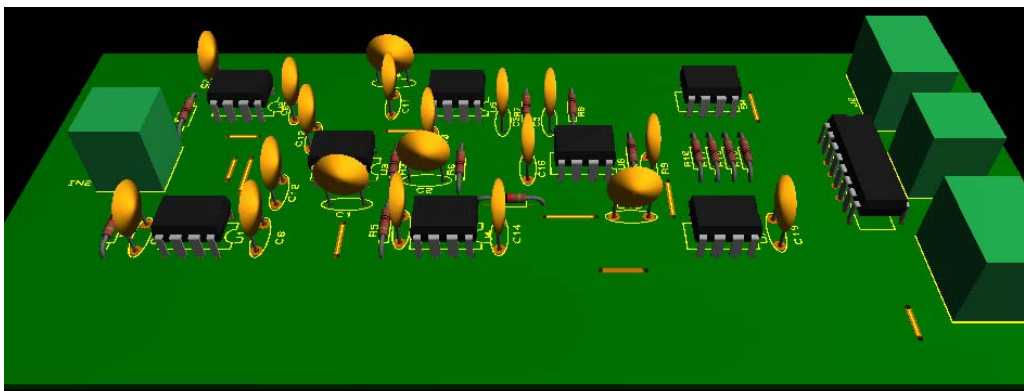
Diseño en baquelita



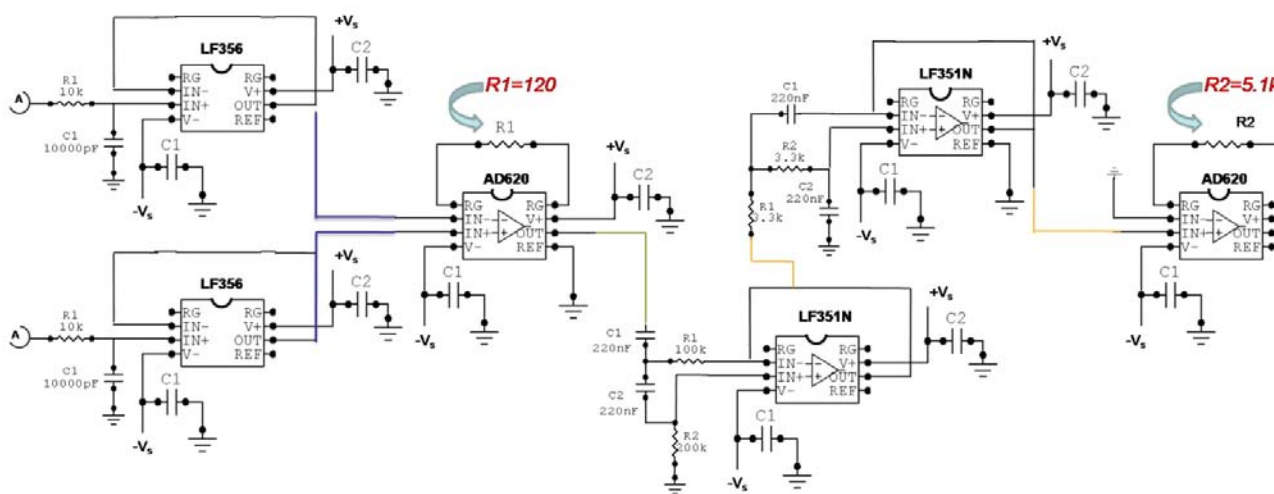
Esquema 24.
Tableta de componentes



Esquema 25.
Primer Renderizado en 3D



Esquema 26.
Segundo renderizado en 3D



Esquema 27
Diagrama de bloques EMG definitivo.

Digitalización.

El proceso de digitalizar consiste en traducir la información o señal captada a un formato que pueda ser visualizado; por esta razón se hace necesaria la adquisición de datos, para obtener o generar información de manera automatizada desde recursos de medidas analógicas y digitales como sensores y dispositivos bajo prueba (para el caso en estudio, el equipo EMG). La digitalización utiliza una combinación de hardware y software apoyados en un PC para brindar un sistema de medida flexible y claro para el usuario. A menudo, se hace necesario que en la aplicación se acondicione sensores y señales, antes que un dispositivo de adquisición de datos los tome.

Para el proceso de digitalización de datos, se utilizará una tarjeta de adquisición de referencia USB-6009 de National Instruments; ésta brinda funcionalidad de adquisición de datos para aplicaciones básicas como registro de datos simples, medidas y experimentos.



Esquema 28
Hardware tarjeta 6009

Con las recientes mejoras de ancho de banda y las nuevas innovaciones de National Instruments, el USB se ha convertido en un núcleo central en tecnología de buses, para las aplicaciones basadas en mediciones y adquisición de datos. La NI-USB-6009 es de bajo costo, de fácil uso en mediciones rápidas, y suficientemente versátil como para las más complejas aplicaciones de medición. La tarjeta USB-6009 es ideal para crear aplicaciones en LabVIEW, LabWindows / CVI, Signal Express LabVIEW, C #, Visual Studio.NET, ANSI C / C + +, Visual Basic. Además se encuentran otras prestaciones como.

- Sincronización de enrutamiento para realizar aplicaciones avanzadas.
- Interfaz de programación para la entrada analógica, salida analógica, E / S digitales, compatibilidad con los Sistemas Operativos

- Windows Vista (32 - y 64-bit) / XP/2000
- Mac OS X1
- Linux ® 1
- Windows Mobile1
- Windows CE1
- El Software Recomendado por el fabricante es.
 - LabVIEW
 - LabVIEW SignalExpress
 - LabWindows™ / CVI
 - Measurement Studio
- Otros software compatibles
 - C #, Visual Basic. NET
 - ANSI C / C + +
 - Software controlador NI-DAQmx (incluido)

Algunas especificaciones técnicas pueden ser observadas en los siguientes cuadros.

PRODUCTO	TIPO DE BUS	ENTRADAS ANALOGAS	RESOLUCIÓN DE ENTRADA (BITS)	MAXIMA RATA DE MUESTREO (kS/s)	RANGO DE ENTRADA (V)
USB-6009	USB	8 SE/4 DI	14	48	1 a 20

Tabla # 6
Especificaciones técnicas de la tarjeta USB-6009

SALIDAS ANÁLOGAS	RESOLUCIÓN DE SALIDA (BITS)	RATA DE SALIDA (Hz)	RANGO DE SALIDA (V)	LINEAS DIGITALES I/O	CONTADOR DE 32 BITS	TRIGGER
2	12	150	0 a 5	12	1	Digital

Tabla # 7
Especificaciones técnicas de la tarjeta USB-6009

Programa de aplicación en Lab View.

La aplicación a continuación, consta simplemente de.

-Protocolo de adquisición, o VI de adquisición.

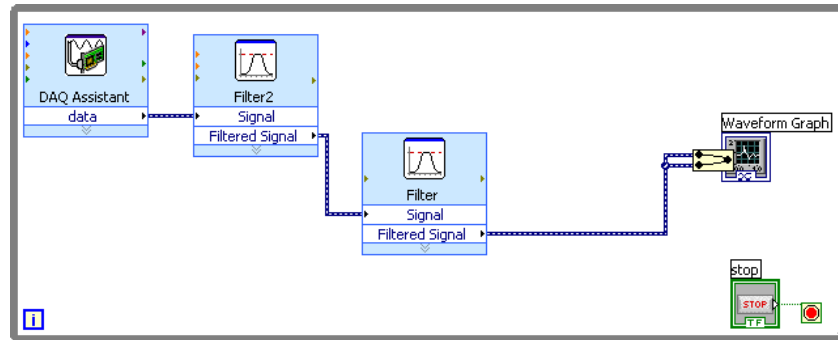
-Protocolo VI que proporciona un filtro supresor de banda con frecuencias de corte entre

59 y 61 Hz con característica de Bessel y de orden 8.

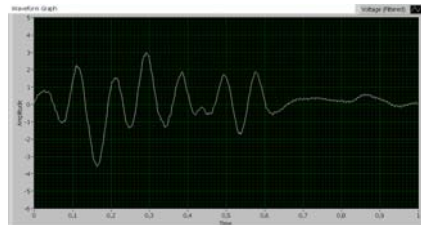
-Protocolo VI que proporciona un filtro suavizador.

-Protocolo VI de visualización.

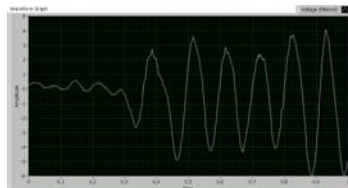
Todo bajo una estructura "WHILE LOOP"



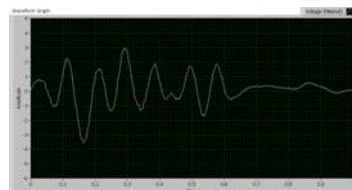
Esquema 29.
Diagrama de Bloques de la Aplicación



Plena Fza



Fza Arriba



Esquema 30.
Panel Frontal de la Aplicación

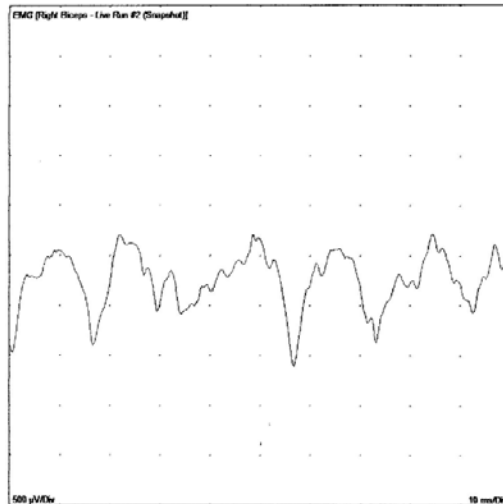
Pruebas preliminares de EMG con equipo Cadwell.

Patient: Gómez , Jorge Iván

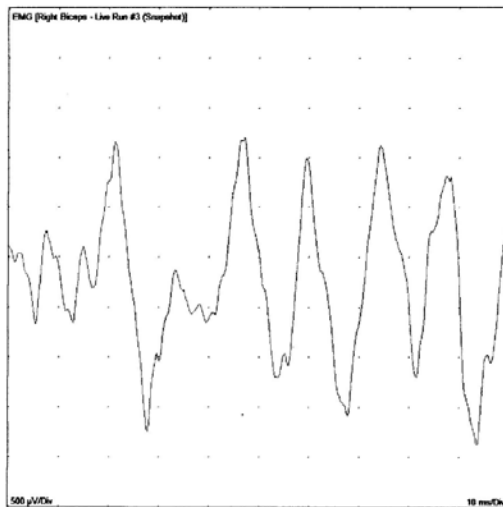
Test Date: 09/05/2007

Page 2

En contracción mínima



En contracción máxima



Alejandro Vera MD

Esquema 31
Captura de señal EMG de bíceps en equipo Cadwell.

Comparación de la señal electromiográfica.

La descripción a continuación, es una comparación con respecto a un equipo EMG diseñado por la empresa americana Cadwell, Vs equipo diseñado por Jorge Iván. El análisis y comparación es realizado por el Dr. en neurociencias Oscar Moscoso, y el Médico jefe del laboratorio electromiográfico de la Universidad Autónoma de Manizales, Alejandro Vera.

A continuación se da paso a la comparación y descripción de la señal EMG.

La EMG es el estudio de la actividad eléctrica de los músculos del esqueleto. Proporciona información muy útil sobre su estado fisiológico y el de los nervios que los activan. Permite la localización (en el caso, por ejemplo, de parálisis musculares), del lugar de la lesión, que puede estar en el encéfalo, la médula espinal, el axón, la unión neuromuscular o las propias fibras musculares. El primer estudio en profundidad del electromiograma (EMG) fue llevado a cabo por Piper en 1912, quien registró potenciales durante la contracción voluntaria empleando electrodos de superficie y un galvanómetro de hilo. Posteriormente, en 1929, Adrian y Broke introdujeron el electrodo concéntrico de aguja que hizo posible, conjuntamente con el osciloscopio de rayos catódicos y los amplificadores electrónicos, el estudio de potenciales de acción de unidades motrices y de fibras únicas.

CARACTERÍSTICAS DEL REGISTRO DEL ELECTROMIÓGRAFO "JORGE IVÁN"

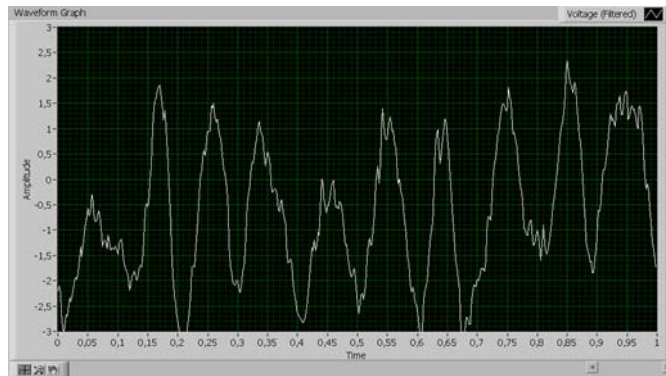
A) Morfología del potencial.

Se trata de una forma bifásica con fase terminal de poca amplitud y larga duración. La duración es de 1 milisegundo y la amplitud es de 1 milivoltio.

B) Cuando se estimula una fibra única el estímulo también alcanza a una segunda fibra de la misma unidad motora. Esta, normalmente responde con un potencial similar al registrado en la primera fibra, aunque suele presentar menor amplitud. El tiempo que transcurre entre los dos potenciales es el intervalo interpotencial y puede alcanzar varios milisegundos. Una propiedad de este intervalo es que normalmente es muy estable entre descargas sucesivas. Esto se ve muy bien si el primer potencial es utilizado para disparar el barrido del registro oscilográfico. En estas circunstancias, el primer potencial se registra perfectamente estable al principio de cada barrido, pero el segundo se ve oscilar levemente,

dependiendo de las pequeñas variaciones en el intervalo interpotencial

(SE ANEXAN FIGURAS DEL LOS REGISTROS).



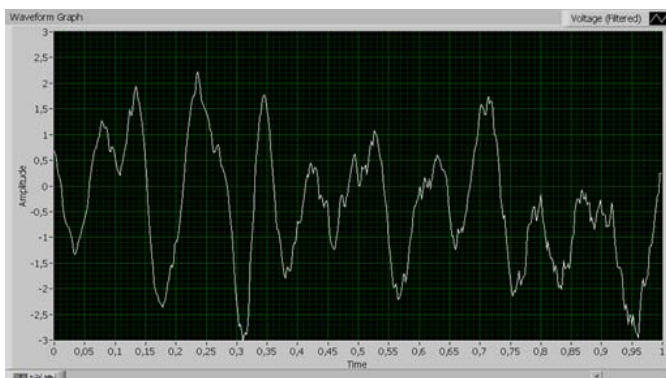
Esquema 32

Prueba de EMG "DISEÑO DE JORGE" al paciente Oscar Moscoso en contracción máxima



Esquema 33

Prueba de EMG "DISEÑO DE JORGE" al paciente Oscar Moscoso en contracción mínima



Esquema 34

Prueba de EMG "DISEÑO DE JORGE" al paciente Oscar Moscoso en contracción mínima en incremento

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MANIZALES
 DEPARTAMENTO DE CIENCIAS BÁSICAS BIOLÓGICAS
 IPS UAM
 LABORATORIO DE NEUROFISIOLOGIA
 Antigua Estación del Ferrocarril. Tel.: 8810450, 8810011
 Manizales.

Test Date: 04/02/2009

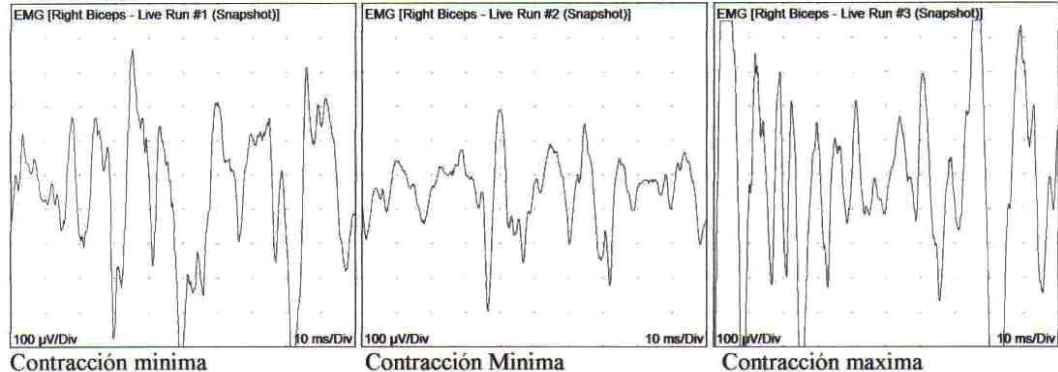
Paciente: Oscar Hernan Moscoso	Edad: unknown	Realizado por:
Ariza		Doctor.
Sexo: Male	Altura:	Rmte:
ID#:	Peso:	Técnico:

Historia del Paciente :

EMG

Side	Muscle	Nerve	Root	Ins Act	Fibs	Psw	Amp	Dur	Poly	Recrt	Int Pat	Comment
Right	Biceps	Musculocut	C5-6	Nml	Nml	Nml	Nml	Nml	0	Nml	Nml	

Waveforms:



Medicamentos :

Hallazgos :

Conclusiones :

Esquema 35

Captura de señal prueba de EMG de bíceps al paciente Oscar Moscoso en equipo Cadwell.

En los casos en los que la sinapsis neuromuscular se encuentra perturbada, el electromiógrafo "JORGE", muestra el intervalo entre las dos respuestas más variable y se puede ver el segundo potencial adelantándose unas veces y retrasándose otras, es decir, el intervalo aumenta en variabilidad.

En los registros del electromiógrafo "JORGE" se obtiene un registro en el que se activan claramente dos fibras pertenecientes a una misma unidad motora. Entonces se tomarán medidas del intervalo entre un cierto número de casos restándose cada vez un intervalo del siguiente y anotándose el valor absoluto de estas diferencias. Estos valores absolutos se suman y se dividen por el número de casos estudiados con lo que se obtiene la diferencia promedio. Para un músculo normal este promedio es de 20 microsegundos; en valores superiores a los 50 microsegundos en más del 5-10% de las unidades se deben considerar patológicos.

Con el electromiógrafo "JORGE" se podrá realizar el diagnóstico de las diversas enfermedades del sistema muscular esquelético. Mediante la utilización de electrodos, la prueba se vale del registro y análisis de la actividad eléctrica que generan los músculos para identificar posibles trastornos neurológicos. Igualmente, este electromiógrafo se podría utilizar en el diagnóstico del síndrome del túnel carpiano, presente en el 10% de la población, o las distrofias musculares, enfermedades hereditarias menos frecuentes, pero que ocasionan una importante invalidez. Es también una tecnología para ser utilizada en los laboratorios de kinesiología para valorar los patrones de marcha.

COSTOS DE PROTOTIPADO EMG		
<i>Materiales directos</i>		
Inventario de materiales		\$ 0
Compras de Materiales		
Integrados operacionales Buffers y filtros	\$ 16.800	
Opto-Aislador	\$ 46.200	
Amplificadores de instrumentación	\$ 88.200	
Tarjeta de Adquisición de Datos	\$ 650.000	
Conectores y Tarjeta de prototipado	\$ 15.800	
Coraza	\$ 21.000	
Mas Fletes en Compras	<u>\$ 30.080</u>	
Compras Brutas	\$ 868.080	
Menos devoluciones y Rebajas en Compras		
Compras Netas	<u>\$ 868.080</u>	
Total Materiales Disponibles para el Uso	\$ 868.080	
Menos Inventario Materiales		
Total Materiales Usados		
Menos Materiales Indirectos Usados	<u>\$ 4.500</u>	
Total Materiales Directos Usados		\$ 863.580
<i>Mano de Obra Directa</i>		
Nómina de Fábrica	\$ 12.000	
Menos Mano de Obra Indirecta	<u>\$ 0</u>	
Total Mano de Obra Directa		\$ 12.000
<i>Costos Generales de Fabricación</i>		
Materiales Indirectos	\$ 0	
Mano de Obra Indirecta	\$ 0	
Arrendamientos	\$ 0	
Depreciación	\$ 0	
Agua Luz Telefonos	\$ 0	
Seguros	<u>\$ 0</u>	
Total Costos Generales de Fabricación		\$ 0
Total Costo de Producción		\$ 875.580

Tabla # 8
Costos de prototipado EMG

PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA INFORMACIÓN RECOGIDA.

Diseño del Sistema de Relajación Mediante Bio-Retroalimentación GSR.

El lenguaje corporal.

Cuando el ser humano se encuentra bajo estrés extremo, el cuerpo se adapta de maneras por demás muy notorias. El corazón palpita, las manos sudan y se enfrían, los músculos se tensionan y el cuerpo secreta una cantidad extra de adrenalina. Pero no todas las formas de estrés son extremas. Desafortunadamente, lo que desgasta al ser humano son los niveles bajos de estrés que se presenta de manera constante y que la mayoría de los individuos aceptan como algo inevitable; el organismo responde a esta clase de estrés con cambios más sutiles que generalmente pasan desapercibidos. En la actualidad la bio-retroalimentación permite observar y modificar estas respuestas.

La bio-retroalimentación explicada en pocas palabras

La bio-retroalimentación constituye un nuevo campo científico muy interesante que involucra la fisiología y la psicología. La técnica de bio-retroalimentación utiliza la electrónica para detectar y amplificar las actividades corporales internas, que generalmente son demasiado sutiles para el ser humano, de ahí que la idea es tratar de percibir estas señales, de manera normal. Una vez que se está en capacidad de observar estas actividades, se puede entonces tratar de modificarlas; Puesto que se está en la idoneidad de percibir la señal de manera inmediata, y por lo tanto es posible controlarla corporalmente, mediante la relajación.

Escuche lo que dice la piel.

Una de las formas principales como el organismo reacciona ante la tensión y el estrés, es a través de la piel, lo que los científicos denominan resistencia galvánica de la piel. Esta resistencia galvánica de la piel o GSR consiste en una reflexión de las variaciones en la actividad de las glándulas sudoríparas y de los poros, ambos controlados por el sistema nervioso simpático. Cuando se experimenta presión, temor o perturbación, el sistema activa los cambios químicos y físicos en todo el organismo y por ende también cambia la resistencia galvánica de la piel. La resistencia galvánica de la piel aumenta cuando la persona está calmada y relajada. Cuando la persona esta tensa, así sea muy poco, la resistencia de la piel disminuye. Al ser capaz la piel de captar estos incrementos y estas disminuciones, el ser humano puede de manera consiente controlar el estado interno tanto de la mente como del cuerpo, y de ésta manera ayuda a desarrollar la habilidad necesaria para controlar la tensión y el estrés.

Un dispositivo GSR.

Los psicólogos han estado monitoreando la resistencia galvánica de la piel con el propósito de medir la actividad del sistema nervioso durante más de 65 años. Los primeros instrumentos utilizados correspondían a un primer medidor eléctrico conocido como galvanómetro. El científico italiano del siglo XVIII, Luigi Galvani,

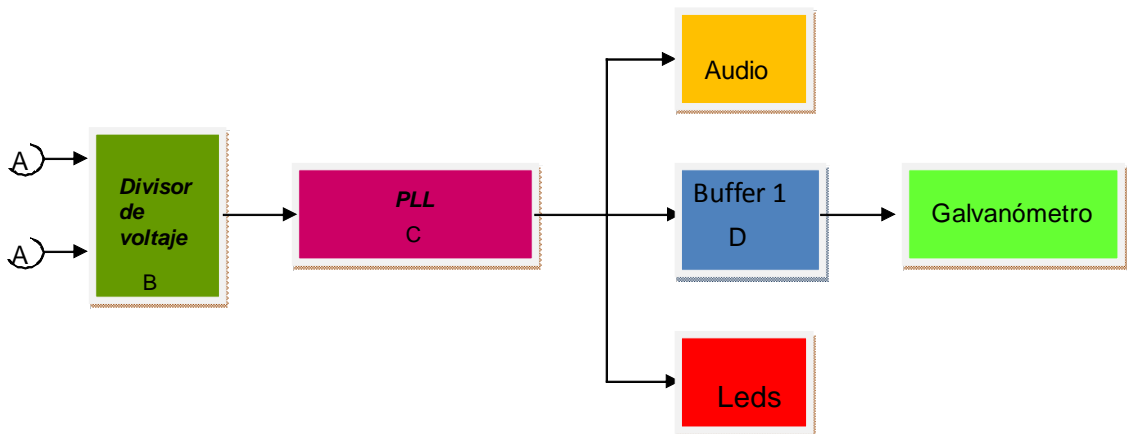
contribuyó a dar el nombre de GSR (Resistencia Galvánica de la Piel), al medidor de resistencia galvánica. En la década de los años 1950, se mejoraron significativamente los equipos para medir la GSR, y algunos de ellos eran aun incómodos y complicados; además de ser de uso exclusivamente del personal profesional y de investigación.

El diseño del sistema de relajación se basa en un la GSR y es necesario llevar a cabo una serie de etapas, cada una con función específica, y que son descritas a continuación:

PASO A

Esquema global.

- A. Detección de la señal.
- B. Operación de dividir el voltaje.
- C. Etapa de Fijación de Fase PLL.
- D. Etapa de Acople de impedancia (Buffer).
- E. Indicadores de
 - Audio.
 - Lumínicos.
 - Aguja.



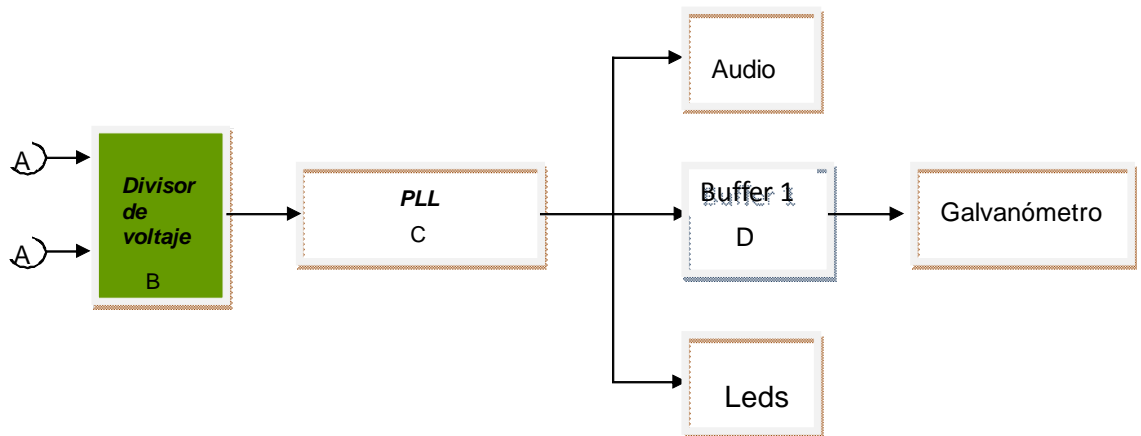
Esquema 36.

Diagrama global del sistema de relajación mediante bio-retroalimentación

PASO B.

Análisis por etapas.

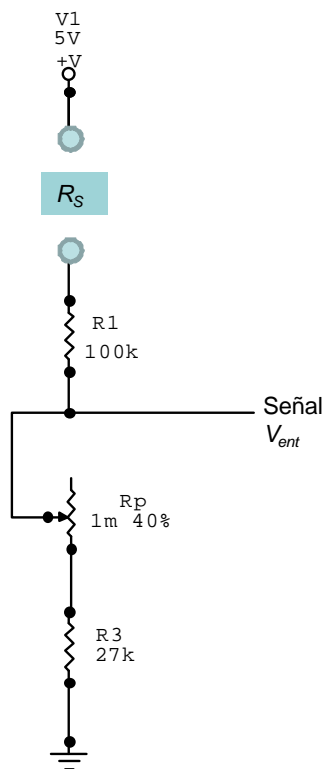
- A. Detección de la señal.
- B. Operación de dividir el voltaje.



Esquema 37.

Etapas de detección de la señal; y operación de dividir el voltaje.

En el divisor de voltaje se configura un circuito como lo muestra el esquema a continuación.



Esquema 38.

Microdiseño de divisor de voltaje.

$$-V_1 + iR_s + iR_1 + iR_p + iR_3 = 0$$

$$-5v + iR_s + i * 100k\Omega + iR_p + iR_3 = 0$$

$$5v = i(R_s + 100k\Omega + R_p + 27k\Omega)$$

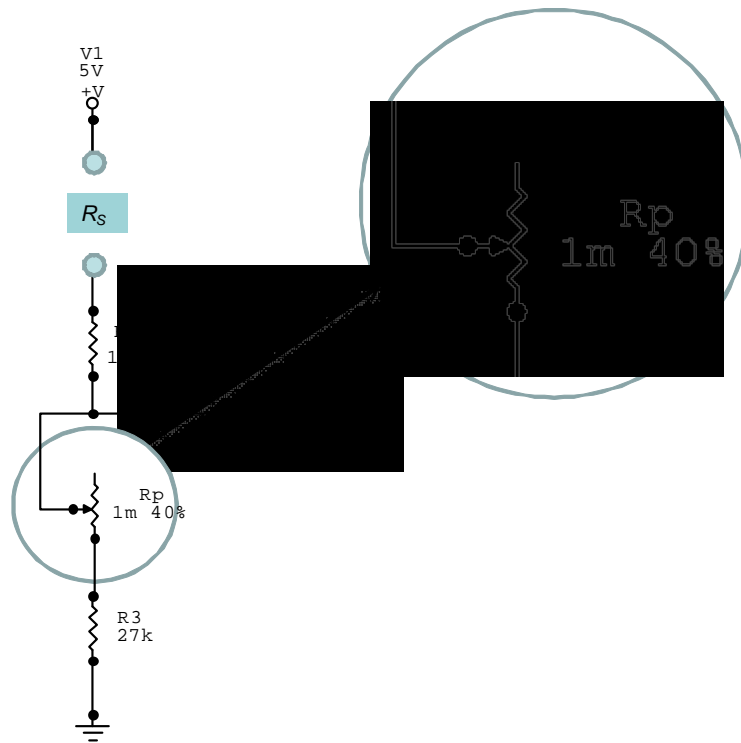
$$i = \frac{V_{ent}}{R_p + R_3} \rightarrow i = \frac{V_{ent}}{R_p + 27k\Omega}$$

Reemplazando

$$5v = \frac{V_{ent}}{R_p + 27k\Omega} (R_s + 100k\Omega + R_p + 27k\Omega)$$

$$V_{ent} = \frac{(R_p + 27k\Omega)}{(R_s + 100k\Omega + R_p + 27k\Omega)} * 5v$$

R_p es el valor de la resistencia del potenciómetro. Esta resistencia variable se puede calcular como.



Esquema 39.

Microdiseño de divisor de voltaje, y cálculo de la resistencia variable

$$R_p = R_X + (R_p - R_X)$$

$$R_p = 1m\Omega * \frac{X_{PARTE}}{X_{TOTAL}}$$

Si $X_{PARTE} = 20$, y $X_{TOTAL} = 30$

$$R_p = 1m\Omega * \frac{20}{30} = 0.66667m\Omega$$

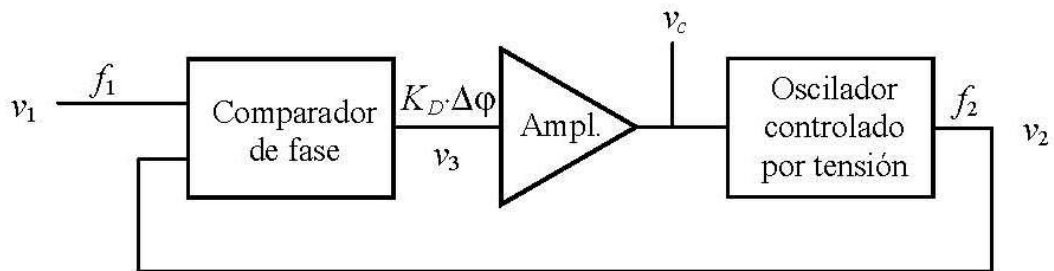
Completando la ecuación con fracciones

$$R_p = 1m\Omega * \frac{1*10^6\Omega}{1m\Omega} * \frac{1k\Omega}{1*10^3\Omega} = 1000.0k\Omega * \frac{X_{PARTE}}{X_{TOTAL}}$$

$$V_{ent} = \frac{(1000.0k\Omega + 27k\Omega)}{(R_s + 100k\Omega + (1000.0k\Omega * \frac{X_{PARTE}}{X_{TOTAL}}) + 27k\Omega)} * 5v$$

C. Etapa de Fijación de Fase PLL.

Un lazo de fijación de fase (PLL, siglas en inglés de phase locked loop) es un circuito capaz de generar una oscilación cuya fase con respecto a una señal de entrada se mantiene acotada, contando para ello con una realimentación que compara la fase de las dos señales y actúa modificando la frecuencia de la oscilación generada. En el *esquema 40* a continuación se muestra un dibujo muy simplificado del mismo.



Esquema 40.

Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase

El comparador de fase produce idealmente una señal $KD \cdot \Delta\phi$, proporcional a la diferencia de fase entre la señal de entrada v_1 y la señal v_2 generada por el oscilador controlado por tensión (VCO, siglas en inglés de voltage-controlled oscillator); quien retroalimenta la señal al comparador de fase para luego ser ampliada por el circuito amplificador, al cual en su salida converge la entrada v_c del VCO. Este último produce una frecuencia f_2 que varía linealmente con v_c . La situación de equilibrio se alcanza cuando la señal $KD \cdot \Delta\phi$ ampliada por el amplificador es tal que, aplicada al VCO, hace que éste oscile exactamente a la misma frecuencia que la entrada. En efecto, si fuera, por ejemplo, $f_1 > f_2$, la diferencia de fase iría en aumento, lo cual haría que f_2 aumentara, tendiendo a acercarse a f_1 ; y a la inversa si $f_1 < f_2$. Una primera aplicación interesante de este dispositivo es la demodulación de una señal de frecuencia modulada, ya que v_c es proporcional a f_2 , y por lo tanto a f_1 . Existen, otras aplicaciones, como la multiplicación de frecuencias, o la recuperación del tono piloto en las señales de FM estereofónicas.

Estructura real de un PLL

En el esquema simplificado de la *figura 40* se supuso la existencia de un elemento de circuito capaz de comparar directamente las fases de las dos señales, produciendo una señal proporcional a la diferencia de fases, $KD \cdot \Delta\phi$. Desafortunadamente no es posible construir tal dispositivo, por lo cual se le reemplaza por un circuito multiplicador denominado detector de fase multiplicativo, seguido por un filtro pasabajos. Si se supone que las dos señales que ingresan al mismo son

$$v_1(t) = V_1 \sin \omega_1 t \quad (1)$$

$$v_2(t) = V_2 \sin \omega_2 t, \quad (2)$$

Entonces, la multiplicación de estas señales, aplicando conocidas identidades trigonométricas, conduce a.

$$v_3(t) = Kv_1(t)v_2(t) = \frac{K}{2}V_1V_2[\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \sin(\omega_1 + \omega_2)t]. \quad (3)$$

Si se supone que $\omega_1 - \omega_2 \ll \omega_1 + \omega_2$, y que el filtro pasa bajos tiene su frecuencia de corte entre estas dos frecuencias; la frecuencia $\omega_1 + \omega_2$ se elimina, y entonces se puede concluir que

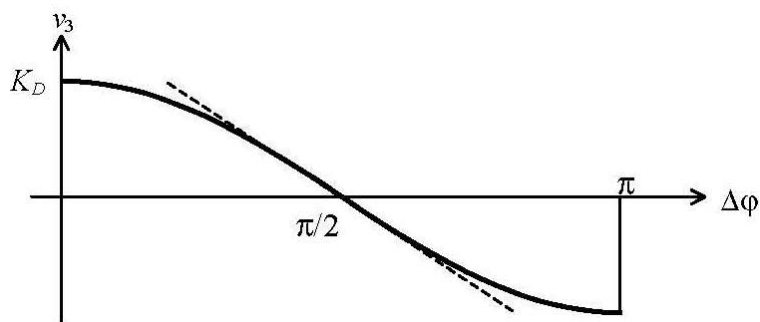
$$v_3(t) \cong \frac{K}{2}V_1V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t. \quad (4)$$

Pero $(\omega_1 - \omega_2)t$ es precisamente la diferencia de fase $\Delta\varphi$ entre ambas señales, de donde

$$v_3(t) \cong \frac{K}{2}V_1V_2 \cos \Delta\varphi. \quad (5)$$

Esta relación se representa en el *esquema 41*, donde se observa además, que en las proximidades de $\pi/2$ la relación es bastante lineal. En ese caso es posible aproximar aún más la ecuación (5), que queda:

$$v_3(t) \cong \frac{K}{2}V_1V_2(\pi/2 - \Delta\varphi) = K_D (\pi/2 - \Delta\varphi). \quad (6)$$



Esquema 41.

Relación cosenoidal entre la salida v_3 y la diferencia de la fase $\Delta\varphi$ entre las señal de entrada y la VCO.

La línea de trazos es la aproximación lineal

La alinealidad puede eliminarse si en lugar de utilizar un multiplicador lineal se utiliza un circuito de tipo OR-exclusivo, cuya respuesta es

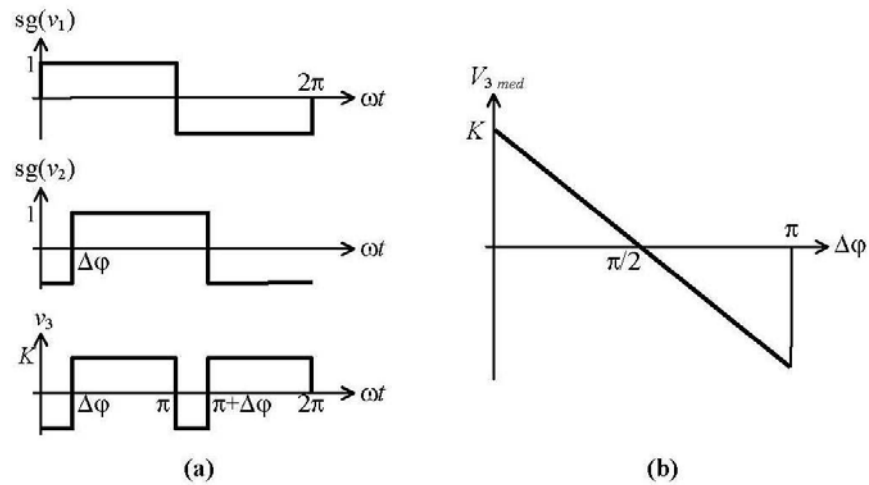
$$v_3(t) \cong Ksg(v_1(t))sg(v_2(t)), \quad (7)$$

Donde $sg(x)$ es la función signo. Suponiendo que las dos señales tienen semiperíodos simétricos y que tienen un desfase $\Delta\varphi$, como se muestra en el *esquema 42(a)*; se puede calcular el valor medio en un periodo como

$$V_{3med} = \frac{1}{T} \int_0^T v_3(t) dt = \frac{K(\pi - \Delta\varphi) - K\Delta\varphi}{\pi}$$

$$V_{3med} = \frac{2K}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi \right] \quad (8)$$

Esta relación se indica en el *esquema 42(b)*.



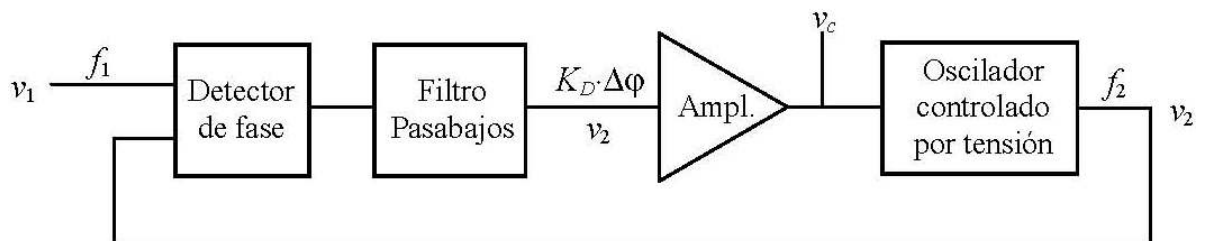
Esquema 42.

Operación de un detector de fase OR-exclusivo.

(a) Forma de onda previa al filtrado.

(b) Relación lineal entre la fase y la componente de baja frecuencia.

Lo anterior demuestra que en el *Esquema 40* se puede sustituir el comparador de fase por un detector de fase multiplicativo y un filtro pasa bajos, como se ve en el *Esquema 43*.



Esquema 43.

Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase poniendo de manifiesto la estructura del comparador de fase.

NOTA: El razonamiento anterior se hizo suponiendo que tanto ω_1 como ω_2 eran

constantes. Si son variables, ya no es cierto que $\varphi = \omega t$, sino que $\varphi = \int \omega dt$, o, lo mismo es, $\omega(t) = \varphi'(t)$

La aproximación (6) es válida sólo cuando la diferencia de fase se encuentra próxima a $\pi/2$. Para diferencias de fase cercanas a π ó a 0 el comparador de fase exhibe un comportamiento no lineal y tiende a saturarse; en este caso simplemente, la realimentación se interrumpe, las frecuencias dejan de ser iguales, y entonces la fase salta periódicamente entre valores positivos y negativos, tendiendo a un promedio nulo. Lo mismo sucede en el caso del detector OR-exclusivo cuando el desfase intenta ir por debajo de 0 ó por encima de π . En este caso se dice que el PLL funciona desenganchado. Dado que el VCO recibe una tensión nula, en el caso ideal produciría a su salida una señal de frecuencia también nula. Sin embargo, por razones de orden práctico conviene que, con entrada nula, se genere alguna frecuencia no nula, que se denomina frecuencia libre.

PLL en seguimiento

En la zona de operación lineal del detector de fase (zona de seguimiento) el PLL se comporta como un sistema lineal y es posible determinar su transferencia frecuencia-tensión por medio de la teoría de sistemas lineales. Para ello es conveniente tener en cuenta la relación que existe entre la fase y la frecuencia, ya que la “entrada” del sistema será la frecuencia de la señal de entrada, mientras que la comparación se efectuará en fase.

Se Tiene:

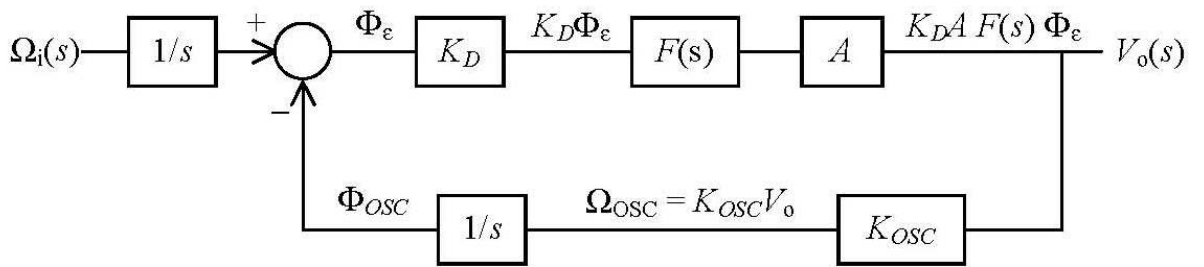
$$\varphi = \int \omega(t)dt \quad (9)$$

Que en transformada de Laplace corresponde a

$$\Phi(s) = \frac{1}{s}\Omega(s) \quad (10)$$

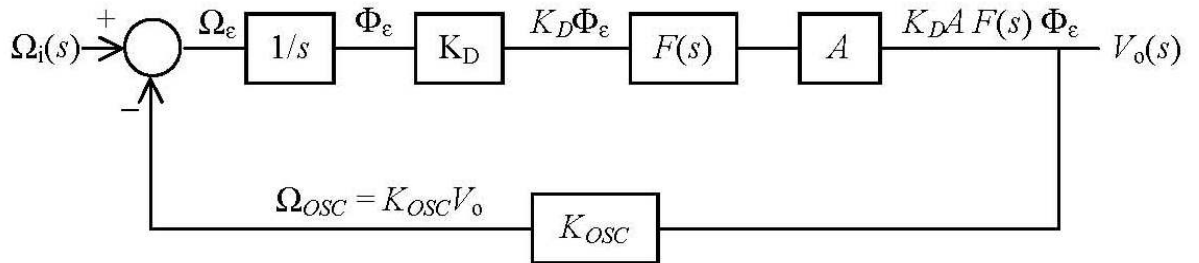
Con el fin de evitar confusiones, es importante señalar que en este tipo muy particular de sistemas se considera que la señal de entrada es una frecuencia, que a su vez podría variar periódicamente con otra frecuencia. Por ejemplo, físicamente podría tratarse de una señal senoidal cuya frecuencia varía entre $9kHz$ y $11kHz$ a razón de 100 veces por segundo, es decir, una portadora de $10kHz$ modulada en frecuencia mediante una señal moduladora de $100Hz$. Para el PLL, la señal será la frecuencia variable entre $9kHz$ y $11kHz$, y su frecuencia será $100Hz$. La frecuencia implícita en la variable de Laplace “s”, corresponde a ésta última, es decir, la periodicidad con que varía la frecuencia.

En el *Esquema 44* se muestra la interconexión de bloques resultante, obtenida reordenando los bloques del *Esquema 42*, e incluyendo la relación (10). $F(s)$ es la función de transferencia del filtro. En el *Esquema 45*, las dos integraciones $1/s$ han quedado absorbidas en una sola dentro del camino directo. Del *esquema 45* puede obtenerse la función de transferencia del PLL aplicando la fórmula para la transferencia de un sistema realimentado:



Esquema 44.

Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase linealizado.
 (a) Poniendo de manifiesto la relación entre frecuencia y fase.



Esquema 45.

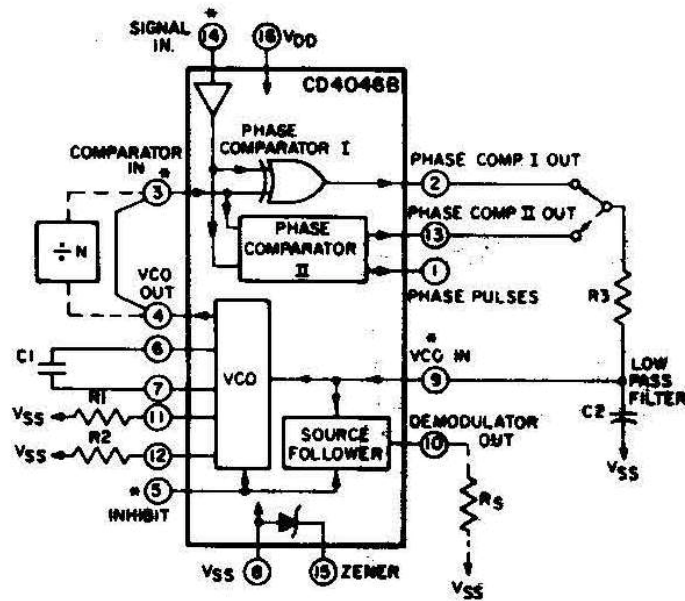
Diagrama esquemático de un lazo de fijación de fase linealizado.
 (b) Reordenado para simplificar el análisis.

$$F(T) = \frac{V_o(s)}{\Omega_i(s)}$$

$$\frac{V_o(s)}{\Omega_i(s)} = \frac{\frac{K_{DA}}{s} F(s)}{1 + \frac{K_{OSC} K_{DA}}{s} F(s)} = \frac{1}{K_{OSC}} \frac{1}{1 + \frac{s}{K_{OSC} K_{DA}} \frac{1}{F(s)}}$$

Ecuación de la función de transferencia.

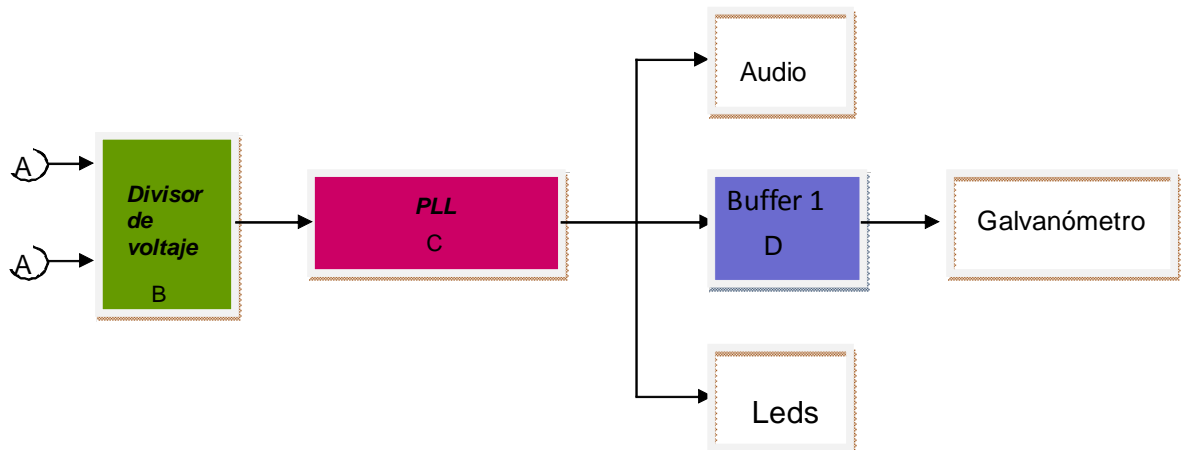
En esta etapa de fijación de fase se utilizará un PLL de referencia CD4046B (ver apéndice I Phase-Locked loop (PLL) CD4046B).



Esquema 46.
Microdiseño del PLL de referencia CD4046B

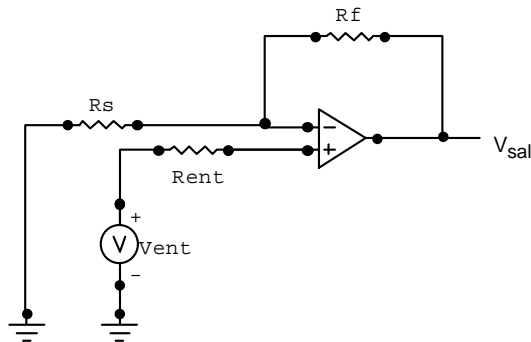
D. Etapa de Acople de impedancia (Buffer).

Lo que se busca en esta etapa es acoplar la impedancia para la conexión de un galvanómetro D'Arsonval cuya escala máxima es de $150\mu A$.



Esquema 47.
Etapa de Acople de impedancia (Buffer).

Para ajustar impedancias, se configura un circuito amplificador no inversor como lo muestra el esquema a continuación



Esquema 48
Configuración de un circuito amplificador no inversor

$$V_{sal} = \frac{R_s + R_f}{R_s} V_{ent}$$

$$A_{cl} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{R_s}{R_s} + \frac{R_f}{R_s}$$

$$A_{cl} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = 1 + \frac{R_f}{R_s}$$

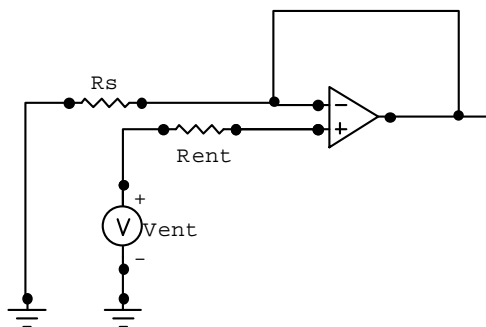
La ganancia de lazo cerrado del amplificador no inversor siempre es mayor que la unidad.

En dicha ganancia no aparece el signo menos delante de ella, por lo tanto, en este amplificador no se produce ningún cambio de ángulo de fase entre la salida y la entrada.

Si al circuito amplificador no inversor se nomina $R_f = 0$, la ecuación se resume a

$$A_{cl} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = 1$$

Y la configuración gráfica queda



Esquema 49
Configuración de un circuito amplificador seguidor de tensión.

La anterior configuración es llamada seguidor de tensión, separador o Buffer.

A primera vista parece no tener interés electrónico el seguidor de tensión, al tener una ganancia en lazo cerrado unitaria, no tendría ningún interés desde el punto de

vista electrónico,

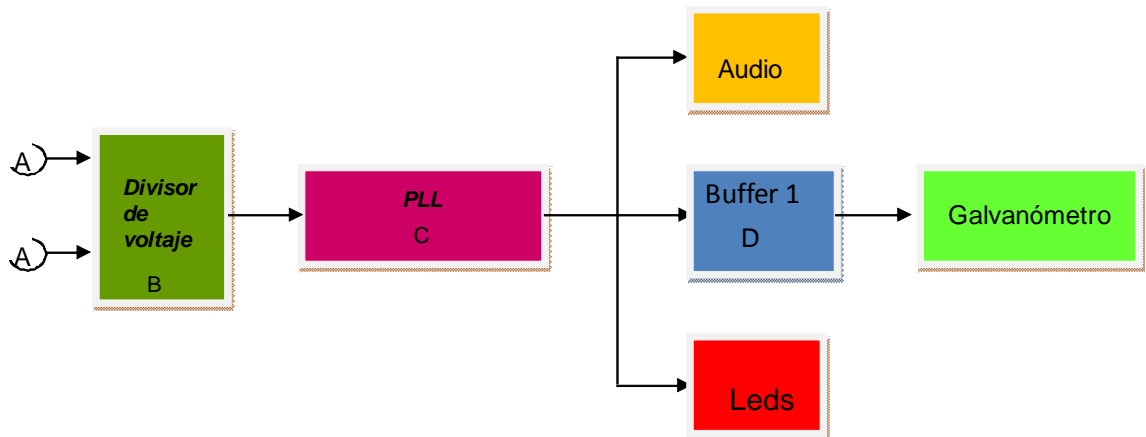
Pero el hecho de tener una corriente de entrada cero ($I_S = 0$), permite acoplar una fuente de tensión con resistencia de entrada relativamente elevada a una carga con resistencia relativamente baja, sin que se produzca el efecto de carga.

El seguidor de tensión produce un aislamiento eléctrico entre la fuente y la carga. Por este motivo al seguidor de tensión también se le llama separador o buffer.

En esta etapa de acople de impedancia se utilizará un amplificador operacional de referencia *LM308N* (ver apéndice *J Operational Amplifiers LM108/LM208/LM308*).

E. Indicadores de

- Audio.
- Lumínicos.
- Aguja.



Esquema 50
Indicadores de Audio, Lumínicos, Aguja.

COSTOS DE PROTOTIPADO GSR		
<i>Materiales directos</i>		
Inventario de materiales		\$ 0
Compras de Materiales		
Galvanómetro	\$ 16.000	
PLL	\$ 3.900	
Amplificadores de instrumentación	\$ 27.600	
Conectores y Tarjeta de prototipado	\$ 15.800	
Coraza	\$ 21.000	
Mas Fletes en Compras	<u>\$ 13.488</u>	
Compras Brutas	\$ 97.788	
Menos devoluciones y Rebajas en Compras		
Compras Netas	<u>\$ 97.788</u>	
Total Materiales Disponibles para el Uso	\$ 97.788	
Menos Inventario Materiales	<u> </u>	
Total Materiales Usados		
Menos Materiales Indirectos Usados	<u>\$ 2.500</u>	
Total Materiales Directos Usados		\$ 95.288
<i>Mano de Obra Directa</i>		
Nómina de Fábrica	\$ 12.000	
Menos Mano de Obra Indirecta	<u>\$ 0</u>	
Total Mano de Obra Directa		\$ 12.000
<i>Costos Generales de Fabricación</i>		
Materiales Indirectos	\$ 0	
Mano de Obra Indirecta	\$ 0	
Arrendamientos	\$ 0	
Depreciación	\$ 0	
Agua Luz Telefonos	\$ 0	
Seguros	<u>\$ 0</u>	
Total Costos Generales de Fabricación		\$ 0
Total Costo de Producción		\$ 107.288

Tabla # 9
Costos de prototipado GSR

Hacia una Aplicación de la EMG.

En general la EMG de superficie, es utilizada para:

1. la evaluación y el diagnóstico clínico, estimando la fuerza y nivel de activación muscular.
2. Asistencia de los tratamientos de rehabilitación en estiramiento y dolor.
3. La concepción de elementos de control de dispositivos, que pueden tener múltiples aplicaciones en la ingeniería.
4. En la ingeniería biomédica, en especial en la biomecánica y en sectores específicos como la medicina y prótesis mioeléctricas.

La aplicación mostrada en este proyecto, va dirigida a la concepción de elementos de control de dispositivos, los cuales tienen múltiples aplicaciones en la ingeniería y la industria.

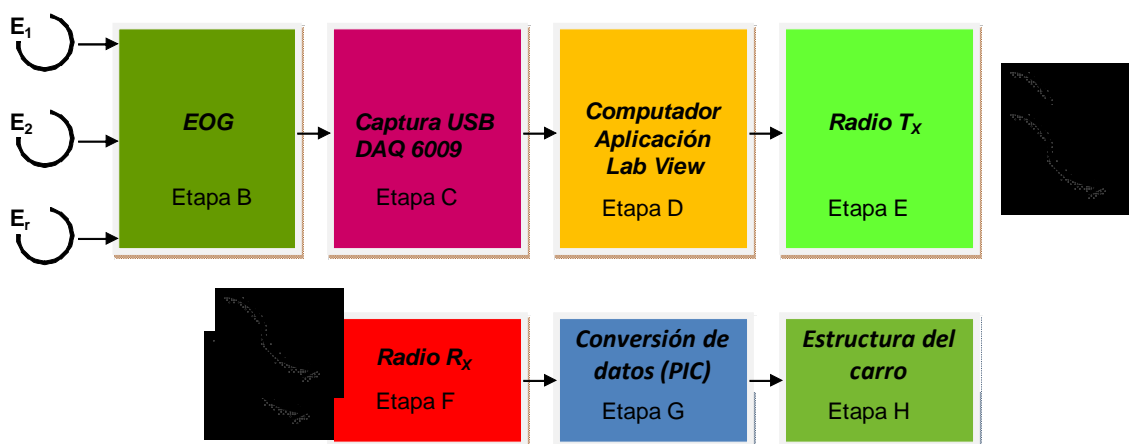
El objetivo de dicha aplicación es controlar un dispositivo electro-mecánico por medio de una señal EMG, utilizando Radio Frecuencia (RF)

Para la construcción de dicha aplicación, se realizan los siguientes pasos a saber.

PASO A.

Esquema global.

- A. Detección de la señal.
- B. Diseño de un EMG de superficie para la captura de señales musculares oculográficas (EOG).
- C. Captura de la señal (EOG) con USB 6009.
- D. Elaboración de aplicación en software Lab View.
- E. Entrada de entrada de la señal a radio transmisor (T_x).
- F. Captura de la señal a radio receptor (R_x).
- G. Etapa de conversión de datos (PIC).
- H. Puentes H sentidos de giro para motores eléctricos (estructura del carro).



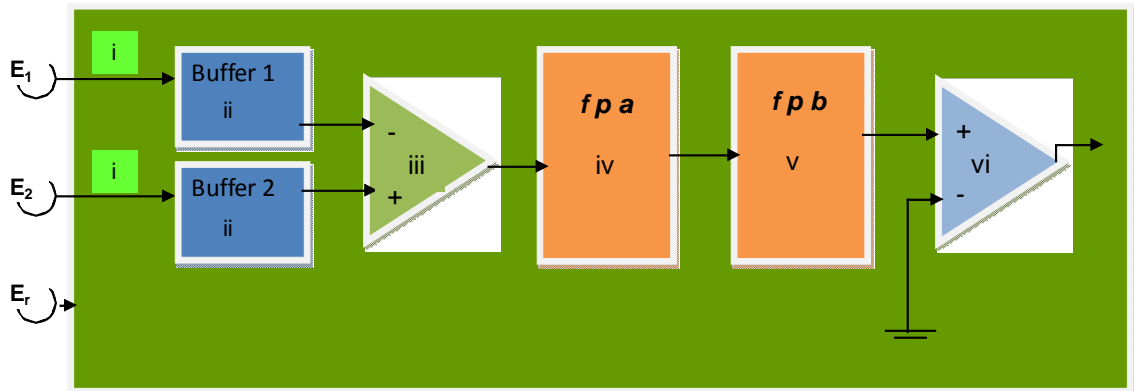
Esquema 52

Etapas totales de aplicación EMG

PASO B.

Análisis por etapas.

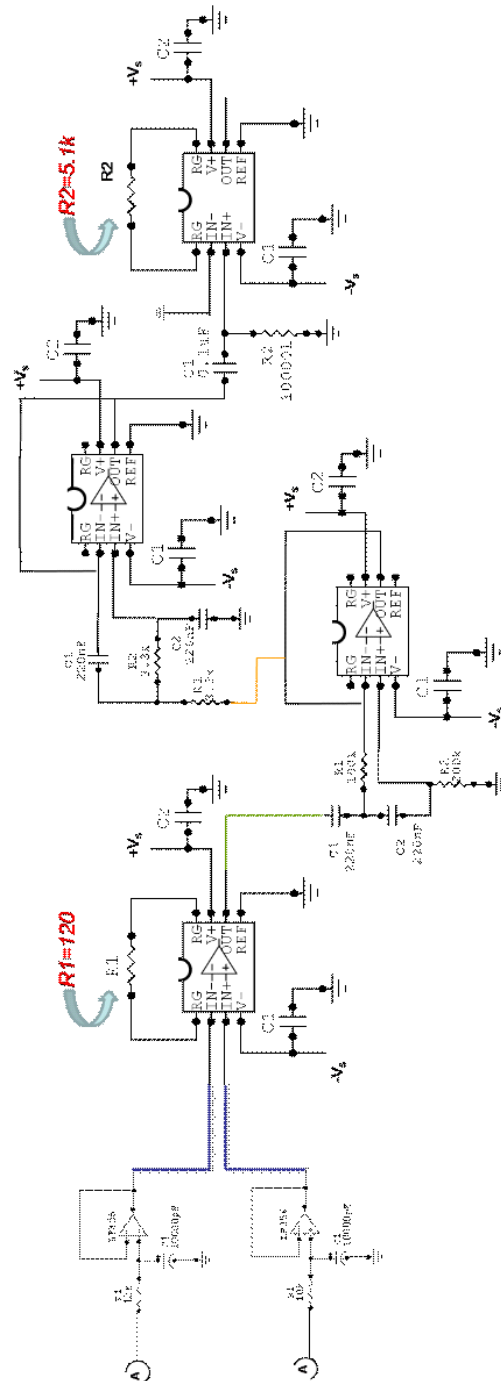
- A. Detección de la señal.
- B. Diseño de un EMG de superficie para la captura de señales musculares oculográficas (EOG).



Esquema 53
Etapas totales EOG

- i. Detección de la señal.
- ii. Ajuste de impedancias.
- iii. Primera etapa de amplificación (Ganancia 200).
- iv. Primera etapa de filtrado. (*ver apéndice D filtros activos*)
Filtro Pasa Altas.
- v. Segunda etapa de filtrado. (*ver apéndice D filtros activos*)
Filtro Pasa Bajas.
- vi. Segunda etapa de amplificación (Ganancia 10).

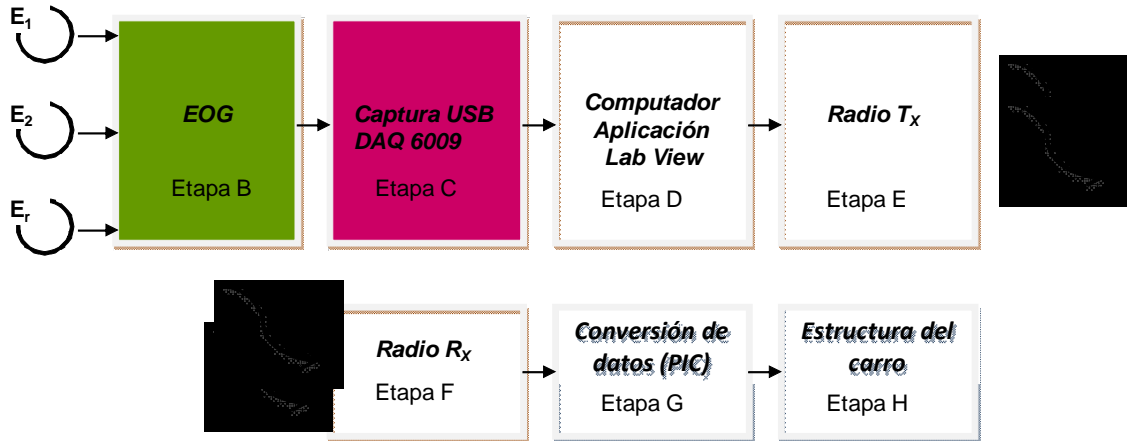
Microdiseño Etapa i, Etapa ii, Etapa iii, Etapa iv, Etapa v +Etapa vi



Esquema 54

Microdiseño Etapa i, Etapa ii, Etapa iii, Etapa iv, Etapa v +Etapa vi

C. Captura de la señal (EOG) con USB 6009.



Esquema 55

Captura de la señal (EOG) con tarjeta USB 6009.

El proceso de captura consiste en la adquisición de datos para obtener y generar información; para el caso en estudio, el equipo EOG utiliza una combinación de hardware y software apoyados en un PC para brindar un sistema de medida flexible y definido por el usuario.

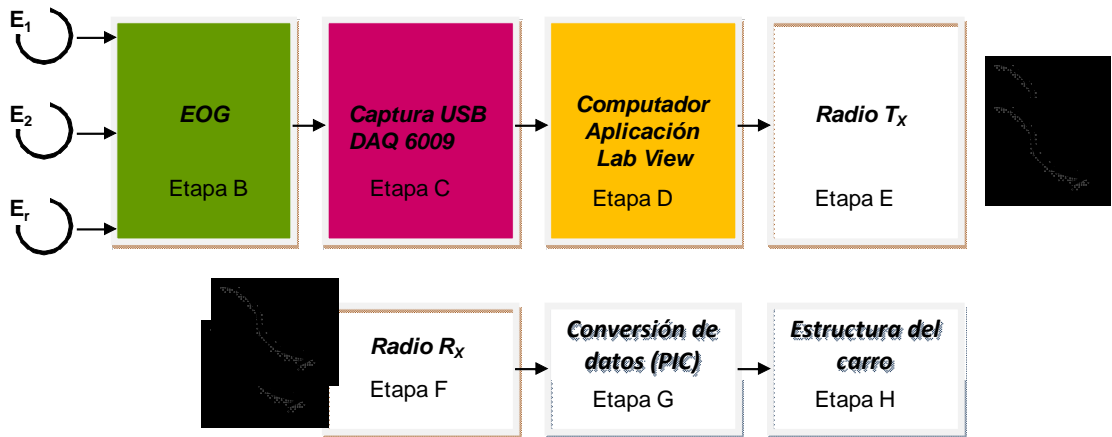
Para el proceso de captura de datos, se utilizará una tarjeta de adquisición de referencia USB-6009 de National Instruments, ésta brinda funcionalidad de adquisición de datos para aplicaciones básicas como registro de datos simples, medidas y experimentos.



Esquema 56

Hardware tarjeta 6009

D. Elaboración de aplicación en software Lab View.



Esquema 57
Elaboración de aplicación en software Lab View.

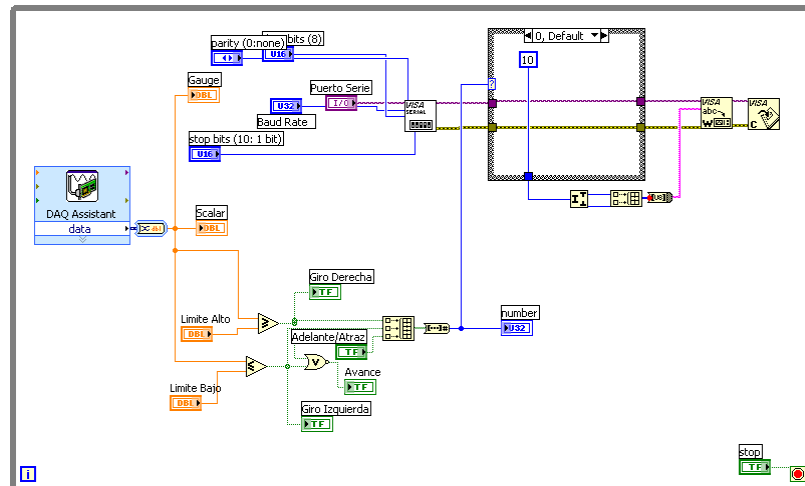
En esta etapa se busca:

Capturar la señal procedente del EOG.

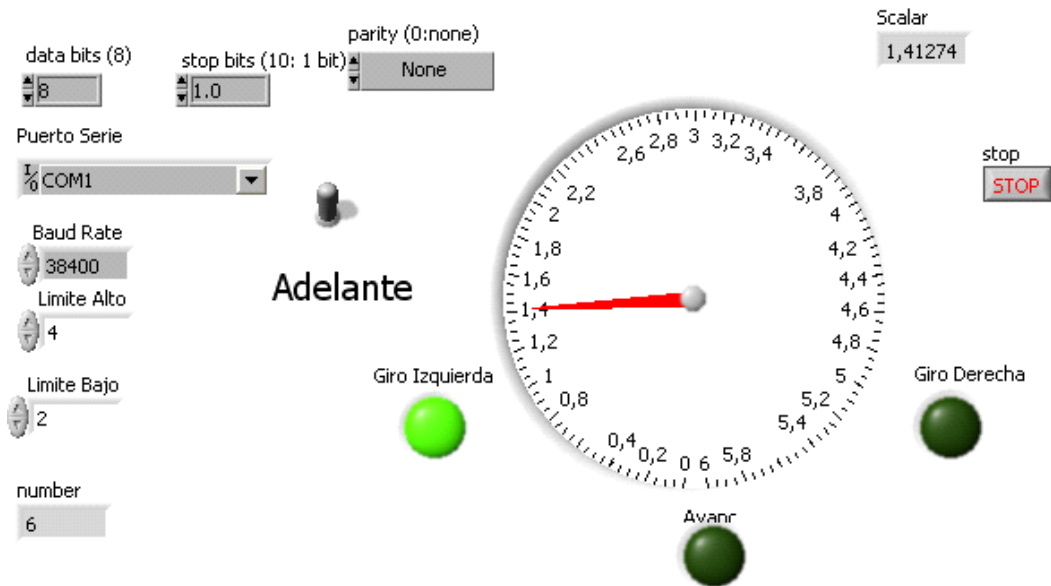
Mediante una aplicación comparadora de ventana elaborada en Lab View se le pregunta al programa

- Si la señal está entre 3.5 y 2.0 voltios, envíe datos y avance linealmente.
- Si la señal es mayor a 3.5 voltios, envíe datos y gire a la derecha.
- Si la señal es menor a 2.0 voltios, envíe datos y gire a la izquierda.

El programa de aplicación en Lab View se visualiza a continuación.



Esquema 58.
Diagrama de Bloques de la Aplicación

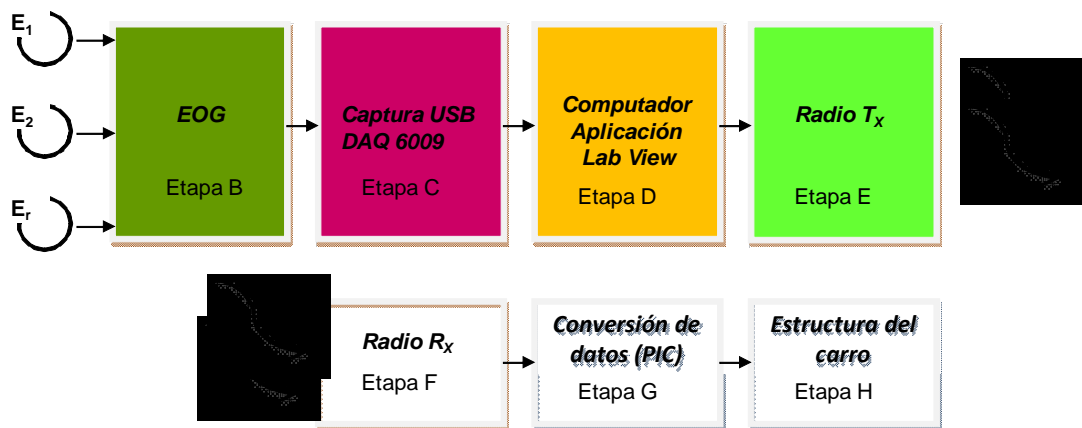


Esquema 59.
Panel Frontal de la Aplicación

E. Entrada de la señal a radio transmisor TX.

La finalidad de esta etapa es poder comunicar un PC (*en este caso un computador portátil con una aplicación en Lab View*) con un microcontrolador (PIC 18F4455) mediante tecnología de RF.

En la siguiente figura se esquematiza el montaje:



Esquema 60.

Etapa de entrada de la señal a radio transmisor TX.

Actualmente existen en el mercado una serie de tecnologías mediante las cuales se puede enviar información o incluso realizar conexiones entre diferentes equipos electrónicos, sin la necesidad del uso de cables pero funcionalmente eficientes, aunque su instalación y configuración implique algunos problemas de configuración.

De una forma fácil y sencilla, el mercado ofrece tecnologías inalámbricas como IrDa, pero aspectos como su ancho de banda o su operatividad (tiene que haber línea visual entre los dispositivos que se quieren comunicar) no han permitido el asentamiento esperado en el mercado. Por esta razón se concluye que un buen sistema vía radio de bajo costo para permitir la conectividad entre dispositivos de manera inalámbrica, puede ser la RF. Por ello, se utilizará para la aplicación el módulo inalámbrico 9XCite OEM RF, el cual fue diseñado para proporcionar comunicaciones inalámbricas de bajo costo. Este módulo RF es más pequeño que una tarjeta de crédito y el enlace inalámbrico entre dispositivos requieren una configuración mínima, y buena potencia. El módulo está optimizado para operar en el ISM (*Industrial, Scientific and Medical, las cuales son bandas reservadas internacionalmente para uso no comercial de radiofrecuencia electromagnética en áreas industrial, científica y médica. El uso de estas bandas de frecuencia está abierto a todo el mundo sin necesidad de licencia, respetando las regulaciones que limitan los niveles de potencia transmitida*) de 900 MHz para las bandas de frecuencia de uso aprobado en toda América del Norte.

En resumen, el Producto posee las siguientes especificaciones:

900 MHz de la frecuencia de funcionamiento en ISM, con 4 *mW* de potencia de salida (hasta 300 m de rango)

Rendimiento

Potencia de salida: 4 mW (6 dBm)

Interiores/ Rango urbano: 300'(90m)

Al aire libre / la RF en línea de visión del área de distribución: Hasta 1000'(300m)

Velocidad de transferencia de RF: 9,6 o 38,4 Kbps

Velocidad de transferencia en interfaz: Hasta 57,6 Kbps

Sensibilidad del receptor: -108 dBm (@ 9600 bps)

Alimentación

Voltaje: 2,85 - 5,5 VDC regulados

Corriente de transmisión: 55 mA (@ 2,85 V)

Corriente de recepción: 45 mA (@ 2,85 V)

Datos Generales

Banda de frecuencias: 902 - 928 MHz

Interface de datos Seriales: 3V - 5V CMOS UART - No se requiere configuración

Propiedades Físicas

Tamaño: 1,60 "x 2,83" x 0,35 "(4,06 cm x 7,17 cm x 0,89 cm)

Peso: 0,80 oz. (24 g)

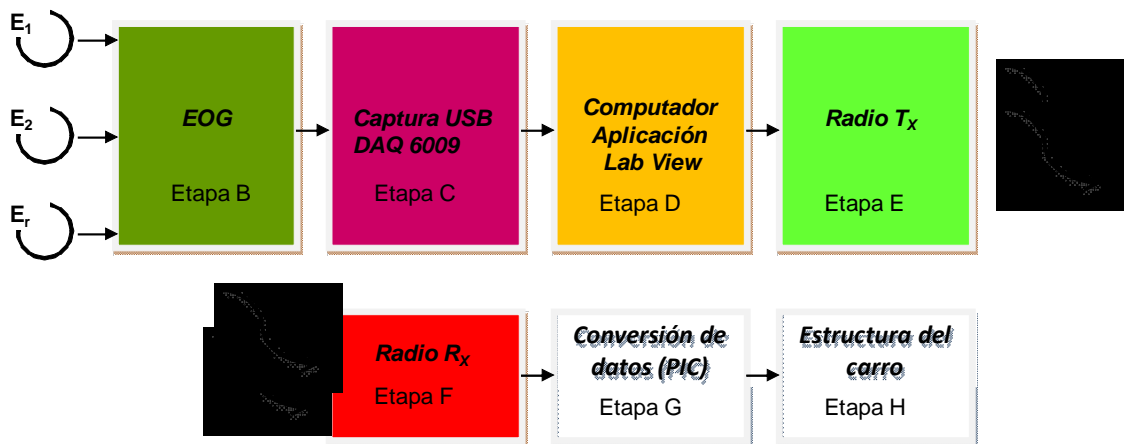
Antena Opciones: RPSMA o una antena delgada integrada

Temperatura de funcionamiento: 0 a 70 ° C (comercial)

Uno de los módulos del 9XCite OEM RF se conecta al PC mediante el puerto de comunicaciones COM (utilizando el estándar RS232) y el otro módulo se conecta al microcontrolador (también mediante el estándar RS232)

F. Captura de la señal a radio receptor RX.

Como se dijo anteriormente, el segundo modulo perteneciente al radio receptor RX; se conecta al microcontrolador (también mediante el estándar RS232) y de esa manera se procede a establecer comunicación entre el PC y el microcontrolador vía RF.



Esquema 61.

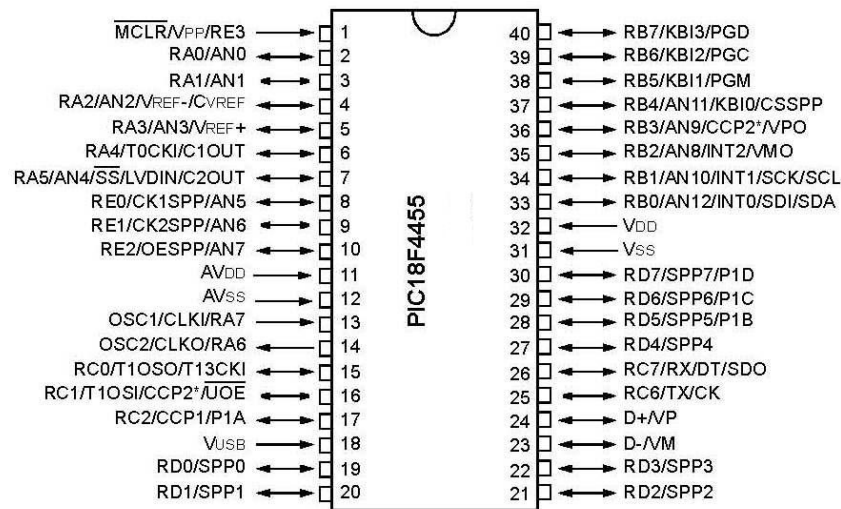
Etapa de Captura de la señal a radio receptor RX.

G. Etapa de conversión de datos (PIC).

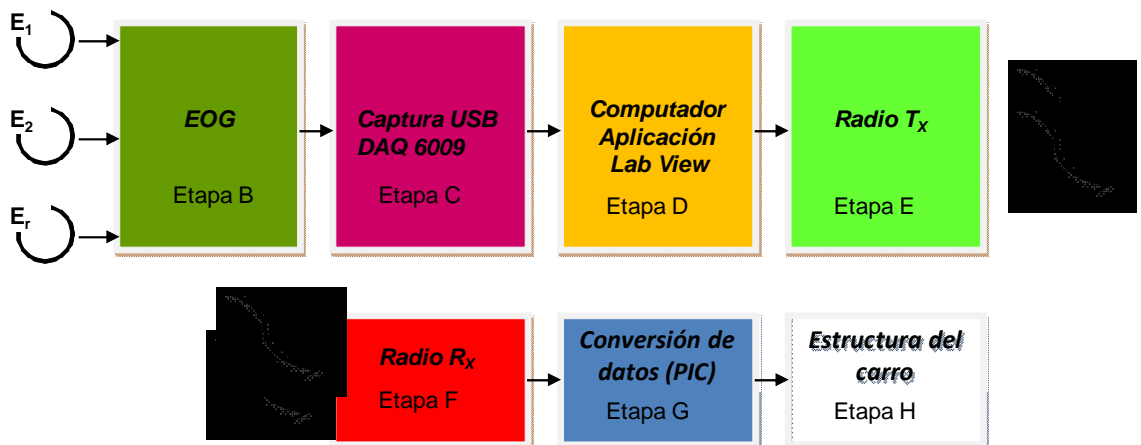
La función del PIC es recibir los comandos seriales del radio receptor R_X , y convertirlos en datos para luego ser enviados a un circuito controlador (L298) de dos motores. Por esta razón, se hace necesaria la programación en un PIC, de tal manera que éste realice la función anteriormente descrita.

El PIC que se utilizará para la aplicación, será el 18F4455 (*ver apéndice M PIC 18F4455*)

En el esquema a continuación, se muestra la disposición del PIC 18F4455:



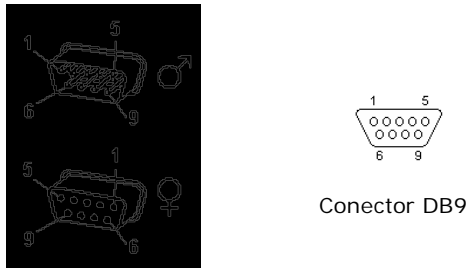
Esquema 62.
Disposición del PIC 18F4455.



Esquema 63.
Etapa de conversión de datos (PIC).

No se debe olvidar que Los niveles de $\pm 12V$ de la interface RS232, propios de una PC no son muy compatibles con los niveles TTL de la mayoría de los microcontroladores o de otras aplicaciones como agendas electrónicas o celulares; razón que lleva a la utilización de un integrado (MAX – 232) que:

- Cambia los niveles TTL procedentes de cualquier componente a los niveles del estándar RS – 232 cuando se hace una transmisión.
- Cambia los niveles RS – 232 a TTL cuando se tiene una recepción.



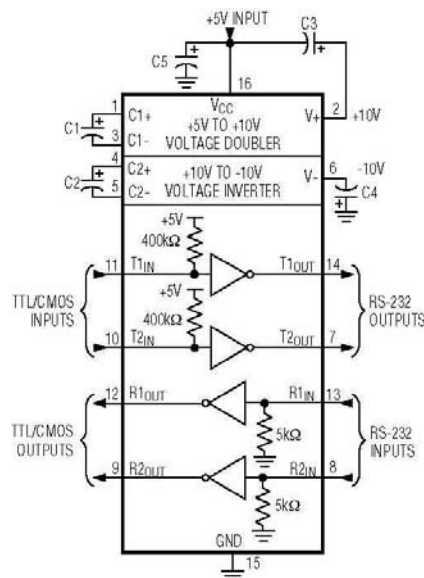
Conector DB9

Esquema 64.
Puerto RS – 232 DB9.

Pin	Nombre	Dir	Descripción	Pin	Nombre	Dir	Descripción
1	CD	←	Carrier Detect	6	DSR	←	Data Set Ready
2	RXD	←	Receive Data	7	RTS	→	Request to Send
3	TXD	→	Transmit Data	8	CTS	←	Clear to Send
4	DTR	→	Data Terminal Ready	9	RI	←	Ring Indicator
5	GND	→	System Ground				

Tabla # 10.
Descripción del Puerto RS – 232 DB9.

En otras palabras; Los puertos RS – 232 usan voltajes bipolares de $\pm 12V$ para representar los unos y los ceros, mientras que en TTL se usa 0 y 5V. La solución a esta dificultad de conversión, está en el integrado MAX – 232 (ver Apéndice L Integrado MAX – 232 Multichannel RS – 232) que usa algunos condensadores externos para generar estos voltajes a partir de una fuente de 5V.



Esquema 65.
Circuito integrado MAX – 232

Conexión PIC18F4455 – MAX232.

Los niveles de tensión que ofrece la salida del PIC son aproximadamente $V_{DD} - 0,7v$. En esta aplicación se alimenta el PIC con una tensión de $5V$, por lo que finalmente la tensión de salida del PIC queda de la siguiente forma:

$$V_{DD} - 0,7v = 5v - 0,7v = 4,3v \text{ (aprox. En el mejor de los casos).}$$

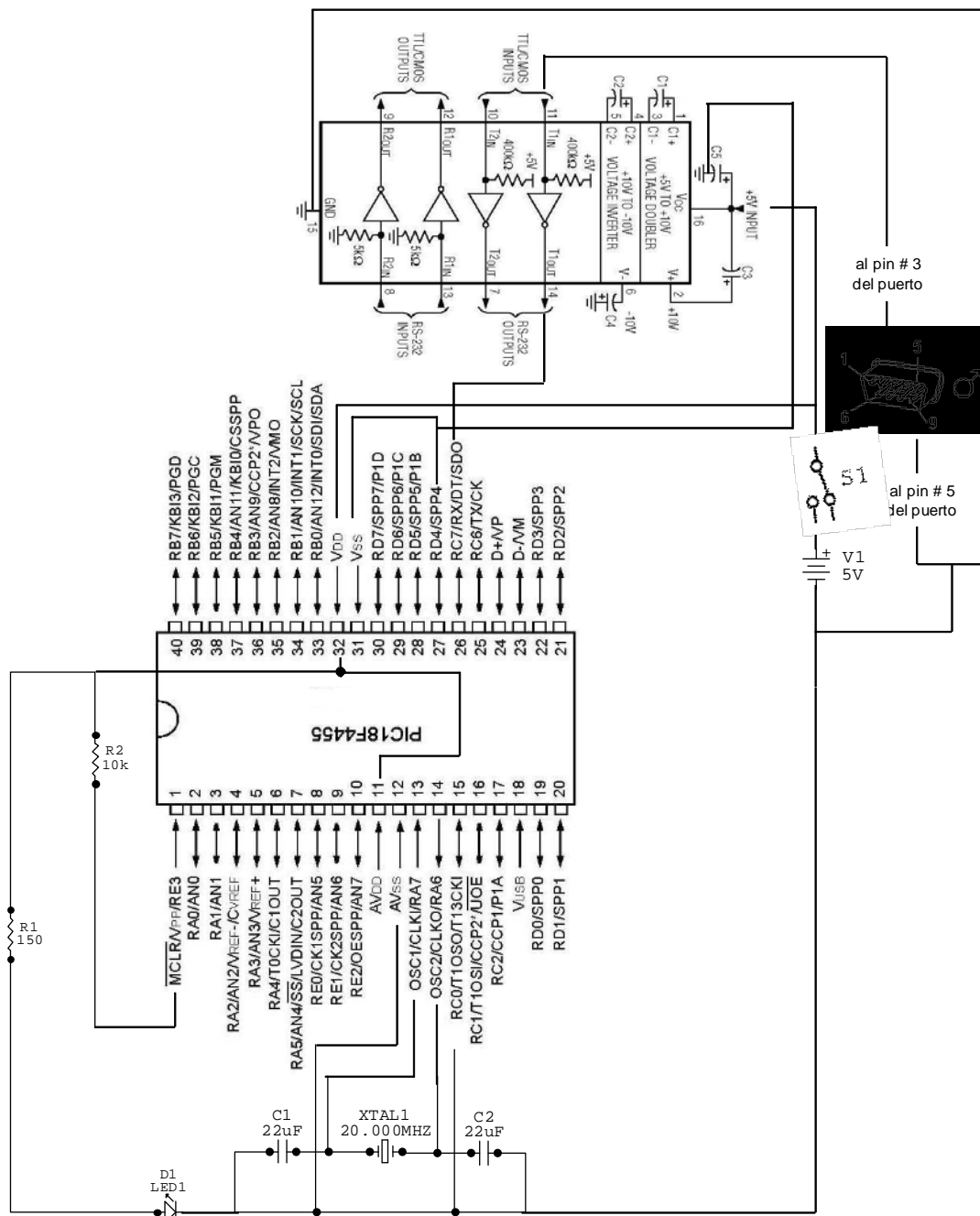
Esta tensión de salida no es suficiente para una correcta comunicación con el módulo RF puesto que éste utiliza el estándar $RS - 232$ para la comunicación; por eso es necesario el uso de un dispositivo externo que permita amplificar los valores de salida del microcontrolador. En este apartado interviene el componente $MAX - 232$, muy útil para este tipo de trabajos puesto que permite adecuar los niveles de voltaje entre el PIC y el módulo RF; además transforma las señales al estándar $RS - 232$. Como los niveles lógicos de salida del microcontrolador no son compatibles con los niveles lógicos del puerto del módulo, es necesario usar como interfaz el $MAX - 232$ para que adecue estos valores.

En el estándar $RS - 232$ los niveles lógicos son los siguientes:

- $12V$ equivalen a un "0" lógico.
- $-12V$ equivalen a un "1" lógico.

Se puede apreciar que los niveles lógicos que utiliza este estándar, invierte las tensiones, es decir, para un "0" lógico utiliza una tensión positiva mientras que para un "1" lógico utiliza una tensión negativa. La conexión entre el PIC 18F4455 y el $MAX - 232$ es sencilla, solo es necesario comunicar los componentes con dos pines del puerto serie. El pin # 26 del microcontrolador PIC de recepción (RX), va conectado directamente al $MAX - 232$ en el pin # 14 (salida $RS - 232$). Los pines # 11 (entrada TTL) y # 15 (salida a tierra) del $MAX - 232$ serán los que se conectarán con el puerto serie.

En el siguiente **esquema** se puede ver gráficamente como se ha realizado la conexión entre el PIC, puerto serie RS – 232 y el MAX – 232.

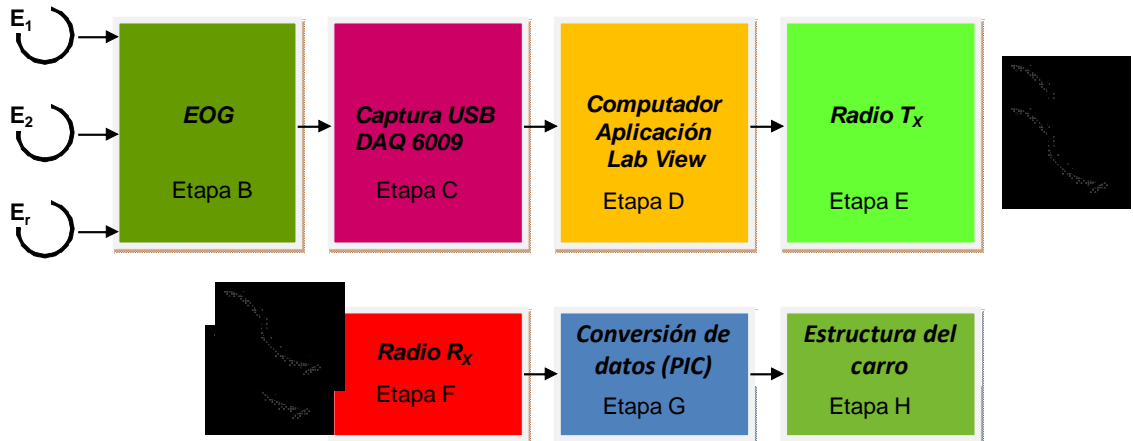


Esquema 66.

Conexión entre el PIC, puerto serie RS – 232 y el MAX – 232.

Una vez realizado el montaje, se hace necesario programar el PIC para controlar los motores mediante comandos recibidos desde una aplicación en Lab View, a través de la comunicación serie con protocolo RS-232 (ver *apéndice P PROGRAMA PARA CONTROLAR MOTORES MEDIANTE COMANDOS RECIBIDOS DESDE LABVIEW*

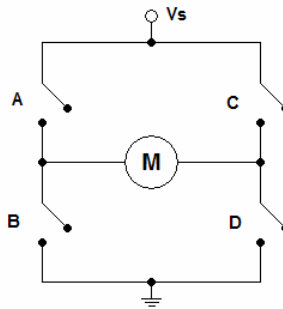
H. Puentes H sentidos de giro para motores eléctricos
(Estructura del carro)



Esquema 67.

Etapa de puentes H (estructura del carro)

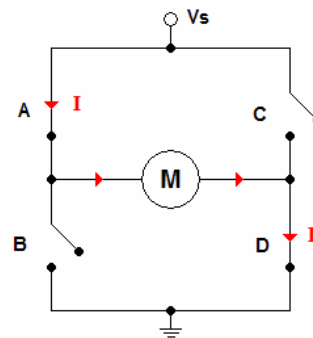
Para el manejo de los motores de corriente continua, en búsqueda de generar el movimiento del carro; se utilizaron puentes H. En los esquemas a continuación, se presenta un gráfico de cómo funciona un puente H.



Esquema 68

Funcionamiento de circuito puente H

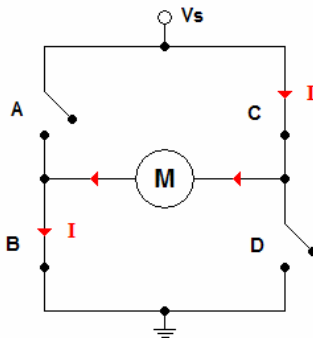
De esta forma, si A, D están cerrados (en 1), y B, C abiertos (en 0) la corriente circula en un sentido en el motor, lo que hace que este gire hacia un lado; ver esquema a continuación.



Esquema 69

Flujo de la corriente por puente H, provocando que el motor gire en cierto sentido.

Si B, C están cerrados (en 1), y A, D abiertos (en 0), entonces se produce flujo de corriente en sentido contrario, lo que hace que el motor gire en la otra dirección, ver esquema a continuación.



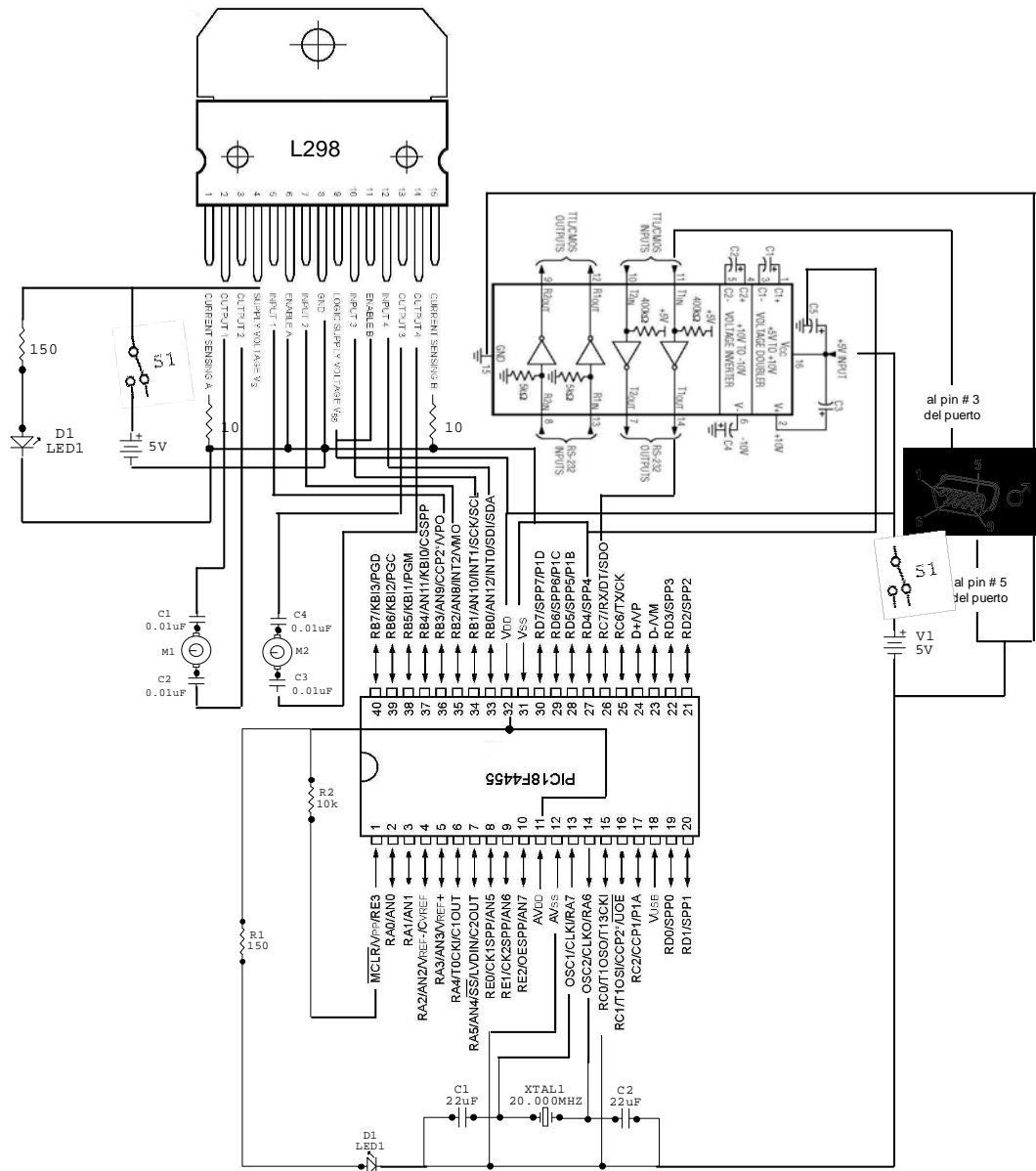
Esquema 70.

Flujo contrario de la corriente por puente H, provocando que el motor gire en sentido contrario a la figura anterior.

Así se hace circular la corriente en sentidos diferentes haciendo que el motor gire en sentidos contrarios dependiendo de los interruptores cerrados. Estos interruptores se construyen con transistores, los cuales trabajan en corte-saturación.

Como driver o manejador de los puentes H, se usa un componente de referencia L298, (*puente en H de transistores bipolares*), este circuito integrado permite controlar dos motores en velocidad y sentido. La información de este integrado se puede encontrar en su datasheet (*ver Apéndice N Integrado L298*). Con este puente es posible manejar motores con un consumo de 2 A continuos y picos de 2.5 A.

En el **esquema** a continuación puede visualizarse como se ha realizado la conexión entre el PIC, puerto serie RS – 232, e integrado MAX – 232; en conjunto con el componente L298 acompañado de los motores.

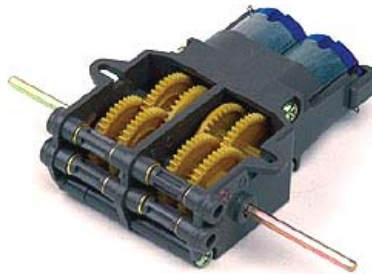


Esquema 71.

Conexión entre el PIC, puerto serie RS – 232, e integrado MAX – 232; en conjunto con el componente L298 acompañado de los motores.

El diseño resultante con el tipo de motores propuestos, genera un carro-robot diferencial, es decir un robot de dos ruedas, cuya forma de girar es como la de los tanques; si la rueda de la derecha gira más rápido que la rueda de la izquierda, el carro-robot girará hacia la derecha, y viceversa. La principal ventaja de realizar un carro-robot de este tipo es que puede girar sobre su propio eje, es decir puede girar sobre sí mismo.

Una forma rápida y barata de realizar la base del carro robot, es usando uno de los kits de Tamiya, el cual trae un par de motores y una caja a la que se le puede colocar distintos componentes; además este kit cuenta con los ejes sobre los cuales se introducen las ruedas.



Esquema 72.
Juego de motores con ejes



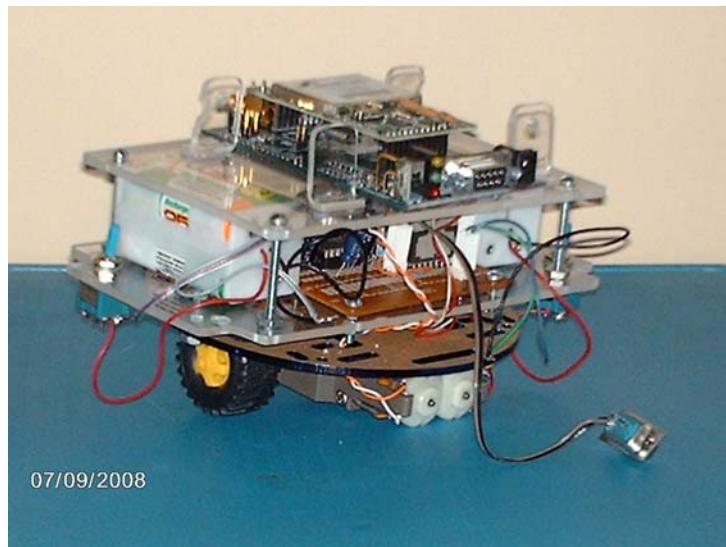
Esquema 73.
Juego de ruedas



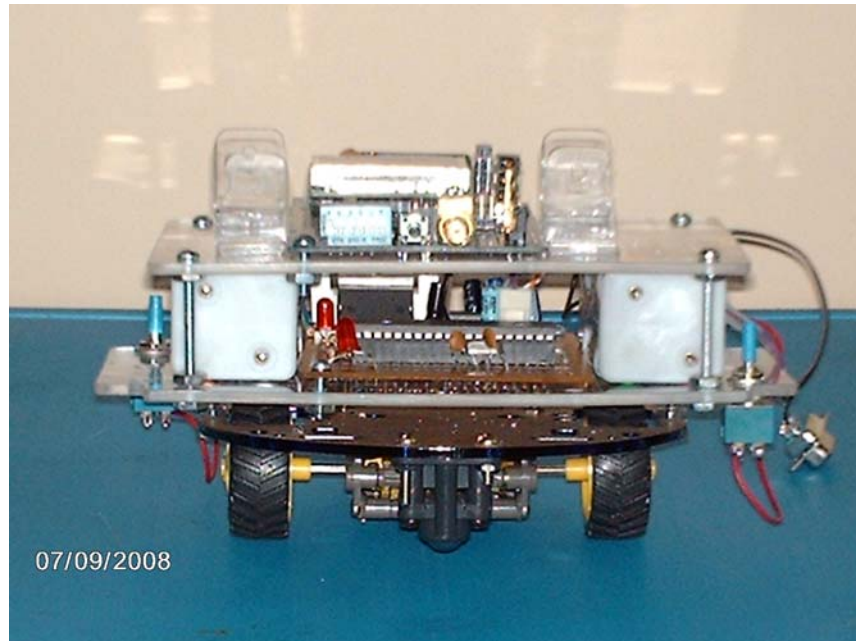
Esquema 74
Ruedas rotulares

El conjunto completo de.

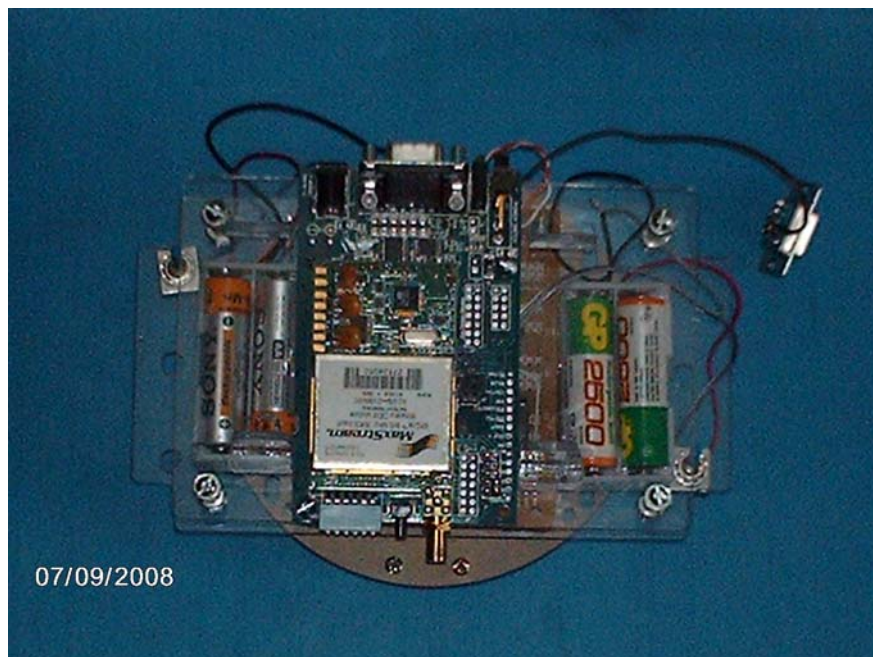
- Estructura del carro-robot.
 - Base, Motores y Ruedas.
 - Tarjeta con *PIC18F4455* – *MAX232*, puerto serie *RS – 232* , e integrado *L298*.
 - Tarjeta de captura de señal (radio receptor R_X)
- puede visualizarse en las siguientes exposiciones fotográficas.



Esquema 75
Conjunto completo proyección isométrica.



Esquema 76
Conjunto completo proyección frontal



Esquema 77
Conjunto completo proyección superior.

COSTOS DE PROTOTIPADO EOG		
<i>Materiales directos</i>		
Inventario de materiales		\$ 0
Compras de Materiales		
1 Pic con Cristal	\$ 29.400	
1 Controlador de motores L298	\$ 12.600	
Motores Base Y Llantas	\$ 80.000	
Radios	300000	
Integrados operacionales Buffers y filtros	16800	
Amplificadores de instrumentación	58800	
Conectores interruptores y protoboard	16800	
Camara	150000	
Estructura Carro	21000	
Mas Fletes en Compras	<u>48864</u>	
Compras Brutas	\$ 734.264	
Menos devoluciones y Rebajas en Compras		
Compras Netas		\$ 734.264
Total Materiales Disponibles para el Uso		\$ 734.264
Menos Inventario Materiales		
Total Materiales Usados		\$ 734.264
Menos Materiales Indirectos Usados		\$ 6.500
Total Materiales Directos Usados		\$ 727.764
<i>Mano de Obra Directa</i>		
Nómina de Fábrica		\$ 12.000
Menos Mano de Obra Indirecta		<u>\$ 0</u>
Total Mano de Obra Directa		\$ 12.000
<i>Costos Generales de Fabricación</i>		
Materiales Indirectos		\$ 0
Mano de Obra Indirecta		\$ 0
Arrendamientos		\$ 0
Depreciación		\$ 0
Agua Luz Telefonos		\$ 0
Seguros		\$ 0
Total Costos Generales de Fabricación		\$ 0
Total Costo de Producción		\$ 739.764

Tabla # 11
Costos de prototipado EOG

CONCLUSIONES.

1. En la electromiografía (EMG) no invasiva, Son muchas las variables que se deben tener en cuenta, de acuerdo al tipo de aplicación que se desee. En un electromiógrafo básicamente para el estudio de la señal, los parámetros cambian dependiendo de la aplicación, ya sea el simple estudio de la señal o el estudio de la velocidad de conducción.

2. Todo proceso electromiográfico, se ve afectado por variables que van desde

a. El tipo de unidad muscular que se esté estudiando; sea una fibra muscular, donde la señal mostrada es la de una unidad motora o un fascículo de fibras.

b. El material con el cual están contruidos los electrodos, incluyendo su medida, la disposición o distancia que hay entre estos en el momento de ser colocados en el músculo.

c. La construcción del sensor, entendido este como la integración de los electrodos con los cables y el pre-amplificador.

d. Es importante en la electromiografía la orientación y localización del sensor en el músculo; entiéndase esta orientación como la dirección del sensor bipolar con respecto a la dirección de las fibras musculares (un estudio de 144 trabajos sobre emplazamiento de electrodo para electromiografía, mostró un total de 352 descripciones de localización de sensores en el músculo. Esas descripciones se aplicaron a 53 músculo diferentes [12, 13, 14].

e. Proceso de colocación del sensor, el cual puede verse muy obvio, pero va desde detalles tan pequeños como la selección del sensor (EMG), hasta la prueba de conexión del mismo, pasando por 6 diferentes pasos, no narrados en estas conclusiones.

La unión de otro tipo de subsistemas incorporados al subsistema (EMG) diversifica las aplicaciones del mismo; al punto que es posible realizar procesos de bio-feedback con (EMG) para aplicaciones como son la reducción de estrés, tratamientos de incontinencia, hasta el entrenamiento de amputados para prótesis mioeléctricas. Los subsistemas se pueden ir complejizando, en la medida que se requieren otras aplicaciones, por ejemplo, la electroestimulación como subsistema unido a la actividad (EMG) y bio-feedback, puede producir un orden de aplicación importante en la fisioterapia.

3. La homologación del electromiógrafo (EMG) supone el cumplimiento de varios requisitos que van desde:

a). Personales

i. Deben cumplirse las condiciones en la formación de especialistas, de manera que estén facultativamente dotados del conocimiento y la lectura de un esquema EMG.

b. Técnicos

ii. Adecuadas condiciones técnicas y de confort de la sala de exploración (tamaño, temperatura, aislamiento, camillas etc.)

iii. Condiciones óptimas del equipo EMG en prestaciones y seguridad.

c. Metodológico

i. La fiabilidad de los estudios electrofisiológicos depende de la utilización

de valores de referencia cuantificables, reproducibles y válidos estadísticamente. Debe conocerse el origen de estos valores así como los criterios estadísticos de normalidad y anormalidad. Pueden utilizarse los valores de otros laboratorios siempre que las técnicas de obtención sean exactamente las mismas.

ii. En determinadas técnicas como electroneurografía facial, potenciales evocados, estimulación magnética y en general en patología focal; el criterio de normalidad se establecerá además mediante la comparación *lado sano-lado patológico*.

iii. En el caso de los potenciales evocados se exige la obtención de al menos 2 registros en cada serie para demostrar la reproductibilidad.

iv. En los estudios de conducción nerviosa deben especificarse las características técnicas del registro siguiendo la metodología estándar propuesta por la IFNC o por la bibliografía internacional relevante. Debe monitorizarse la temperatura del miembro examinado y anotar sus valores si estuviese por debajo de los límites de referencia.

v. Aunque puede haber pequeñas diferencias entre los laboratorios, deben constatarse una serie de parámetros (distancia entre cátodo y electrodo de registro, y entre los puntos de estimulación) y variables (latencias, amplitudes, forma del potencial). En el caso de la neurografía sensitiva debe consignarse si la latencia se mide al pico y si la técnica es ortodrómica o antidrómica.

vi. En el estudio electromiográfico con electrodo de aguja debe especificarse si es concéntrico o monopolar. Los puntos de inserción más adecuados para cada músculo aparecen ya estipulados.

-Se recomienda la utilización de electrodos concéntricos desechables. El material reutilizable debe limpiarse cuidadosamente y esterilizarse en el autoclave antes de ser utilizado de nuevo.

d. Informe electromiográfico

Tras la exploración es preceptivo emitir informe escrito que debe incluir varios puntos:

i) Identificación del paciente y del facultativo que indica la exploración.

ii) Motivo de la consulta e indicación del estudio.

iii) Historia clínica y exploración neurológica sucinta.

iv) Descripción de los hallazgos y valoración de su normalidad o anormalidad.

v) Correlación clínica y conclusiones con la firma e identificación del explorador.

Desde el punto de vista técnico y metodológico, a los que se refieren los puntos v y iv, se han de cumplir varios requisitos:

-En los resultados deben detallarse las técnicas electromiográficas y electroneurográficas realizadas. Así, en la electroneurografía debe especificarse el tipo de electrodos utilizados, los puntos de estimulación (antidrómica u ortodrómica, en las sensitivas), latencias, velocidades y amplitudes (fase negativa o pico-pico). Para valorar y homologar las respuestas, debe siempre medirse la estatura o la longitud del miembro.

-En la estimulación repetitiva solía medirse la amplitud aunque la mayoría de los programas actuales calculan también el área. Debe especificarse si el cálculo se hace pico-pico o solo la fase negativa.

-En el estudio con electrodo de aguja se debe mencionar el tipo de electrodo (concéntrico o monopolar); y los datos reportados de acuerdo con los estándares aceptados deben incluir información respecto a la actividad de inserción, actividad espontánea, parámetros de los potenciales de unidad motora (duración, amplitud, morfología, patrón de reclutamiento).

-En la EMG de Fibra Simple se seguirá el tipo de descripción recomendada por las autoridades en ésta técnica (8).

-En el informe enviado al médico referente a la evaluación, se discutirá el carácter normal o patológico de los hallazgos. En el caso de técnicas recientes o no frecuentes deben reportarse los valores de referencia.

-La conclusión diagnóstica debe explicar la concordancia (o no) entre los hallazgos electrofisiológicos y los clínicos. Se establecerá, si es posible, una correlación fisiopatológica entre ambos.

-Habitualmente la exploración electromiográfica debería permitir hacer un diagnóstico sindrómico de localización y un diagnóstico fisiopatológico de la lesión. Puesto que los datos no son a menudo específicos de una enfermedad concreta, debe discutirse brevemente el diagnóstico diferencial.

-Cuando se aprecie una discrepancia entre los datos clínicos y los electromiográficos, debe intentar explicarse adecuadamente.

4. Desde el punto de vista de la ingeniería biomédica, es importante concluir la pertinencia de las técnicas de procesamiento de la señales. Estos procedimientos matemáticos, si bien no son temática de tratado en este proyecto, hacen parte vital en la obtención de información en la EMG, que como tal involucran conceptos matemáticos más profundos y radicados en los números complejos, convolución transformada de Fourier, autocorrelación y procedimientos estocásticos, que ameritan estudios más especializados; además de generar nuevos proyectos de estudio e investigación en este tipo de señales.

BIBLIOGRAFÍA.

1. Hodgkin AL, Huxley AF. Currents carried by sodium and potassium ions through the membrane of the giant axon of loligo. *J Physiol (Lond)* 1952a; 116: 449-72
2. Hodgkin AL, Huxley AF. The components of membrane conductance in the giants axon of Loligo. *J Physiol (Lond)* 1952b; 116: 473-96
3. Hodgkin AL, Huxley AF. The dual effect of membrane potential on sodium conductance in giant axon of loligo. *J Physiol (Lond)* 1952c; 116: 497-506
4. C. Koch and I. Segev. Cambridge, MA: Press, 1989, p. 97-133
5. Winter D.A Biomechanics and motor control of human movement, *Textbook of biomechanics*, John Wiley & Sons New York 1990 ISBN 0-683-00357-7
6. Raichel, M., W. Mayr, and F. Rattay, "Computer Simulation of field skeletal muscle fiber interpreted with a mesh model of tubular system," *Biofisical j* 17, 57 – 93 (1977)
7. Stalberg, E., and G. Grimby, "Dynamic electromyography and biopsy changes in a 4 year follow up: Study of patients with history of polio," *Muscle Nerve* 18, 699 – 707 (1995).
8. Barea, R, Instrumentación Biomédica. Departamento Electrónica. Universidad de Alcalá, *Tema 5 electromiografía*
9. Trontelj, J. V., and E. Stalberg, "Single motor end plates in myasthenia gravis and LEMS at different firing rates," *Muscle Nerve* 14, 226 – 232 (1991)
10. Stalberg, E., "Propagation velocity in single human muscle fibres" *Acta Physiol Scand* 287 (suppl), 1 – 112 (1966).
11. Trontelj, J. V., and E. Stalberg, "Single fiber and macro electromyographymotor," in T. Bertorini, ed., *Textbook of electromyography*, Butterworth-Heinemann, New York, 2002
12. Blinjham, P. J., B. G. M. Van Engelen, and M. J. Zwarts, "Correlation between muscle fiber conduction velocity and fiber diameter in vivo," *Clin Neurophysiol* 113, 39 (2002)
14. Rosenfalck, p., Intra and extracellular fields of active nerve and muscle fibers: A physico-mathematica analysis of different models," *Acta Physiol Scand* 321, 1-49 (1969)
15. Gootzen, T. H., "Muscle fibre and motor unit action potentials: A biophysical basis for clinical electromyography," PhD thesis, University of Nijmegen, 1990.
16. Lowery, M. M., N.S. Stoykov, A. Taflove, and Kuiken, "A multiple-layer finite-element model of the surface EMG signal," *IEEE Trans BME* 49, 446-454 (2002)
17. Dimitrov, G. V., "Changes in the Extracellular potentials produced by unmyelinated nerve fibre resulting from alterations in the propagation velocity or duration of the action potential," *Electromyogr Clin Neurophysiol* 27, 243-249 (1987)
18. Dumitru, D., "Physiologic basis of potentials recorded in electromyography," *Muscle Nerve* 14, 981 – 989 (1991).

19. Farina, D., R. Merletti, "A novel approach for precise simulation of the EMG signal detected by surface electrodes" *IEEE Trans BME* 48, 637-645 (2001)
20. Merletti R., M. Knaflitz, and C.J. De Luca, "Myoelectric manifestations of fatigue in voluntary and electrically elicited contractions," *J Physiol* 246, 549-569 (1975).
21. Farina, D., and A. Rainoldi, "Compensation of the effect of sub-cutaneous tissue layers on surface EMG: A simulation study," *Med Eng Phys* 21, 487-496 (1999)
22. Gootzen, T. H., D.F. Stegeman, and A. Van Oosterom, "Finite limb dimensions and finite muscle length in a model for the generation of electromyographic signals," *Electroenc Clin Neurophysiol* 53, 388-404 (1982).
23. Blok, J.H., D.F. Stegeman, and A. van Oosterom, "Three-layer volumen conductor model and software package for applications in surface electromyography," *An Biomed Eng* 30, 566-577 (2002).
24. Farina, D., R. Merletti, B. Indino, M. Nazzaro, and M. Pozzo, "Cross-talk between knee extensor muscles. Experimental and model results," *Muscle Nerve* 26, 681-695 (2002)
25. DeLuca, C. J., and R Merletti, "Surface myoelectric signal cross-talk among muscles of the leg," *Electroencephal Clin Neurophysiol* 69, 568-575 (1988).
26. ABRAMOWITZ, M., and STEGUN, Handbook of mathematical funtions, *Dover, New York*, 1995
27. FARINA, D., and C. CESCONE, "Concentric ring electrode systems for noninvasive detection of single motor unit activity," *IEEE Trans BME* 48, 1326-1334 (2001).
28. HARY, D., G. BEKEY, AND J. ANTONELLI "Circuit models and simulation analysis of eletromyographic signal sources: The impedane of EMG electrodes," *IEEE Trans BME* 34, 91-96 (1987).
29. DELSYS. Bagnoly-4EMG sistem users guide. May 2003 edition.
30. DE LUCA, C., R LE FEVER, and F. STULEN, "pastless electrode for clinical use" *Med Biol Eng Comp* 17, 387-390 (1979)
31. R MERLETTI, A RAINNOLDI, D FARINA, "Surface electromiography for non invasive characterisation of muscles, Exercise and Sport Sciences" *Review* 29:20-25, 2000
32. POZZO, M., D. FARINA, and R MERLETTI , "Detection, processing and application", in J. Moore, and G. Zourida, eds., *Biomedical tecnology and devices handbooks*, CRC Press, New York, 2003.
33. REDFERN, M S., "Elimination of EKG contamination of torso electromyographic signals" in S.S. Asfour, ed., *Trends in ergonomics/human factors IV*, Elsevier Science, North- Holland, Amsterdam, 1987.
34. REDFERN, M S., R. E. HUGHENS, And D. B CHAFFIN, "High-pass filtering to remove electrocardiographic interference from torso EMG recordings," *j Clim Biomech* 18,44-48 (1993).
35. DELSYS. Fundamental Concepts in EMG Signal Acquisition. March 2003 edition.
36. R MERLETTI, P PARKER, "Electromiography" *Physiology, Enngineering*,

and Noninvasive Applications”, IEEE Press Comp 5:118-123 (2004).

37. HERMENS, h. J., and B. Freriks, eds., SENIAM 5: The state of the art on sensors and sensor placement procedures for Surface electromyography: A proposal for sensor placement procedures, Roessingh Research and Development, Enschede, Netherlands, 1999.

38. PAHL, G. BEITZ, W. Engineering Design a Systematic Approach. First Edition. London: SPRINGER VERLAG, 1988. 396 p. ISBN0-85072-239X.

CRÉDITOS

1. Figuras.

Figuras FOTORESEARCH.com.

Imágenes libres de derecho, donde la gráfica lo indique

Figura 2.1

Stalberg, E., and B Falk, The role of electromyography in neurology, 1997

Figura 2.2

Stalberg, E., and B Falk, The role of electromyography in neurology, 1997

Figura 2.5

Stalberg, E., and J. V Trontelj, Single fiber electromyography, New York 1994

Figura 2.6

Stalberg, E., and J. V Trontelj, The study of normal and abnormal neuromuscular transmission with single fiber electromyography, 1997

2. Metodológicos y Conceptuales

* Al Magister en Instrumentación Física Carlos Alberto Cortes Aguirre, por su apoyo en la fase conceptual, implementación, evaluación y de corrección.

* Al Magister en Instrumentación Física Jairo Alberto Mendoza Vargas por su apoyo en la fase de metodología, dirección, evaluación y de

corrección.

* Al Magister en Instrumentación Física Marcela Botero Arbelaez por su apoyo en la fase evaluativa y de corrección.

* Al Magister en Instrumentación Física Rubén Darío Florez Hurtado por su apoyo en la programación de microcontroladores.

ANEXOS

Apéndice A Modelos de Conductancia

Apéndice B Ecuaciones del Modelo de Conductancia Neuronal de C. Koch and I. Segev

Apéndice C Amplificador de Instrumentación AD620

Apéndice D Filtros Activos

Apéndice B Ecuaciones del Modelo de Conductancia Neuronal de C. Koch and I. Segev

Apéndice C Amplificador de Instrumentación AD620

Apéndice E Amplificador LF356

Apéndice F Amplificador de Instrumentación AD623

Apéndice G Amplificador Optoaislador ISO 124

Apéndice H DAQ NI USB 6009

Apéndice I *Phase-Locked Loop (PLL) CD4046B*

Apéndice J *Operational Amplifiers
LM108/LM208/LM308*

Apéndice K *LM3914 Dot/Bar Display Driver*

Apéndice L Integrado *MAX – 232 Multichannel
RS – 232*

Apéndice M PIC 18F4455

Apéndice N Integrado *L298*

Apéndice O Ficha resumen de las Especificaciones del amplificador operacional.

Apéndice P Programa para Controlar Motores Mediante Comandos Recibidos desde Lab View a través de la Comunicación Serie con Protocolo RS-232

ANEXOS

Apéndice A Modelos de Conductancia

Apéndice B Ecuaciones del Modelo de Conductancia Neuronal de C. Koch and I. Segev

Apéndice C Amplificador de Instrumentación AD620

Apéndice D Filtros Activos

Apéndice B Ecuaciones del Modelo de Conductancia Neuronal de C. Koch and I. Segev

Apéndice C Amplificador de Instrumentación AD620

Apéndice E Amplificador LF356

Apéndice F Amplificador de Instrumentación AD623

Apéndice G Amplificador Optoaislador ISO 124

Apéndice H DAQ NI USB 6009

Apéndice I *Phase-Locked Loop (PLL) CD4046B*

Apéndice J *Operational Amplifiers*

LM108/LM208/LM308

Apéndice K *LM3914 Dot/Bar Display Driver*

Apéndice L Integrado *MAX – 232 Multichannel RS – 232*

Apéndice M PIC 18F4455

Apéndice N Integrado *L298*

Apéndice O Ficha resumen de las Especificaciones del amplificador operacional.

Apéndice A Modelos de Conductancia

Conductance-Based Models

In the following the specifications of the conductance-based models used in this thesis are given. All potentials are measured in mV, conductances in mS/cm², capacitances in μF/cm², and currents in μA/cm².

A-1 Hodgkin-Huxley model

The original model of Hodgkin & Huxley (1952) with the resting potential set to -65 mV. The Hodgkin-Huxley model is an example of a class-II neuron.

$$C\dot{V} = -I_{\text{Na}} - I_{\text{K}} - I_{\text{L}} + I$$

Membrane capacitance: $C = 1 \mu\text{F}/\text{cm}^2$.

Sodium current

$$\begin{aligned} I_{\text{Na}} &= \bar{g}_{\text{Na}} m^3 h (V - E_{\text{Na}}) \\ \dot{m} &= \alpha_m(V)(1 - m) - \beta_m(V)m \\ \dot{h} &= \alpha_h(V)(1 - h) - \beta_h(V)h \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_{\text{Na}} &= 120 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_{\text{Na}} = +50 \text{ mV}, \\ \alpha_m(V) &= 0.1(V + 40)/(1 - \exp(-(V + 40)/10)), \\ \beta_m(V) &= 4 \exp(-(V + 65)/18), \\ \alpha_h(V) &= 0.07 \exp(-(V + 65)/20), \\ \beta_h(V) &= 1/(1 + \exp(-(V + 35)/10)). \end{aligned}$$

Potassium delayed-rectifier current

$$\begin{aligned} I_{\text{K}} &= \bar{g}_{\text{K}} n^4 (V - E_{\text{K}}) \\ \dot{n} &= \alpha_n(V)(1 - n) - \beta_n(V)n \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_{\text{K}} &= 36 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_{\text{K}} = -77 \text{ mV}, \\ \alpha_n(V) &= 0.01(V + 55)/(1 - \exp(-(V + 55)/10)), \\ \beta_n(V) &= 0.125 \exp(-(V + 65)/80). \end{aligned}$$

Leakage current

$$I_L = \bar{g}(V - E_L)$$

$$\bar{g} = 0.3 \text{ mS/cm}^2, E_L = -54.384 \text{ mV.}$$

A-2 Traub-Miles model

A version of the model of Traub et al. (1991) is used in chapter 3, which has only a single compartment and includes only the sodium, delayed rectifier and leakage current. This model is a simple example of a class-I neuron. Note that it contains the same currents as the Hodgkin-Huxley model. Only their parameters are slightly changed. The resting potential is at $V = -66.6 \text{ mV}$.

$$C\dot{V} = -I_{\text{Na}} - I_{\text{K}} - I_L + I$$

Membrane capacitance: $C = 1 \text{ }\mu\text{F/cm}^2$

Sodium current

$$\begin{aligned} I_{\text{Na}} &= \bar{g}_{\text{Na}} m^3 h (V - E_{\text{Na}}) \\ \dot{m} &= \alpha_m(V)(1 - m) - \beta_m(V)m \\ \dot{h} &= \alpha_h(V)(1 - h) - \beta_h(V)h \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_{\text{Na}} &= 100 \text{ mS/cm}^2, E_{\text{Na}} = +48 \text{ mV,} \\ \alpha_m(V) &= 0.32(V + 54)/(1 - \exp(-(V + 54)/4)), \\ \beta_m(V) &= 0.28(V + 27)/(\exp((V + 27)/5) - 1), \\ \alpha_h(V) &= 0.128 \exp(-(V + 50)/18), \\ \beta_h(V) &= 4/(1 + \exp(-(V + 27)/5)). \end{aligned}$$

Potassium delayed-rectifier current

$$\begin{aligned} I_{\text{K}} &= \bar{g} n^4 (V - E_{\text{K}}) \\ \dot{n} &= \alpha_n(V)(1 - n) - \beta_n(V)n \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g} &= 200 \text{ mS/cm}^2, E_{\text{K}} = -82 \text{ mV,} \\ \alpha_n(V) &= 0.032(V + 52)/(1 - \exp(-(V + 52)/5)), \\ \beta_n(V) &= 0.5 \exp(-(V + 57)/40). \end{aligned}$$

Leakage current

$$I_L = \bar{g}(V - E_L)$$

A-3 Modified Traub-Miles model

A variant of the Traub-Miles model from above is used in chapter 4.

$$CV = -I_{Na} - I_K - I_L - I_{Ca} + I$$

There are only slight differences in the conductances and reversal potentials of the sodium and the potassium current (Ermentrout, 1998) and an additional calcium current.

$$\begin{aligned}\bar{g}_{Na} &= 100 \text{ mS/cm}^2, E_{Na} = +50 \text{ mV}, \\ \bar{g}_K &= 80 \text{ mS/cm}^2, E_K = -100 \text{ mV}, \\ \bar{g}_L &= 0.1 \text{ mS/cm}^2, E_L = -67 \text{ mV}.\end{aligned}$$

Calcium current

$$\begin{aligned}I_{Ca} &= \bar{g}_{Ca}s(V - E_{Ca}) \\ s &= 1/(1 + \exp(-(V + 25)/5))\end{aligned}$$

$$\bar{g}_{Ca} = 5 \text{ mS/cm}^2, E_{Ca} = 120 \text{ mV}.$$

Traub-Miles model with M-type current

An M-type current was added to the modified Traub-Miles model to simulate spike-frequency adaptation (Ermentrout, 1998):

$$CV = -I_{Na} - I_K - I_L - I_{Ca} - I_M + I$$

M-type current

$$\begin{aligned}I_M &= \bar{g}_M w(V - E_M) \\ \tau_w(V)\dot{w} &= w_\infty(V) - w\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{g}_M &= 8 \text{ mS/cm}^2, E_M = -100 \text{ mV}, \\ \tau_w(V) &= 100 \text{ ms}, \\ w_\infty(V) &= 1/(1 + \exp(-(V + 20)/5)).\end{aligned}$$

Traub-Miles model with AHP current

Alternatively, an AHP current and calcium dynamics was added to the modified Traub-Miles model (Ermentrout, 1998):

$$CV = -I_{Na} - I_K - I_L - I_{Ca} - I_{AHP} + I$$

AHP current and calcium dynamics

$$\begin{aligned}I_{AHP} &= \bar{g}_{AHP}q(V - E_{AHP}) \\ q &= [Ca]/(30 + [Ca]) \\ [\dot{Ca}] &= -0.002I_{Ca} - 0.0125[Ca]\end{aligned}$$

$$\bar{g}_{AHP} = 4 \text{ mS/cm}^2, E_{AHP} = -100 \text{ mV}.$$

A-4 Connor model

The A-current is a potassium current, which is present in many neurons. Connor et al. (1977) added this current to the Hodgkin-Huxley model. The resulting equations show class-I neuron properties. The resting potential of the Connor model is at $V = -73$ mV.

$$C\dot{V} = -I_{Na} - I_K - I_A - I_L + I$$

Membrane capacitance: $C = 1 \mu\text{F}/\text{cm}^2$.

Sodium current

$$\begin{aligned} I_{Na} &= \bar{g}_{Na} m^3 h (V - E_{Na}) \\ \dot{m} &= \alpha_m(V)(1 - m) - \beta_m(V)m \\ \dot{h} &= \alpha_h(V)(1 - h) - \beta_h(V)h \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_{Na} &= 120 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_{Na} = +50 \text{ mV}, \\ \alpha_m &= 0.1(V + 34.7)/(1 - \exp(-(V + 34.7)/10)), \\ \beta_m &= 4 \exp(-(V + 59.7)/18), \\ \alpha_h &= 0.07 \exp(-(V + 53)/20), \\ \beta_h &= 1/(1 + \exp(-(V + 23)/10)). \end{aligned}$$

Potassium delayed-rectifier current

$$\begin{aligned} I_K &= \bar{g} n^4 (V - E_K) \\ \dot{n} &= \alpha_n(V)(1 - n) - \beta_n(V)n \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g} &= 20 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_K = -77 \text{ mV}, \\ \alpha_n(V) &= 0.005(V + 50.7)/(1 - \exp(-(V + 50.7)/10)), \\ \beta_n(V) &= 0.0625 \exp(-(V + 60.7)/80). \end{aligned}$$

Potassium A-current

$$\begin{aligned} I_A &= \bar{g} a^3 b (V - E_A) \\ \tau_a(V) \dot{a} &= a_\infty(V) - a \\ \tau_b(V) \dot{b} &= b_\infty(V) - b \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g} &= 47.7 \text{ mS}/\text{cm}^2, E = -80 \text{ mV}, \\ a_\infty(V) &= (0.0761 \exp((V + 99.22)/31.84)/(1 + \exp((V + 6.17)/28.93)))^{1/3}, \\ \tau_a(V) &= 0.3632 + 1.158/(1 + \exp((V + 60.96)/20.12)), \\ b_\infty(V) &= 1/(1 + \exp((V + 58.3)/14.54))^4, \\ \tau_b(V) &= 1.24 + 2.678/(1 + \exp((V + 55)/16.072)). \end{aligned}$$

Leakage current

$$I_L = \bar{g}(V - E_L)$$

$$\bar{g} = 0.3 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_L = -22 \text{ mV}.$$

A-5 Crook model

The model of Crook et al. (1998) was used as an additional example of an adapting neuron. It is a two-compartment model. One compartment is the membrane equation for the potential V_s of the soma. It contains all the voltage dependent currents for the generation of spikes and possible adaptation currents. The other compartment is a linear membrane equation and models the whole dendritic tree. Its potential is V_d . Both compartments are coupled by the coupling current I_C . Note that the input current I is injected into the soma. Therefore the adaptation currents are still additive to the input current. The resting potential of the Crook model is at -77 mV.

$$\begin{aligned} CV_s' &= -I_{Na} - I_K - I_{Ca} - I_{LS} - I_C/P + I/P \\ CV_d' &= -I_{LD} + I_C/(1-P) \end{aligned}$$

Membrane capacitance: $C = 0.8 \mu\text{F}/\text{cm}^2$,

Proportion of the cell area taken up by the soma: $P = 0.05$.

Sodium current

$$\begin{aligned} I_{Na} &= \bar{g}_{Na} m^2 h (V_s - E_{Na}) \\ \dot{m} &= \alpha_m(V)(1-m) - \beta_m(V)m \\ \dot{h} &= \alpha_h(V)(1-h) - \beta_h(V)h \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_{Na} &= 221 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_{Na} = +55 \text{ mV}, \\ \alpha_m(V) &= 0.32(-47.1 - V_s)/(\exp(0.25(-47.1 - V_s)) - 1), \\ \beta_m(V) &= 0.28(V_s + 20.1)/(\exp((V_s + 20.1)/5) - 1), \\ \alpha_h(V) &= 0.128 \exp((-43 - V_s)/18), \\ \beta_h(V) &= 4/(\exp((-20 - V_s)/5) + 1). \end{aligned}$$

Potassium delayed-rectifier current

$$\begin{aligned} I_K &= \bar{g}_K n (V_s - E_K) \\ \dot{n} &= \alpha_n(V)(1-n) - \beta_n(V)n \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_K &= 47 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_K = -90 \text{ mV}, \\ \alpha_n(V) &= 0.59(-25.1 - V_s)/(\exp((-25.1 - V_s)/5) - 1), \\ \beta_n(V) &= 0.925 \exp(0.925 - 0.025(V_s + 77)). \end{aligned}$$

Calcium current

$$\begin{aligned} I_{Ca} &= \bar{g}_{Ca} s^2 r (V_s - E_{Ca}) \\ \dot{s} &= \alpha_s(V)(1-s) - \beta_s(V)s \\ \tau_r(V) \dot{r} &= r_\infty(V) - r \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_{Ca} &= 8.5 \text{ mS}/\text{cm}^2, E_{Ca} = +120 \text{ mV}, \\ \alpha_s(V) &= 0.912/(\exp(-0.072(V_s - 5)) + 1), \\ \beta_s(V) &= 0.0114(V_s + 8.9)/(\exp((V_s + 8.9)/5) - 1), \\ r_\infty(V) &= \min(\exp(-(V_s + 60)/20), 1), \\ \tau_r(V) &= 200 \text{ ms}. \end{aligned}$$

Soma leakage-current

$$I_{LS} = \bar{g}_S(V_S - E_{LS})$$

$$\bar{g}_S = 2 \text{ mS/cm}^2, E_{LS} = -70 \text{ mV.}$$

Dendrite leakage-current

$$I_{LD} = \bar{g}_D(V_d - E_{LD})$$

$$\bar{g}_D = 0.05 \text{ mS/cm}^2, E_{LD} = -70 \text{ mV.}$$

Coupling current

$$I_C = \bar{g}(V_S - V_d)$$

$$\bar{g} = 1.1 \text{ mS/cm}^2$$

Crook model with M-type current

To simulate the effect of an M-type adaptation current it was added to the Crook-model.

$$C\dot{V}_S = -I_{Na} - I_K - I_{Ca} - I_M - I_{LS} - I_C/P + I/P$$

M-type current

$$I_M = \bar{g}_M w(V_S - E_K)$$

$$\tau_w(V)\dot{w} = w_\infty(V) - w$$

$$\bar{g}_M = 6.5 \text{ mS/cm}^2, E_K = -90 \text{ mV,}$$

$$w_\infty(V) = 1/(\exp(-(V_S + 35)/10) + 1),$$

$$\tau_w(V) = 92 \exp(-(V_S + 35)/20)/(1 + 0.3 \exp(-(V_S + 35)/10)).$$

Crook model with AHP current

To simulate the effect of an AHP-type adaptation current it was added together with the calcium dynamics to the Crook-model.

$$C\dot{V}_S = -I_{Na} - I_K - I_{Ca} - I_{AHP} - I_{LS} - I_C/P + I/P$$

AHP current and calcium dynamics

$$I_{AHP} = \bar{g}_{AHP} q(V_S - E_K)$$

$$\tau_q(V)\dot{q} = q_\infty(V) - q$$

$$[\dot{Ca}] = -B[Ca] - [Ca]/\tau_{Ca}$$

$$\bar{g}_{AHP} = 7 \text{ mS/cm}^2, E_K = -90 \text{ mV,}$$

$$q_\infty(V) = (0.0005[Ca])^2,$$

$$\tau_q(V) = 0.0338/(\min(0.00001[Ca], 0.01) + 0.001),$$

$$B = 3, \tau_{Ca} = 60 \text{ ms.}$$

Apéndice B Ecuaciones del Modelo de Conductancia Neuronal de C. Koch and I. Segev

G-clamp v1.1 contains 5 virtual conductance modules implementing

- a fast Na⁺-conductance ($E_{rev} +60$ mV)
- a delayed rectifier K⁺-conductance ($E_{rev} -90$ mV)
- a muscarinic (M-type) K⁺-conductance ($E_{rev} -90$ mV)
- a linear leak conductance ($E_{rev} -40$ mV) and
- a transient (A-type) K⁺-conductance ($E_{rev} -84$ mV).

The conductance values are calculated in real time using the Euler method to integrate the ordinary differential equations that describe them. The equations describing the current kinetics of the first 4 conductances are based on the kinetics of these currents in bullfrog sympathetic B neurons (Yamada et al., *Methods in Neuronal Modeling: From Synapses to Networks*, Eds: C. Koch and I. Segev. Cambridge, MA: MIT Press, 1989, p. 97–133).

Since the inactivation of the delayed-rectifying potassium current is slow, we have omitted the inactivation parameter from our model. The effects of including inactivation have been described elsewhere (Schobesberger et al., *J.Neurophysiol.* 83:1912-1923, 2000). The equations describing the current kinetics of the transient (A-type) K⁺-conductance are based on recordings from rat dopaminergic neurons (Hahn et al., *J. Neurosci.* 26:10859-10866, 2003).

Fast inactivating sodium current

$$I_{Na}(V, t) = \bar{g}_{Na} m^2(V, t) h(V, t) (V - E_{Na})$$

$$dm(V, t)/dt = [m_{\infty}(V) - m(V, t)] / \tau_m(V) \quad (\text{activation variable})$$

$$m_{\infty}(V) = \alpha_m(V) / [\alpha_m(V) + \beta_m(V)] \quad (\text{steady-state})$$

$$\tau_m(V) = 2 / [\alpha_m(V) + \beta_m(V)] \quad (\text{time constant})$$

$$\alpha_m(V) = [0.36 (V + 33)] / [1 - \exp\{-(V + 33) / 3\}] \quad (\text{forward rate})$$

$$\beta_m(V) = [-0.4 (V + 42)] / [1 - \exp\{(V + 42) / 20\}] \quad (\text{backward rate})$$

$$m(V, t + \Delta t) = m(V, t) + [(m_\infty(V) - m(V, t)) / \tau_m(V)] \Delta t \quad (\text{Euler integration})$$

$$m(V, t + \Delta t) = m_\infty(V) + [m(V, t) - m_\infty(V)] \exp\{-\Delta t / \tau_m(V)\} \quad (\text{exponential Euler})$$

$$dh(V, t)/dt = [h_\infty(V) - h(V, t)] / \tau_h(V) \quad (\text{inactivation variable})$$

$$h_\infty(V) = \alpha_h(V) / [\alpha_h(V) + \beta_h(V)]$$

$$\tau_h(V) = 2 / [\alpha_h(V) + \beta_h(V)]$$

$$\alpha_h(V) = [-0.1 (V + 55)] / [1 - \exp\{(V + 55) / 6\}]$$

$$\beta_h(V) = 4.5 / [1 + \exp\{-V / 10\}]$$

$$h(V, t + \Delta t) = h(V, t) + [(h_\infty(V) - h(V, t)) / \tau_h(V)] \Delta t$$

$$h(V, t + \Delta t) = h_\infty(V) + [h(V, t) - h_\infty(V)] \exp\{-\Delta t / \tau_h(V)\}$$

Delayed-rectifier potassium current

$$I_K(V, t) = \bar{g}_K n^2(V, t) (V - E_K)$$

$$dn(V, t)/dt = [n_\infty(V) - n(V, t)] / \tau_n(V) \quad (\text{activation variable})$$

$$n_\infty(V - 20) = \alpha_n(V - 20) / [\alpha_n(V - 20) + \beta_n(V - 20)]$$

$$\tau_n(V) = 1 / [\alpha_n(V) + \beta_n(V)]$$

$$\alpha_n(V) = [0.0047 (V + 12)] / [1 - \exp\{-(V + 12) / 12\}]$$

$$\beta_n(V) = \exp\{-(V + 147) / 30\}$$

$$n(V, t+\Delta t) = n(V, t) + [(n_{\infty}(V) - n(V, t)) / \tau_n(V)] \Delta t$$

$$n(V, t+\Delta t) = n_{\infty}(V) + [n(V, t) - n_{\infty}(V)] \exp\{-\Delta t / \tau_n(V)\}$$

M-type potassium current

$$I_M(V, t) = \bar{g}_M w(V, t) (V - E_M)$$

$$dw(V, t)/dt = [w_{\infty}(V) - w(V, t)] / \tau_w(V) \quad (\text{activation variable})$$

$$w_{\infty}(V) = 1 / [1 + \exp\{-(V + 35) / 10\}]$$

$$\tau_w(V) = 1000 / [3.3 \{\exp\{(V + 35) / 40\} + \exp\{-(V + 35) / 20\}\}]$$

$$w(V, t+\Delta t) = w(V, t) + [(w_{\infty}(V) - w(V, t)) / \tau_w(V)] \Delta t$$

$$w(V, t+\Delta t) = w_{\infty}(V) + [w(V, t) - w_{\infty}(V)] \exp\{-\Delta t / \tau_w(V)\}$$

The implemented leak conductance has two components:

a) Cyclic nucleotide-gated cation leak current

$$I_{\text{CNG}}(V) = g_{\text{CNG}} (V - E_{\text{CNG}})$$

b) Background leak current

$$I_{\text{leak}}(V) = g_{\text{leak}} (V - E_{\text{leak}})$$

Transient (A-type) potassium current

$$I_A(V, t) = \bar{g}_A m^3(V, t) h(V, t) (V - E_K)$$

$$dm(V, t)/dt = [m_{\infty}(V) - m(V, t)] / \tau_m(V) \quad (\text{activation variable})$$

$$m_{\infty}(V) = 1 / [1 + \exp\{-(V + 24.8) / 13.9\}] \quad (\text{steady-state})$$

$$\tau_m(V) = 2 - (1.6 / [1 + \exp\{-(V + 20) / 15\}]) \quad \text{time constant}$$

$$m(V, t + \Delta t) = m(V, t) + [(m_\infty(V) - m(V, t)) / \tau_m(V)] \Delta t \quad \text{(Euler integration)}$$

$$m(V, t + \Delta t) = m_\infty(V) + [m(V, t) - m_\infty(V)] \exp\{-\Delta t / \tau_m(V)\} \quad \text{(exponential Euler)}$$

$$dh(V, t)/dt = [h_\infty(V) - h(V, t)] / \tau_h(V) \quad \text{(inactivation variable)}$$

$$h_\infty(V) = 1 / [1 + \exp\{(V + 78.7) / 9.2\}]$$

$$\tau_h(V) = 28 - (9.4 / [1 + \exp\{-(V - 2) / 16\}])$$

$$h(V, t + \Delta t) = h(V, t) + [(h_\infty(V) - h(V, t)) / \tau_h(V)] \Delta t$$

$$h(V, t + \Delta t) = h_\infty(V) + [h(V, t) - h_\infty(V)] \exp\{-\Delta t / \tau_h(V)\}$$

Voltage-independent synaptic conductances are implemented by reading a pre-determined conductance waveform (see section 7. Template Files) from file.

Apéndice C Amplificador de Instrumentación AD620



Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

Easy to use

- Gain set with one external resistor (Gain range 1 to 10,000)
- Wide power supply range (± 2.3 V to ± 18 V)
- Higher performance than 3 op amp IA designs
- Available in 8-lead DIP and SOIC packaging
- Low power, 1.3 mA max supply current

Excellent dc performance (B grade)

- 50 μ V max, input offset voltage
- 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, input offset drift
- 1.0 nA max, input bias current
- 100 dB min common-mode rejection ratio ($G = 10$)

Low noise

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

Excellent ac specifications

- 120 kHz bandwidth ($G = 100$)
- 15 μ s settling time to 0.01%

APPLICATIONS

- Weigh scales
- ECG and medical instrumentation
- Transducer interface
- Data acquisition systems
- Industrial process controls
- Battery-powered and portable equipment

CONNECTION DIAGRAM

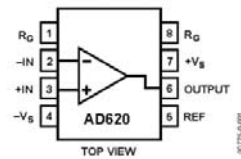


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), CERDIP (Q), and SOIC (R) Packages

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery-powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max, and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications, such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Superbeta processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, and 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01%, and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

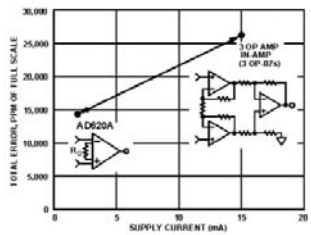


Figure 2. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

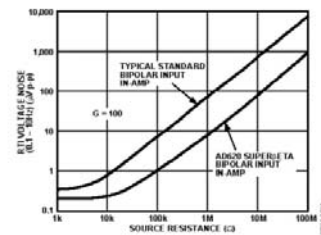


Figure 3. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

Rev. G

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 that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.326.8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

AD620

TABLE OF CONTENTS

Specifications	3	Input Protection	16
Absolute Maximum Ratings	5	RF Interference.....	16
ESD Caution	5	Common-Mode Rejection.....	17
Typical Performance Characteristics.....	7	Grounding.....	17
Theory of Operation.....	13	Ground Returns for Input Bias Currents.....	18
Gain Selection.....	16	Outline Dimensions.....	19
Input and Output Offset Voltage	16	Ordering Guide	20
Reference Terminal	16		

REVISION HISTORY

12/04—Rev. F to Rev. G

Updated Format.....	Universal
Change to Features.....	1
Change to Product Description.....	1
Changes to Specifications.....	3
Added Metallization Photograph.....	4
Replaced Figure 4-Figure 6	6
Replaced Figure 15	7
Replaced Figure 33	10
Replaced Figure 34 and Figure 35	10
Replaced Figure 37	10
Changes to Table 3	13
Changes to Figure 41 and Figure 42	14
Changes to Figure 43	15
Change to Figure 44	17
Changes to Input Protection section	15
Deleted Figure 9.....	15
Changes to RF Interference section	15
Edit to Ground Returns for Input Bias Currents section.....	17
Added AD620CHIPS to Ordering Guide	19

7/03—Data Sheet changed from REV. E to REV. F

Edit to FEATURES.....	1
Changes to SPECIFICATIONS	2
Removed AD620CHIPS from ORDERING GUIDE	4
Removed METALLIZATION PHOTOGRAPH.....	4
Replaced TPCs 1–3	5
Replaced TPC 12	6
Replaced TPC 30.....	9
Replaced TPCs 31 and 32.....	10
Replaced Figure 4.....	10
Changes to Table I.....	11
Changes to Figures 6 and 7	12
Changes to Figure 8	13
Edited INPUT PROTECTION section.....	13
Added new Figure 9.....	13
Changes to RF INTERFACE section	14
Edit to GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS section.....	15
Updated OUTLINE DIMENSIONS	16

SPECIFICATIONS

Typical @ 25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, and $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN											
Gain Range	$G = 1 + (49.4\text{ k}\Omega/R_G)$	1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity	$V_{OUT} = -10\text{ V to }+10\text{ V}$										
G = 1–1000	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–100	$R_L = 2\text{ k}\Omega$		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature	G = 1			10			10			10	ppm/°C
	Gain > 1 ²			–50			–50			–50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET											
Input Offset, V_{OSI}	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$) $V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$		30	125		15	50		30	125	μV
Overtemperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$			185			85			225	μV
Average TC	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15\text{ V}$		400	1000		200	500		400	1000	μV
Overtemperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$			1500			750			1500	μV
Average TC	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$										
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		95	120		100	120		95	120		dB
G = 100		110	140		120	140		110	140		dB
G = 1000		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Overtemperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Overtemperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		$\text{G}\Omega_{\text{pF}}$
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		$\text{G}\Omega_{\text{pF}}$
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 5\text{ V}$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Overtemperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Overtemperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Overtemperature	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S + 2.1$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V

AD620

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Common-Mode Rejection											
Ratio DC to 60 Hz with 1 kΩ Source Imbalance	$V_{CM} = 0 \text{ V to } \pm 10 \text{ V}$										
G = 1		73	90		80	90		73	90		dB
G = 10		93	110		100	110		93	110		dB
G = 100		110	130		120	130		110	130		dB
G = 1000		110	130		120	130		110	130		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 2.3 \text{ V}$ to $\pm 5 \text{ V}$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Overtemperature	$V_S = \pm 5 \text{ V}$ to $\pm 18 \text{ V}$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
Overtemperature Short Circuit Current		$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	V
		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
			± 18			± 18			± 18		mA
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal -3 dB Bandwidth											
G = 1			1000			1000			1000		kHz
G = 10			800			800			800		kHz
G = 100			120			120			120		kHz
G = 1000			12			12			12		kHz
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/ μs
Settling Time to 0.01%	10 V Step										
G = 1-100			15			15			15		μs
G = 1000			150			150			150		μs
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz		$Total \text{ RTI Noise} = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$									
Input, Voltage Noise, e_{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Output, Voltage Noise, e_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1			3.0		3.0	6.0		3.0	6.0		$\mu\text{V p-p}$
G = 10			0.55		0.55	0.8		0.55	0.8		$\mu\text{V p-p}$
G = 100-1000			0.28		0.28	0.4		0.28	0.4		$\mu\text{V p-p}$
Current Noise	$f = 1 \text{ kHz}$		100		100			100			fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
0.1 Hz to 10 Hz			10		10			10			pA p-p
REFERENCE INPUT											
R_{IN}			20		20			20			k Ω
I_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		50	60		50	60		50	60	μA
Voltage Range		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.6$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.6$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.6$	V
Gain to Output		1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			
POWER SUPPLY											
Operating Range ⁴		± 2.3		± 18	± 2.3		± 18	± 2.3		± 18	V
Quiescent Current	$V_S = \pm 2.3 \text{ V}$ to $\pm 18 \text{ V}$		0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA
Overtemperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
TEMPERATURE RANGE											
For Specified Performance		$-40 \text{ to } +85$			$-40 \text{ to } +85$			$-55 \text{ to } +125$			$^{\circ}\text{C}$

¹ See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.

² Does not include effects of external resistor R_G .

³ One input grounded. $G = 1$.

⁴ This is defined as the same supply range that is used to specify PSR.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation ¹	650 mW
Input Voltage (Common-Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	25 V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to +85°C
AD620 (S)	-55°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 10 seconds)	300°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

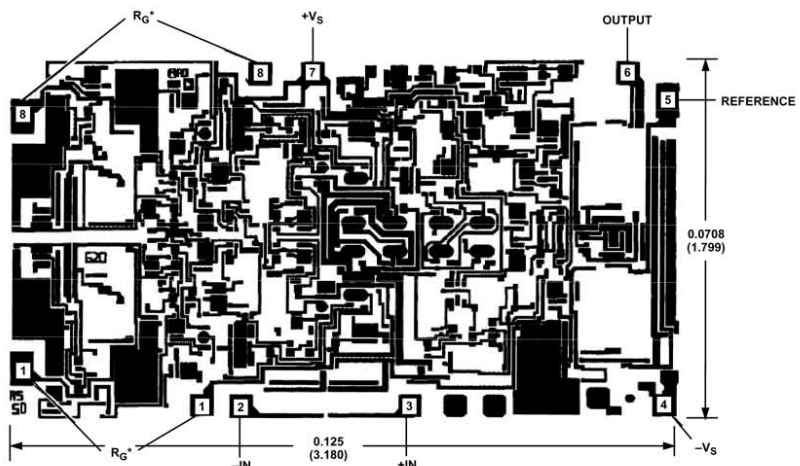
¹ Specification is for device in free air:
 8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C}$
 8-Lead CERDIP Package: $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C}$
 8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C}$

ESD CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although this product features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



AD620



*FOR CHIP APPLICATIONS: THE PADS $1R_G$ AND $8R_G$ MUST BE CONNECTED IN PARALLEL TO THE EXTERNAL GAIN REGISTER R_G . DO NOT CONNECT THEM IN SERIES TO R_G . FOR UNITY GAIN APPLICATIONS WHERE R_G IS NOT REQUIRED, THE PADS $1R_G$ MAY SIMPLY BE BONDED TOGETHER, AS WELL AS THE PADS $8R_G$.

0811-0208

Figure 4. Metallization Photograph.
Dimensions shown in inches and (mm).
Contact sales for latest dimensions.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

(@ 25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.)

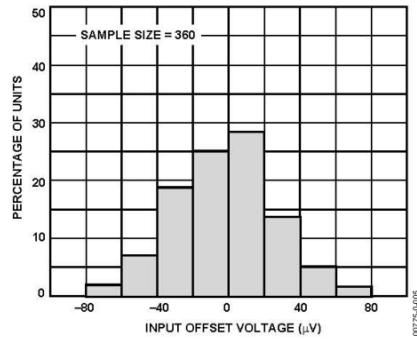


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Voltage

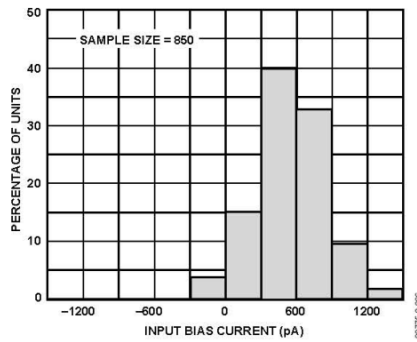


Figure 6. Typical Distribution of Input Bias Current

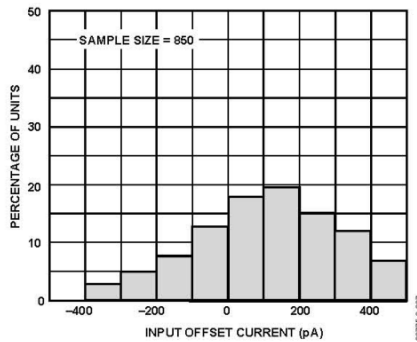


Figure 7. Typical Distribution of Input Offset Current

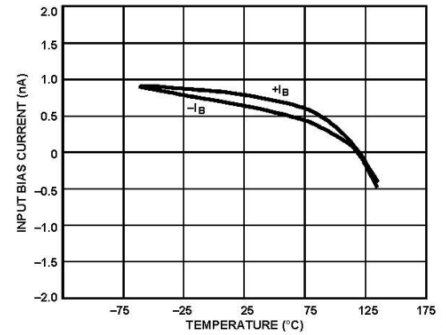


Figure 8. Input Bias Current vs. Temperature

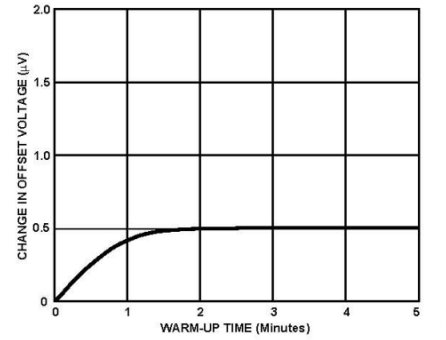


Figure 9. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

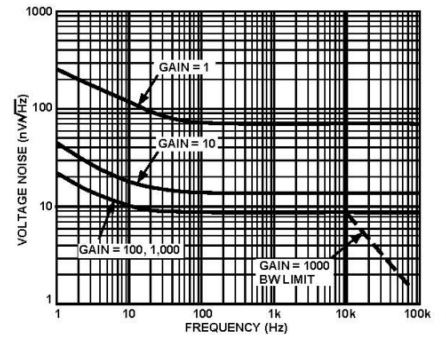


Figure 10. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency ($G = 1-1000$)

AD620

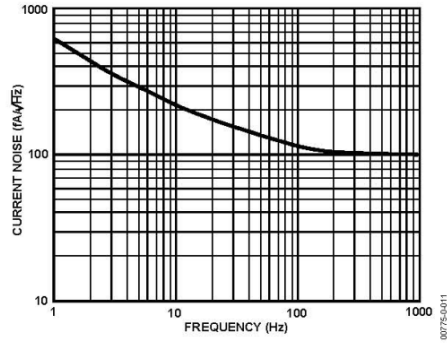


Figure 11. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

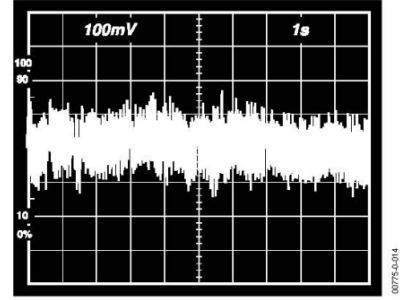


Figure 14. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

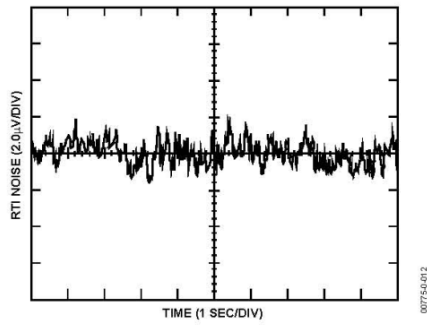


Figure 12. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1$)

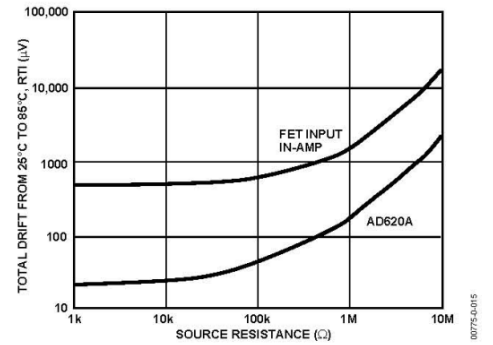


Figure 15. Total Drift vs. Source Resistance

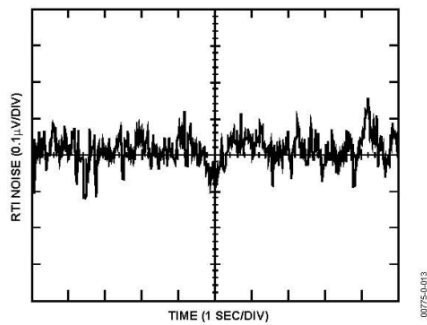


Figure 13. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1000$)

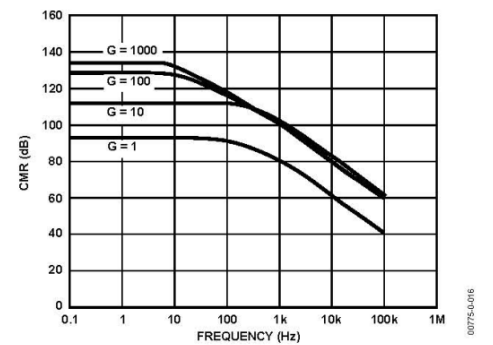


Figure 16. Typical CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

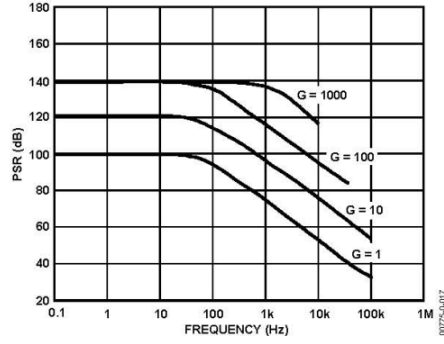


Figure 17. Positive PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

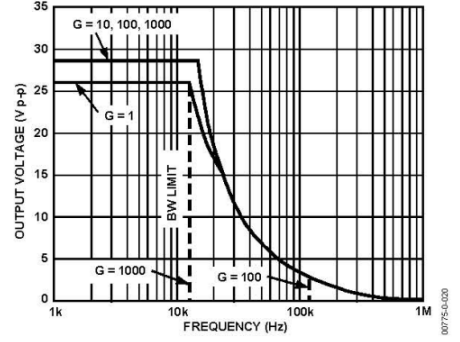


Figure 20. Large Signal Frequency Response

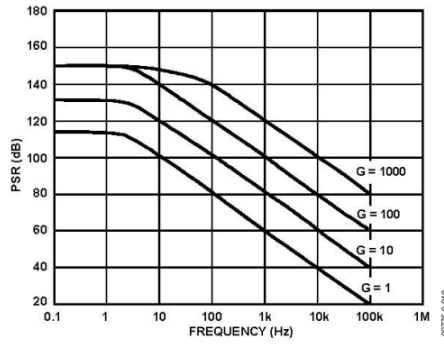


Figure 18. Negative PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

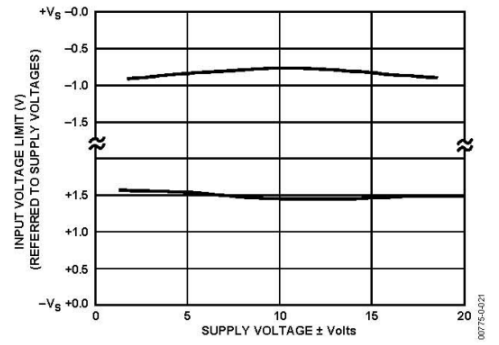


Figure 21. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

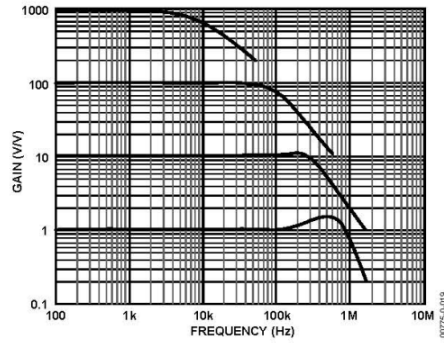


Figure 19. Gain vs. Frequency

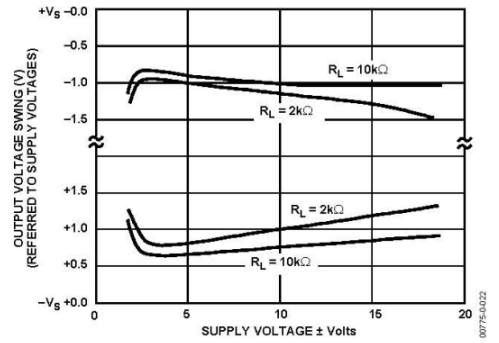


Figure 22. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, G = 10

AD620

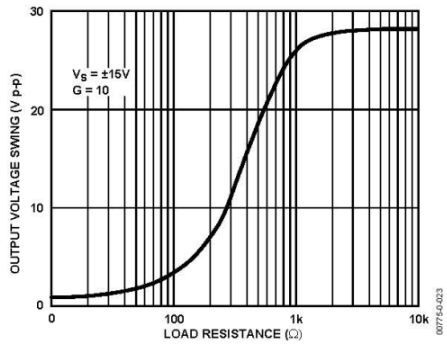


Figure 23. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

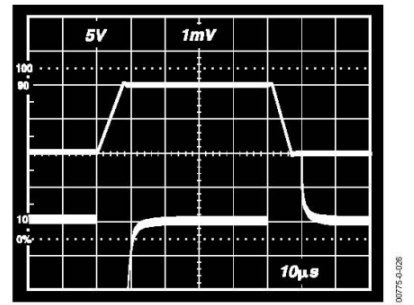


Figure 26. Large Signal Response and Settling Time, $G = 10$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

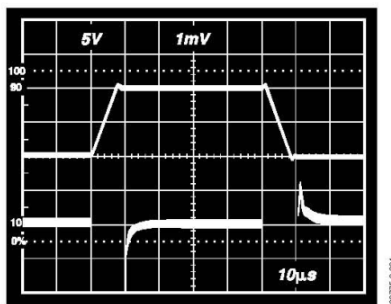


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time
 $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

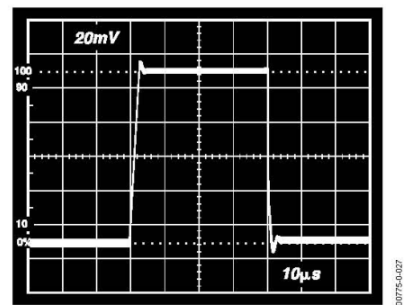


Figure 27. Small Signal Response, $G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

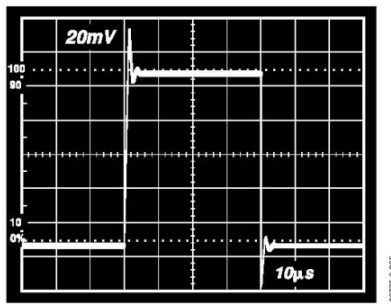


Figure 25. Small Signal Response, $G = 1$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

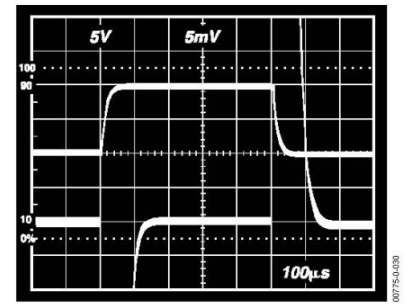


Figure 28. Large Signal Response and Settling Time, $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

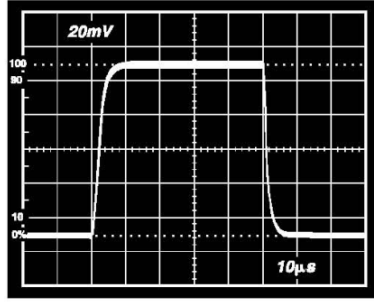


Figure 29. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

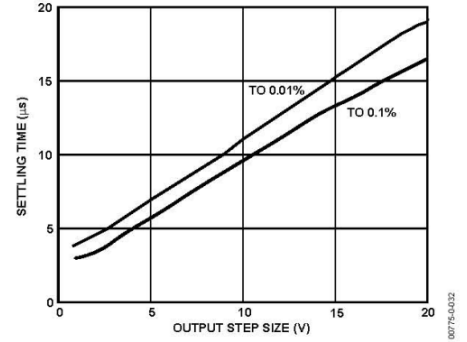


Figure 32. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

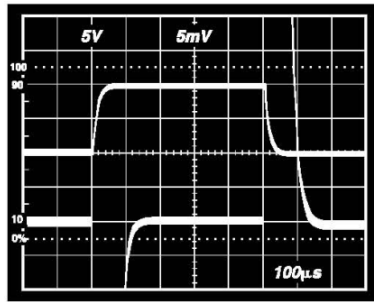


Figure 30. Large Signal Response and Settling Time, $G = 1000$ ($0.5\text{ mV} = 0.01\%$)

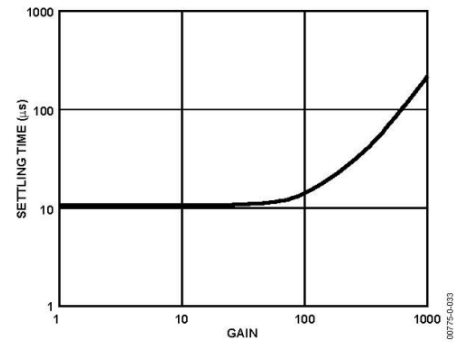


Figure 33. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10V Step

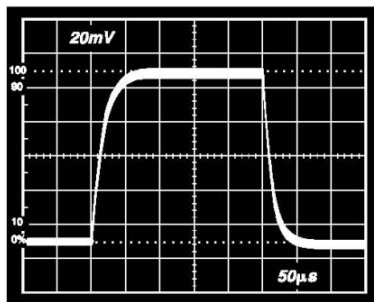


Figure 31. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

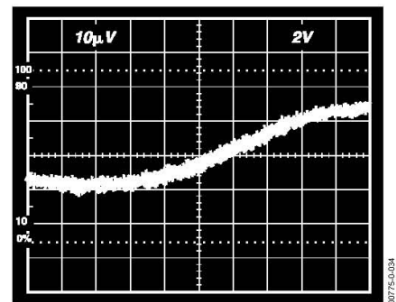


Figure 34. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ($10\mu\text{V} = 1\text{ ppm}$)

AD620

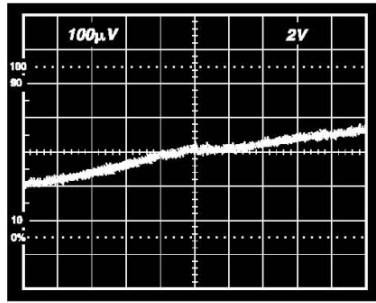


Figure 35. Gain Nonlinearity, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($100\ \mu\text{V} = 10\text{ ppm}$)

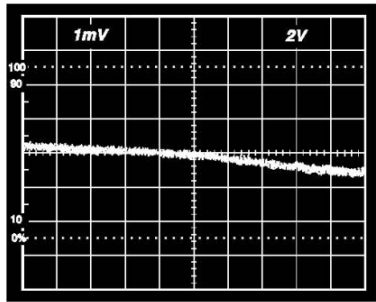


Figure 36. Gain Nonlinearity, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($1\text{ mV} = 100\text{ ppm}$)

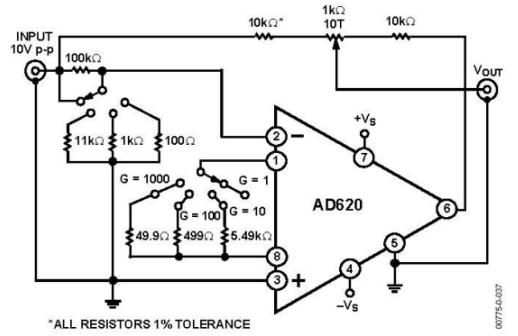


Figure 37. Settling Time Test Circuit

THEORY OF OPERATION

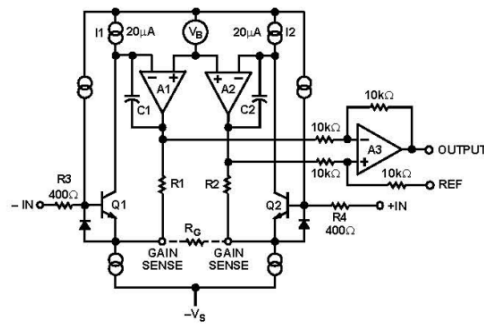


Figure 38. Simplified Schematic of AD620

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 38), yet offer 10× lower input bias current thanks to Superβeta processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1 and Q2, thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R1 + R2)/R_G + 1$. The unity-gain subtractor, A3, removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1 and C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of 9 nV/√Hz, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of 24.7 kΩ, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1$$

$$R_G = \frac{49.4k\Omega}{G - 1}$$

Make vs. Buy: a Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over “homebrew” three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components, and 10× lower supply current. In the typical application, shown in Figure 39, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full-scale over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. Table 3 shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

AD620

Regardless of the system in which it is being used, the AD620 provides greater accuracy at low power and price. In simple systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an autogain/autozero cycle will remove all absolute accuracy and drift errors, leaving only the resolution errors of gain, nonlinearity, and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a three op amp type in-amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.

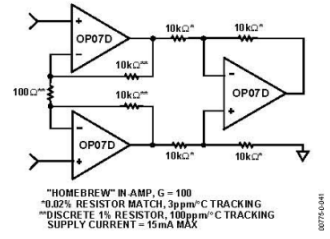
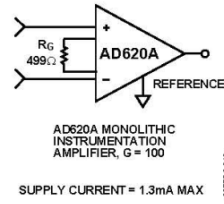
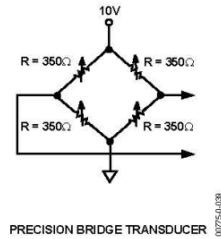


Figure 39. Make vs. Buy

Table 3. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD620 Circuit Calculation	“Homebrew” Circuit Calculation	Error, ppm of Full Scale	
			AD620	Homebrew
ABSOLUTE ACCURACY at $T_A = 25^\circ\text{C}$				
Input Offset Voltage, μV	125 $\mu\text{V}/20\text{ mV}$	$(150\ \mu\text{V} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$	6,250	10,607
Output Offset Voltage, μV	1000 $\mu\text{V}/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	$((150\ \mu\text{V} \times 2)/100)/20\text{ mV}$	500	150
Input Offset Current, nA	2 nA $\times 350\ \Omega/20\text{ mV}$	$(6\text{ nA} \times 350\ \Omega)/20\text{ mV}$	18	53
CMR, dB	110 dB(3.16 ppm) $\times 5\text{ V}/20\text{ mV}$	$(0.02\% \text{ Match} \times 5\text{ V})/20\text{ mV}/100$	791	500
		Total Absolute Error	7,559	11,310
DRIFT TO 85°C				
Gain Drift, ppm/°C	$(50\text{ ppm} + 10\text{ ppm}) \times 60^\circ\text{C}$	100 ppm/°C Track $\times 60^\circ\text{C}$	3,600	6,000
Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/20\text{ mV}$	$(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times \sqrt{2} \times 60^\circ\text{C})/20\text{ mV}$	3,000	10,607
Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	$(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C})/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	450	150
		Total Drift Error	7,050	16,757
RESOLUTION				
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	40 ppm	40 ppm	40	40
Typ 0.1 Hz to 10 Hz Voltage Noise, $\mu\text{V p-p}$	0.28 $\mu\text{V p-p}/20\text{ mV}$	$(0.38\ \mu\text{V p-p} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$	14	27
		Total Resolution Error	54	67
		Grand Total Error	14,663	28,134

G = 100, $V_S = \pm 15\text{ V}$.
(All errors are min/max and referred to input.)

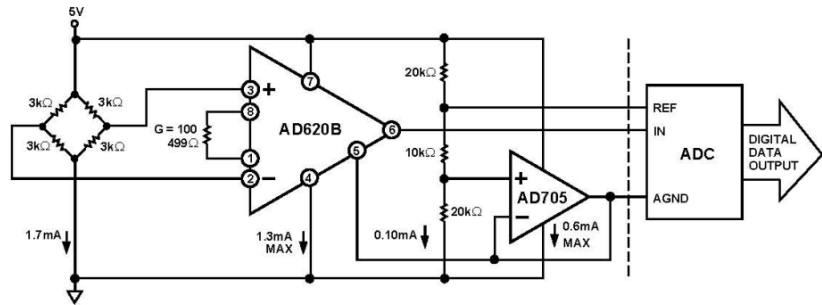


Figure 40. A Pressure Monitor Circuit that Operates on a 5 V Single Supply

Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications, such as weigh scales, the AD620 is especially suitable for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 40 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from 5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current.

Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it will also serve applications such as diagnostic noninvasive blood pressure measurement.

Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 41) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-lead mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery-powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise, coupled with the low voltage noise of the AD620, improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

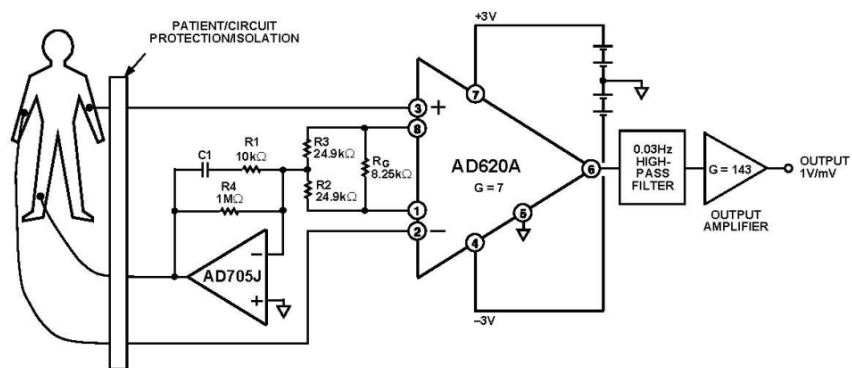


Figure 41. A Medical ECG Monitor Circuit

AD620

Precision V-I Converter

The AD620, along with another op amp and two resistors, makes a precision current source (Figure 42). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage, V_X , of the AD620 appears across R_1 , which converts it to a current. This current, less only the input bias current of the op amp, then flows out to the load.

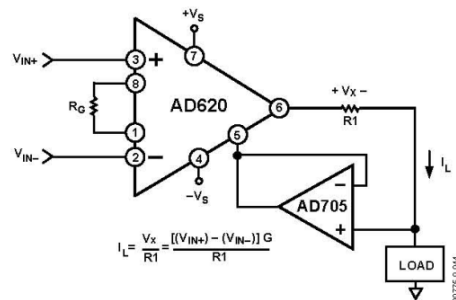


Figure 42. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ± 3 V)

GAIN SELECTION

The AD620's gain is resistor-programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1% to 1% resistors. Table 4 shows required values of R_G for various gains. Note that for $G = 1$, the R_G pins are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain, R_G can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error, avoid high parasitic resistance in series with R_G ; to minimize gain drift, R_G should have a low TC—less than 10 ppm/ $^{\circ}$ C—for the best performance.

Table 4. Required Values of Gain Resistors

1% Std Table Value of $R_G(\Omega)$	Calculated Gain	0.1% Std Table Value of $R_G(\Omega)$	Calculated Gain
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1,003.0

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD620 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 V_{OS} for a given gain is calculated as

$$\text{Total Error RTI} = \text{input error} + (\text{output error}/G)$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{input error} \times G) + \text{output error}$$

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, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

INPUT PROTECTION

The AD620 features 400 Ω of series thin film resistance at its inputs and will safely withstand input overloads of up to ± 15 V or ± 60 mA for several hours. This is true for all gains and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For longer time periods, the current should not exceed 6 mA ($I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a low leakage diode such as an FD333) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers rectify small out of band signals. The disturbance may appear as a small dc voltage offset. High frequency signals can be filtered with a low pass R-C network placed at the input of the instrumentation amplifier. Figure 43 demonstrates such a configuration. The filter limits the input signal according to the following relationship:

$$\text{FilterFreq}_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)}$$

$$\text{FilterFreq}_{CM} = \frac{1}{2\pi RC_C}$$

where $C_D \geq 10C_C$.

C_D affects the difference signal. C_C affects the common-mode signal. Any mismatch in $R \times C_C$ will degrade the AD620's CMRR. To avoid inadvertently reducing CMRR-bandwidth performance, make sure that C_C is at least one magnitude smaller than C_D . The effect of mismatched C_C s is reduced with a larger $C_D:C_C$ ratio.

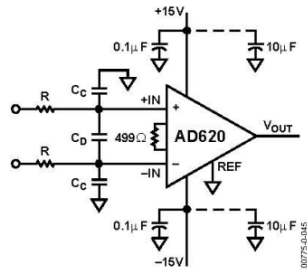


Figure 43. Circuit to Attenuate RF Interference

COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers, such as the AD620, offer high CMR, which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR, the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications, shielded cables are used to minimize noise; for best CMR over frequency, the shield should be properly driven. Figure 44 and Figure 45 show active data guards that are configured to improve ac common-mode rejections by “bootstrapping” the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

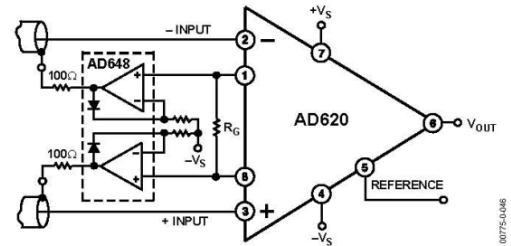


Figure 44. Differential Shield Driver

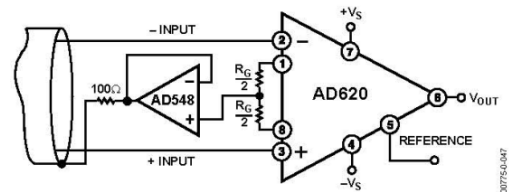


Figure 45. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Since the AD620 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.”

To isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 46). It would be convenient to use a single ground line; however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package shown in Figure 46.

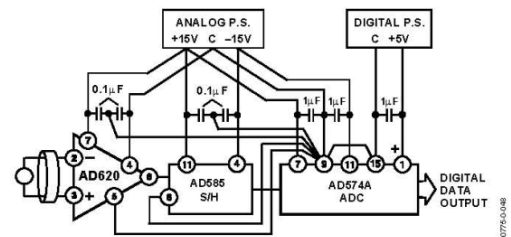


Figure 46. Basic Grounding Practice

AD620

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path for these currents. Therefore, when amplifying "floating" input sources, such as transformers or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground, as shown in Figure 47, Figure 48, and Figure 49. Refer to *A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers* (free from Analog Devices) for more information regarding in-amp applications.

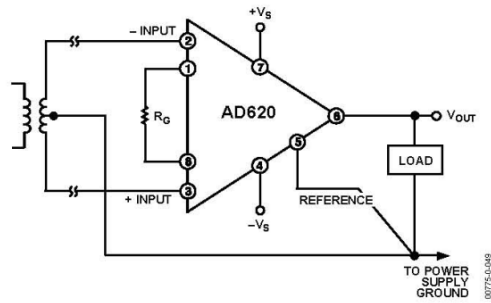


Figure 47. Ground Returns for Bias Currents with Transformer-Coupled Inputs

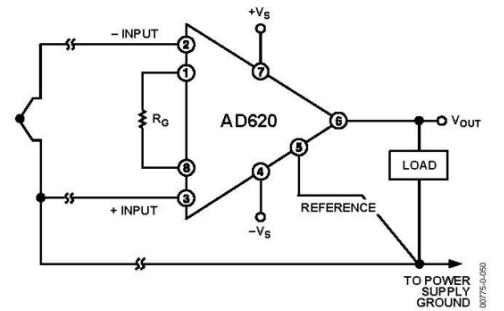


Figure 48. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

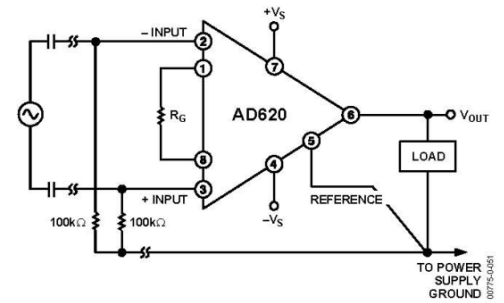
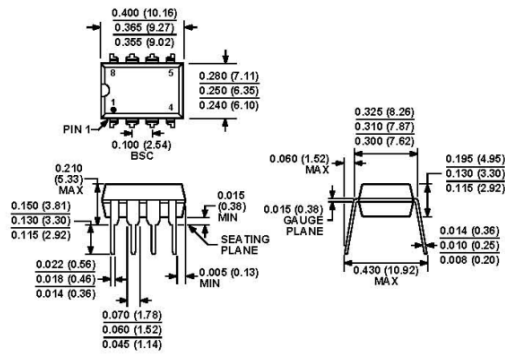


Figure 49. Ground Returns for Bias Currents with AC-Coupled Inputs

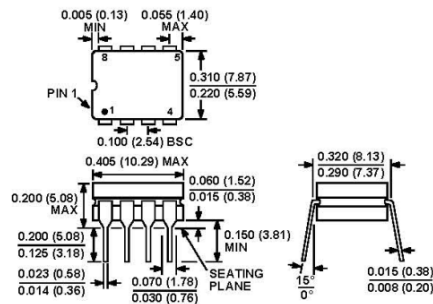
OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-001-BA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN. CORNER LEADS MAY BE CONFIGURED AS WHOLE OR HALF LEADS.

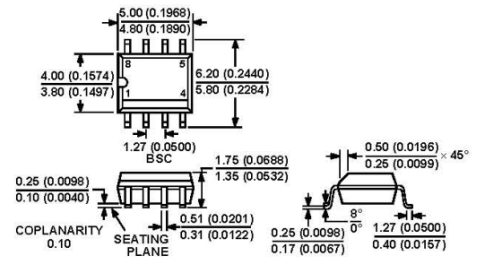
Figure 50. 8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]

Narrow Body (N-8).
 Dimensions shown in inches and (millimeters)



CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

Figure 51. 8-Lead Ceramic Dual In-Line Package [CERDIP] (Q-8)
 Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012AA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

Figure 52. 8-Lead Standard Small Outline Package [SOP]

Narrow Body (R-8)
 Dimensions shown in millimeters and (inches)

AD620

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option ¹
AD620AN	-40°C to +85°C	N-8
AD620ANZ ²	-40°C to +85°C	N-8
AD620BN	-40°C to +85°C	N-8
AD620BNZ ²	-40°C to +85°C	N-8
AD620AR	-40°C to +85°C	R-8
AD620ARZ ²	-40°C to +85°C	R-8
AD620AR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620ARZ-REEL ²	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620ARZ-REEL7 ²	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620BR	-40°C to +85°C	R-8
AD620BRZ ²	-40°C to +85°C	R-8
AD620BR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620BRZ-RL ²	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620BR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620BRZ-R7 ²	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620ACHIPS	-40°C to +85°C	Die Form
AD620SQ/883B	-55°C to +125°C	Q-8

¹ N = Plastic DIP; Q = CERDIP; R = SOIC.

² Z = Pb-free part.

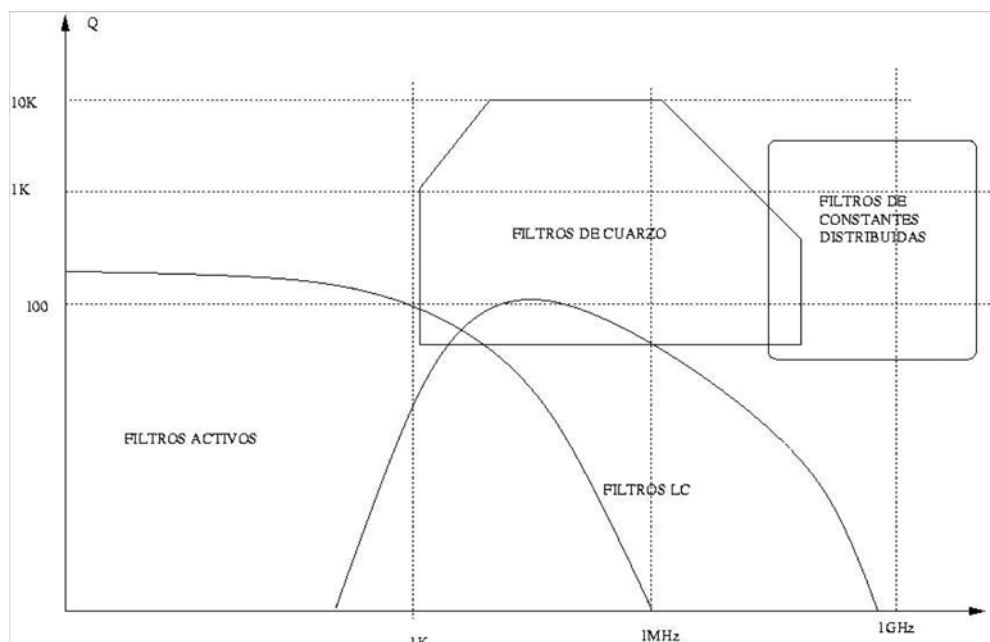
Apéndice D Filtros Activos

Este apéndice está direccionado al estudio de filtros activos, de manera que contextualice un poco al lector con respecto al comportamiento de los mismos.

El análisis de los circuitos excitados por fuentes sinusoidales se centra en la determinación de las corrientes y los voltajes en estado estacionario con una fuente de frecuencia constante. Pero también se debe considerar otro aspecto importante del análisis de los circuitos sinusoidales: determinar lo que sucede con la amplitud y la fase de las corrientes y los voltajes en estado estacionario cuando varía la frecuencia de la fuente. Al hacerlo, se determina la respuesta en frecuencia del circuito.

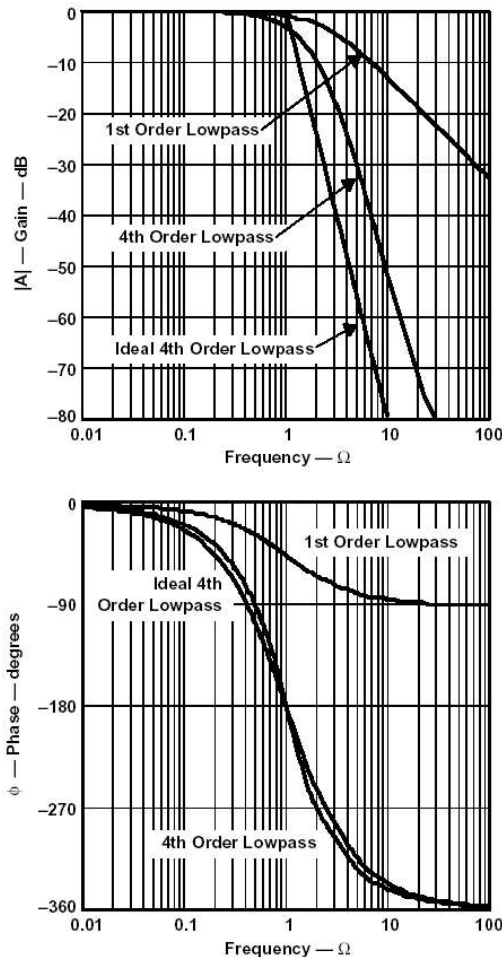
El interés por la respuesta en frecuencia de un circuito tiene dos razones principales. Primero, los circuitos que exhiben características discriminatorias en lo referente a la frecuencia transmiten señales mucho mejor a ciertas frecuencias que a otras. Los diseñadores aprovechan esta característica para filtrar o eliminar las señales en el intervalo de frecuencias no deseadas. La posibilidad de diseñar circuitos selectivos en frecuencia hace posible la comunicación por radio, teléfono y televisión.

Segundo, al conocer la respuesta en frecuencia se puede predecir la respuesta del circuito a cualquier otra entrada. Como la respuesta en frecuencia se relaciona con otras respuestas, el diseñador puede realizar circuitos o dispositivos en términos de las especificaciones de frecuencia, sabiendo que las limitaciones sobre la respuesta en frecuencia también influyen en la respuesta a las entradas no sinusoidales. Otro punto importante es que el investigador puede determinar la respuesta en frecuencia en el laboratorio y, a partir de los datos, formular un modelo del circuito o el dispositivo. Este modelo obtenido en el laboratorio permite predecir la respuesta del dispositivo a otros tipos de seriales de entrada. Por lo tanto, el estudio de la respuesta en frecuencia forma una parte importante del análisis y el diseño de circuitos.



CURVAS DE RESPUESTA DE FILTROS BÁSICOS

Los filtros suelen clasificarse por la forma en que el voltaje de salida varía con la frecuencia del voltaje de entrada. Las categorías de los filtros activos son paso-bajas, paso-altas, paso-banda y supresor de banda. A continuación se analizará cada una de estas respuestas generales.



RESPUESTA DEL FILTRO PASO-BAJAS

La banda de paso del filtro paso-bajas básico se define desde 0 Hz (cd) hasta la frecuencia de corte, f_c , en donde el voltaje de salida es el 70.7% del voltaje de la banda de como se indica en la figura 1(a). La banda de paso ideal mostrada por la región sombreada dentro de la línea punteada tiene una atenuación instantánea en, f_c .

El ancho de banda de este filtro es igual a, f_c .

$$AB = f_c$$

Aunque en la práctica no es posible lograr la respuesta ideal, es posible obtener razones de caída de -20dB/década y más altas. En la figura 1 (b) se muestran las curvas de respuesta de un filtro paso-bajas ideal, con varias razones de caída.

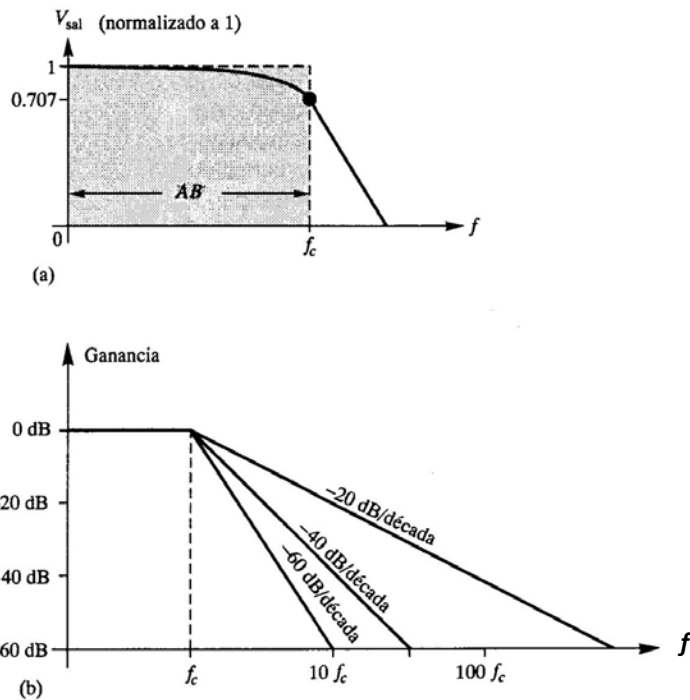


Figura 1
Respuestas de un filtro paso-bajas

La razón de -20dB/década se obtiene con una red RC simple, formada por un resistor y un capacitor. Razones más altas de caída requieren redes RC adicionales. A cada red se le denomina polo. La frecuencia de corte del filtro paso-bajas RC ocurre cuando $X_C = R$, en donde

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

RESPUESTA DEL FILTRO PASO-ALTAS

Una respuesta de un filtro paso-altas es aquella que atenúa significativamente a todas las frecuencias menores que f_c y permite el paso de todas las frecuencias mayores que f_c . La frecuencia de corte es, por supuesto, la frecuencia en la cual el voltaje de salida es el 70.7% del voltaje de la banda de paso, como se muestra en la figura 2(a). La respuesta ideal, mostrada en la región sombreada dentro de las líneas punteadas, tiene una caída instantánea en f_c , la cual, por supuesto, no es posible obtener. Es posible obtener razones de caída de 20dB/década/polo . En la figura 2(b) se ilustran respuestas del filtro paso-altas con varias razones de caída.

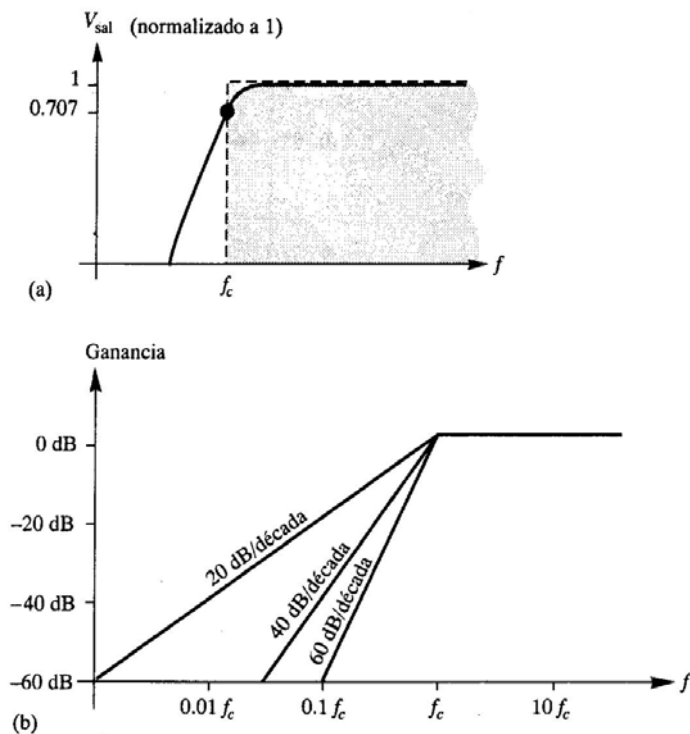


Figura 2

Así como un filtro pasa bajas RC , la frecuencia de corte pasa altas corresponde al valor en donde $X_C = R$, y se calcula con la formula $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$. La respuesta de un filtro paso-altas se extiende desde f_c hasta una frecuencia determinada por las limitaciones del elemento activo (transistor o amplificador operacional) empleado.

RESPUESTA DE UN FILTRO PASO-BANDA

Un filtro paso-banda permite el paso de todas las señales localizadas dentro de una banda comprendida entre un límite de frecuencia inferior y un límite de frecuencia superior, y esencialmente rechaza a todas las demás frecuencias que queden fuera de esta banda especificada. En la figura 3 se muestra una curva de respuesta paso-banda generalizada. el ancho de banda (AB) se define como la diferencia entre la frecuencia de corte superior, f_{c2} , y la frecuencia de corte inferior f_{c1} .

$$AB = f_{c2} - f_{c1} \quad (2)$$

Las frecuencias de corte son, por supuesto, los puntos en donde la curva de respuesta es el 70.7% de su máximo. Recuerde que a estas frecuencias de corte también se les denomina frecuencias de $3dB$. La frecuencia alrededor de la cual se centra la banda de paso se denomina frecuencia central, f_0 , y se define como la media geométrica de las frecuencias de corte.

$$\sqrt[3]{(f_{c2} - f_{c1})} \quad (3)$$

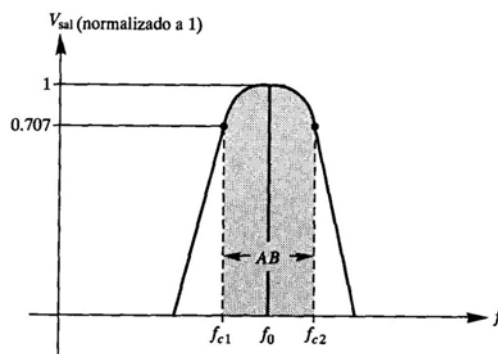


Figura 3

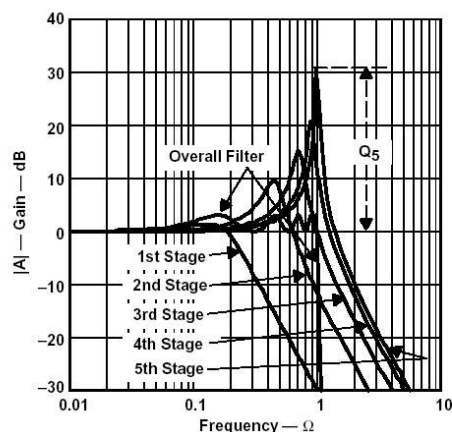
Factor de calidad

El factor de calidad (Q) de un filtro paso-banda es la razón de frecuencia central al ancho de banda.

$$Q = \frac{f_0}{AB} \quad (4)$$

El valor de Q es una indicación de la selectividad de un filtro paso-banda. Mientras más alto sea el valor de Q , más angosto será el ancho de banda y mejor la selectividad para un valor dado de f_0 . Algunas veces, los filtros paso-banda se clasifican como de banda estrecha ($Q > 10$) o de banda ancha ($Q < 10$). El Q también puede expresarse en términos del factor de amortiguamiento (FA) del filtro como

$$Q = \frac{1}{FA} \quad (5)$$



$$Q_5(dB) = 20 \lg Q_5$$

Factor de Calidad. (Gráficamente)

Válido sólo para valores altos de Q .

RESPUESTA DE UN FILTRO SUPRESOR DE BANDA

Otra categoría de filtro activo es el supresor de banda, conocido también como

filtro de muesca, de rechazo de banda o de eliminación de banda. Su operación puede concebirse como la opuesta a la del filtro paso-banda, ya que las frecuencias dentro de cierto ancho de banda se rechazan y se permite el paso de frecuencias fuera del ancho de banda. En la figura 4 se muestra una curva de respuesta general para un filtro supresor de banda. Observe que el ancho de banda es la banda de frecuencias entre los puntos de $3dB$, justa-mente como en el caso de la respuesta del filtro paso-banda.

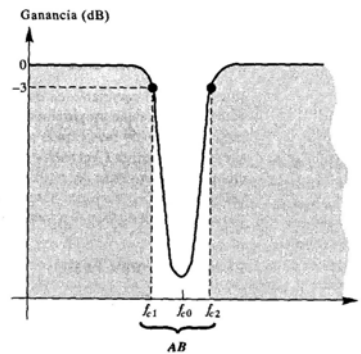


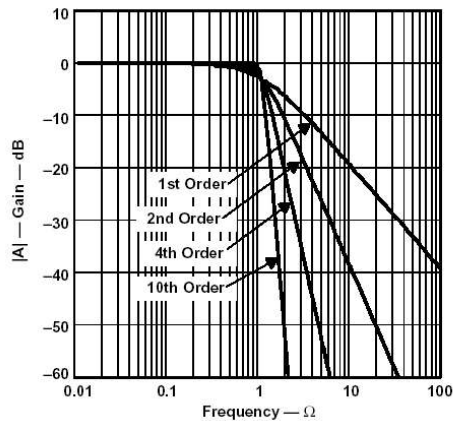
Figura 4

CARACTERÍSTICAS DE LA RESPUESTA DE UN FILTRO

Cada tipo de respuesta (paso-bajas, paso-altas, paso-banda o supresor de banda) puede diseñarse mediante valores de componentes del circuito afín de tener una característica Butterworth, Chebyshev o Bessel. Cada una de estas características se identifica por la forma de la curva de respuesta y cada una tiene una ventaja en ciertas aplicaciones.

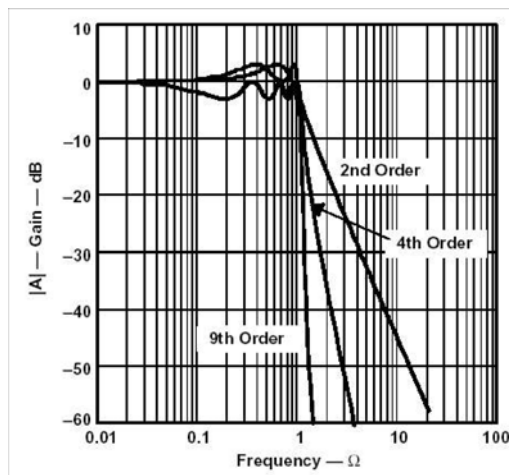
LA CARACTERÍSTICA BUTTERWORTH

La característica Butterworth proporciona una respuesta en amplitud muy plana en la banda de paso y una razón de caída de 20 dB/década/polo. Sin embargo, la respuesta en fase no es lineal y el desfaseamiento (y, así, el retardo en tiempo) de las señales que pasan a través del filtro varía en forma no lineal con la frecuencia. Por consiguiente, un pulso aplicado a un filtro con respuesta Butterworth originará sobrepasos en la salida, ya que cada componente de frecuencia de los flancos de subida y bajada del pulso experimenta un retardo en tiempo diferente. Los filtros con respuesta Butterworth suelen usarse cuando todas las frecuencias en la banda de paso deben tener la misma ganancia. A la respuesta Butterworth se le conoce a menudo como respuesta plana máxima.



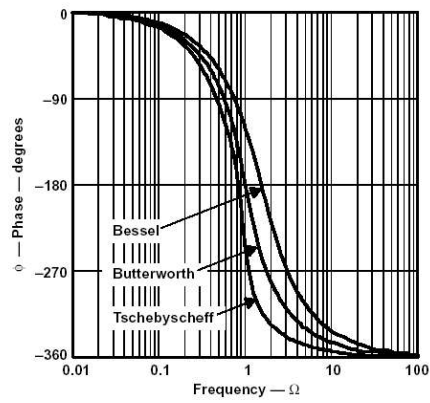
LA CARACTERÍSTICA CHEBYSHEV

Los filtros con característica de respuesta Chebyshev son útiles cuando se requiere una caída rápida, ya que proporcionan una razón de caída superior a los $20\text{dB}/\text{década}/\text{polo}$. Se trata de una razón más grande que la del Butterworth, por lo que los filtros pueden realizarse con respuesta Chebyshev con un menor número de polos y circuitos menos complicados para una razón de caída dada. Este tipo de respuesta de filtro se caracteriza por sobrepasos o fluctuaciones (rizos) en la banda de paso (dependiendo del número de polos) y una respuesta en fase aun menos lineal que la de Butterworth.

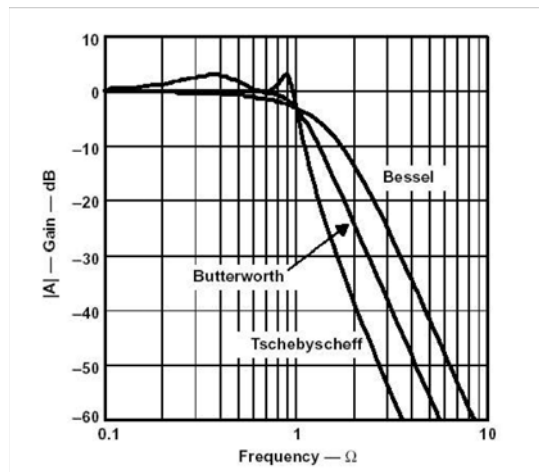
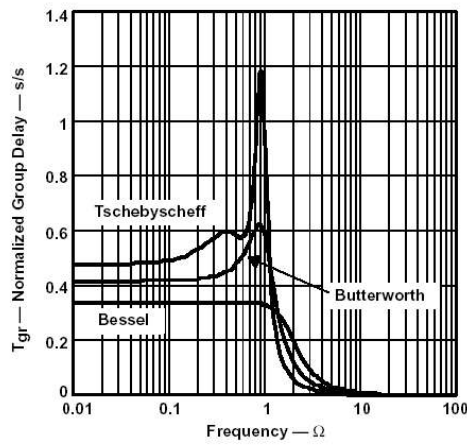


LA CARACTERÍSTICA BESSEL

La respuesta Bessel presenta una característica de fase lineal, lo cual significa que el desfase crece linealmente con la frecuencia. El resultado es que casi no hay sobrepasos en la salida cuando se tiene una entrada pulso. Por esta razón se usan filtros con respuesta Bessel para filtrar pulsos sin distorsionar su forma.

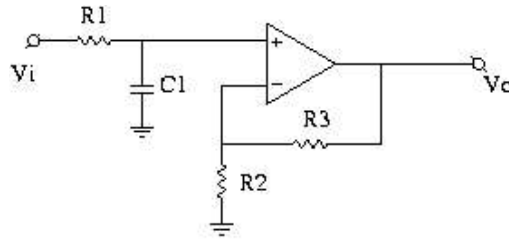


RETARDOS Y GANANCIAS NORMALIZADOS.



ARQUITECTURA DE FILTROS

ARQUITECTURA DE PASA BAJAS DE PRIMER ORDEN

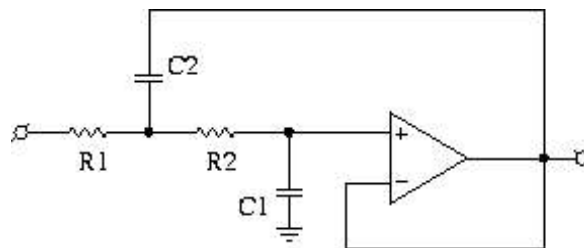


Paso-Baja de primer orden no inversor.

y su función de transferencia es

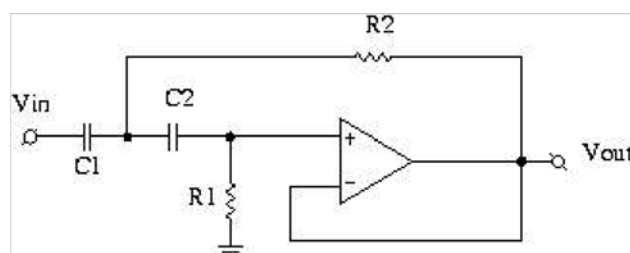
$$F(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + w_0 * R_1 * C s}, \quad \frac{w_0}{2\pi} = f_c$$

ARQUITECTURA DE PASA BAJAS DE SEGUNDO ORDEN. ESTRUCTURA SALLEN-KEY TIPO I



$$F(s) = \frac{1}{1 + w_0 * C_1 * (R_1 + R_2) * s + w_0^2 * R_1 * R_2 * C_1 * C_2 * s^2}, \quad \frac{w_0}{2\pi} = f_c$$

ARQUITECTURA DE PASA ALTAS DE SEGUNDO ORDEN. ESTRUCTURA SALLEN-KEY TIPO I

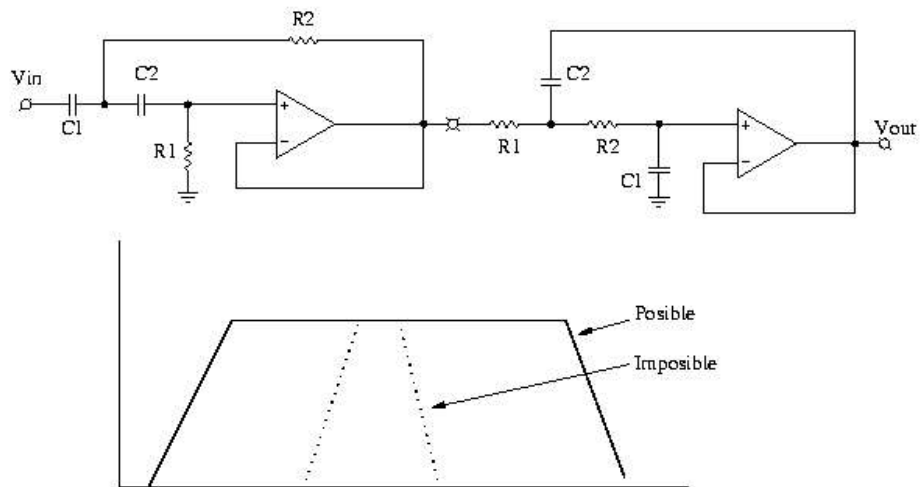


$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_1(C_1 + C_2)}{w_0 * R_1 * R_2 * C_1 * C_2} * \frac{1}{s} + \frac{1}{w_0^2 * R_1 * R_2 * C_1 * C_2} * \frac{1}{s^2}}, \quad \frac{w_0}{2\pi} = f_c$$

Nota: C1=C2 (suele

hacerse)

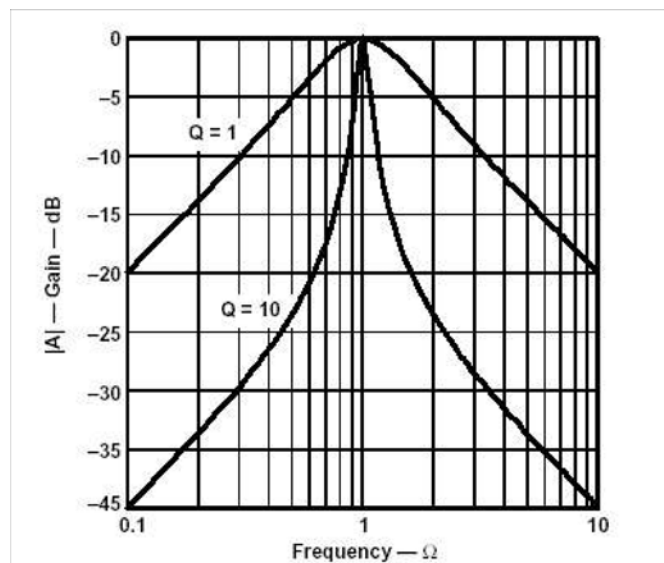
ARQUITECTURA DE PASA BANDA DE SEGUNDO ORDEN. ESTRUCTURA SALLEN-KEY TIPO I



La función de transferencia genérica sería:

$$F(s) = \frac{\frac{A_m}{Q} * s}{1 + \frac{1}{Q} * s + s^2}$$

y unos ejemplos de ganancias normalizadas serían:



ARQUITECTURA DE SEGUNDO ORDEN. ESTRUCTURA SALLEN-KEY TIPO II

Las características de respuesta Butterworth, Chebyshev o Bessel pueden realizarse con casi todas las configuraciones de circuito para filtros activos mediante la selección apropiada de ciertos valores de componentes. En la figura 5 se muestra una comparación general de las tres características de respuesta para una curva de respuesta paso-bajas. También es posible diseñar filtros paso-altas y paso-banda que

tengan cualquiera de las tres características.

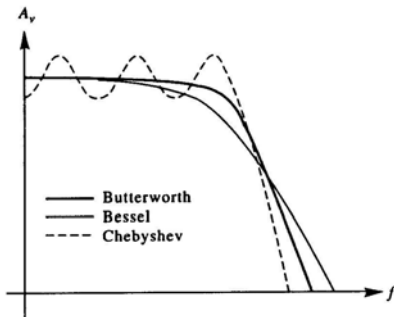


Figura 5
Gráficas comparativas de los tres tipos de Características de respuesta de filtros

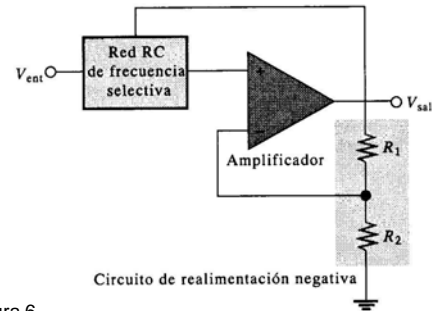


Figura 6
Diagrama general de un filtro activo.

EL FACTOR DE AMORTIGUAMIENTO

Como ya se mencionó, es posible diseñar un filtro activo a fin de que tenga una característica de respuesta Butterworth, Chebyshev o Bessel, independientemente de que sea del tipo paso-bajas, paso-altas, paso-banda o supresor de banda. El factor de amortiguamiento (FA) de un filtro activo determina qué característica de respuesta presenta el filtro. Para explicar el concepto básico, en la figura 6 se muestra un filtro activo generalizado. Se incluyen un amplificador, un circuito de realimentación negativa y una sección de filtrado. El amplificador y la realimentación se conectan en una configuración no inversora. El factor de amortiguamiento es determinado por el circuito de realimentación negativa y se define por la siguiente ecuación:

$$FA = 2 - \frac{R_1}{R_2} \quad (6)$$

Básicamente, el factor de amortiguamiento afecta la respuesta del filtro mediante acción de la realimentación negativa. Cualquier intento por aumentar o disminuir el voltaje de salida es compensado por el efecto opuesto de la realimentación negativa. Lo anterior tiende a hacer plana la curva de respuesta en la banda de paso del filtro si el valor del factor de amortiguamiento es fijado de manera precisa. Aplicando métodos matemáticos avanzados, se han obtenido varios valores del factor de amortiguamiento para diferentes órdenes de filtros a fin de lograr la respuesta plana máxima de la característica Butterworth.

El valor del factor de amortiguamiento requerido para producir una característica de respuesta deseada depende del orden (número de polos) del filtro. Un polo, para los fines de una rápida explicación, es simplemente un circuito con un resistor y un capacitor. Mientras más polos tenga un filtro, más grande será su razón de caída. Por ejemplo, para obtener una respuesta Butterworth de segundo orden, el factor de amortiguamiento debe ser igual a 1.414. Para lograr este factor de amortiguamiento, la razón de resistores de realimentación debe ser

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 - FA = 2 - 1.414 = 0,586$$

Esta razón proporciona la ganancia en lazo cerrado, $A_{cl(NI)}$, del amplificador del filtro no inversor, con un valor de 1.586, que se deduce como:

$$A_{cl(NI)} = \frac{1}{B} = \frac{R_1+R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = 0.586 + 1 = 1.586$$

FRECUENCIA DE CORTE Y RAZÓN DE CAÍDA

La frecuencia de corte es determinada por los valores del resistor y de los capacitores en la red RC, como se muestra en la figura 6. Para un filtro de un solo polo (de primer-orden), como el de la figura 7, la frecuencia de corte es

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Aunque se muestra una configuración paso-bajas, la misma fórmula se usa para f_c de un filtro paso-altas de un solo polo. El número de polos determina la razón de caída del filtro. Una respuesta Butterworth produce $20dB/década/polo$. Así, un filtro de primer orden (un polo) tiene una razón de caída de $20dB/década$; uno de segundo orden (dos polos), una razón de caída de $40dB/década$; uno de tercer orden (tres polos), una razón de caída de $60dB/década$ y así sucesivamente.

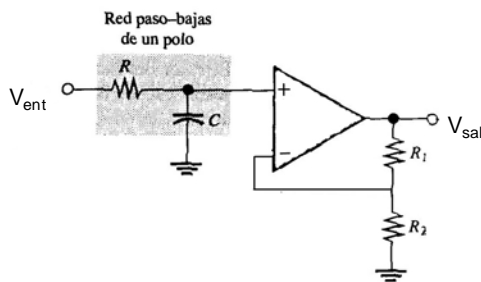


Figura 7

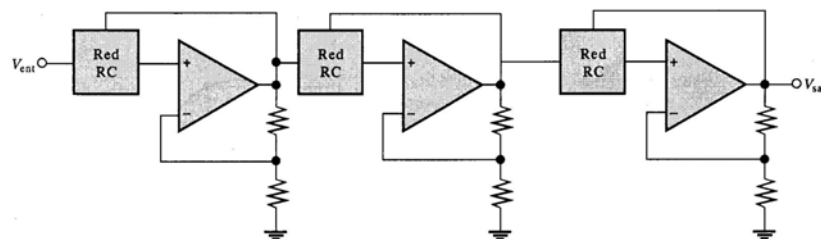


Figura 8

En general, para obtener un filtro con tres polos o más, se conectan en cascada filtros con uno o dos polos, como se muestra en la figura 8. Por ejemplo, para obtener un filtro de tercer orden, se conectan en cascada un filtro de segundo orden y uno de primer orden; para obtener un filtro de cuarto orden, se conectan en cascada dos filtros de segundo orden, etc. Cada filtro en una estructura en cascada se denomina etapa o

sección.

A causa de su respuesta plana máxima, la característica Butterworth es la más ampliamente usada. Por tanto, el estudio aquí se limitará a la respuesta Butterworth a fin de ilustrar conceptos básicos en filtros. En la tabla 1 se enumeran las razones de caída, los factores de amortiguamiento y las razones R_1/R_2 para filtros Butterworth hasta de sexto orden.

Valores para la respuesta Butterworth

Orden	Caída en dB/década	Primera etapa			Segunda etapa			Tercera etapa		
		Polos	DF	R_1/R_2	Polos	DF	R_1/R_2	Polos	DF	R_1/R_2
1	20	1	Opcional							
2	40	2	1.414	0.586						
3	60	2	1.00	1	1	1.00	1			
4	80	2	1.848	0.152	2	0.765	1.235			
5	100	2	1.00	1	2	1.618	0.382	1	1.618	1.382
6	120	2	1.932	0.068	2	1.414	0.586	2	0.518	1.482

Tabla 1

ARQUITECTURA DE FILTROS SALLEN-KEY TIPO II

FILTROS PASO-BAJAS ACTIVOS

Las filtros en los que se usan amplificadores operacionales como elementos activos proporcionan ventajas sobre los filtros pasivos (sólo con elementos R, L y C). El amplificador operacional proporciona ganancia, por lo que la señal no se atenúa cuando pasa a través del filtro. La impedancia de entrada elevada del amplificador operacional evita carga excesiva de la fuente de alimentación, y la baja impedancia de salida del amplificador operacional evita que el filtro sea afectado por la carga a que alimenta. Los filtros activos son también fáciles de ajustar dentro de un amplio rango de frecuencias, sin alterar la respuesta deseada.

UN FILTRO DE UN SOLO POLO

En la figura 9(a) se muestra un filtro activo con una sola red RC paso-bajas, que proporciona una caída de -20dB/década por arriba de la frecuencia de corte, como se indica en la curva de respuesta en la figura 9(b). La frecuencia de corte del filtro de un solo polo es $f_c = 1/2\pi RC$. El amplificador operacional en este filtro se conecta como amplificador no inversor, con la ganancia de voltaje en lazo cerrado establecida por los valores R_1 y R_2 ($A_{cl} = R_1/R_2 + 1$).

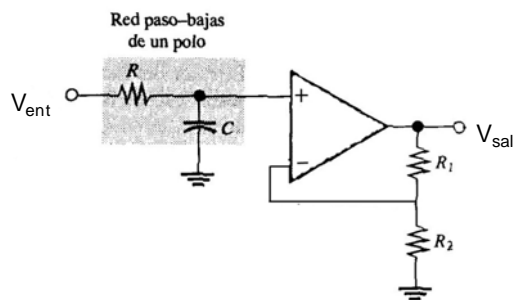


Figura 9(a)

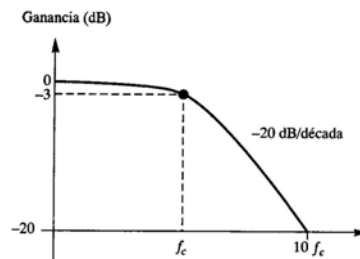


Figura 9(b)

EL FILTRO PASO-BAJAS DE SALLEN-KEY

La configuración de Sallen-Key es una de las más comunes para un filtro de segundo orden (dos polos). También se le conoce como filtro FVCV (fuente de voltaje controlas por voltaje). En la figura 10 se muestra una versión paso-bajas del filtro Sallen- Key. Obsérvese que hay dos redes RC paso-bajas que producen una caída de -40dB/década por arriba de la frecuencia de corte (suponiendo una característica Butterworth). Una red RC la forman R_A y C_A y la segunda está formada por R_B y C_B . Un aspecto único es el capacitor C_A que proporciona realimentación para conformar la respuesta cerca del flanco de la banda de paso. La frecuencia de corte para el filtro Sallen-Key de segundo orden es

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_A R_B C_A C_B}}$$

Para simplificar, los valores de los componentes pueden hacerse iguales, así que $R_A = R_B = R$ y

$C_A = C_B = C$. En este caso, la expresión para calcular la frecuencia de corte se simplifica

$$f_c = 1/2\pi RC.$$

Así como en el filtro de un solo polo, el amplificador operacional en el filtro de segundo orden Sallen-Key opera como amplificador no inversor, en donde la realimentación negativa es proporcionada por la red R_1/R_2 . Como se sabe, el factor de amortiguamiento es establecido por los valores de R_1 y R_2 haciendo así que la respuesta del filtro sea Butterworth, Chebyshev o Bessel. Por ejemplo, de la tabla 1, la razón

R_1/R_2 debe ser igual a 0.586 a fin de producir el factor de amortiguamiento de 1.414 requerido para obtener una respuesta Butterworth de segundo orden.

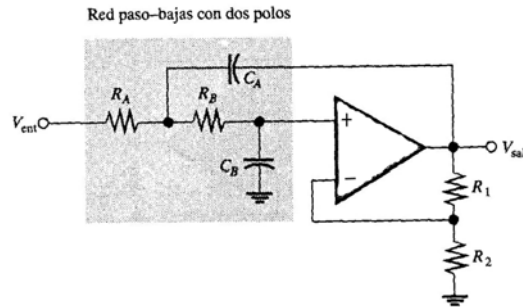
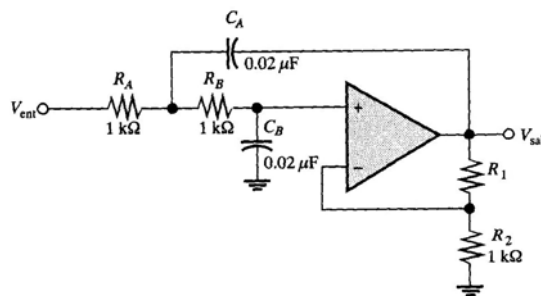


Figura 10

Ejemplo.

Determine la frecuencia de corte del filtro pasa bajas en la figura 11, y establezca el valor de R_1 para tener una respuesta Butterworth aproximada.



Solución.

Como $R_A = R_B = 1\text{k}\Omega$ y $C_A = C_B = 0.02\mu\text{F}$,

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(1\text{k}\Omega)(0.02\mu\text{F})} = 7.958\text{kHz}$$

para la respuesta Butterworth, $R_1/R_2 = 0.586$

$$R_1 = 0.586R_2 = 0.586(1\text{k}\Omega) = 586\Omega$$

Elegir un valor normal lo más próximo posible a este valor calculado.

FILTROS PASO-ALTAS ACTIVOS

En los filtros paso-altas, los papeles del capacitor y del resistor se invierten en las

redes RC. Aparte de lo anterior, las consideraciones son las mismas que para los filtros paso-bajos.

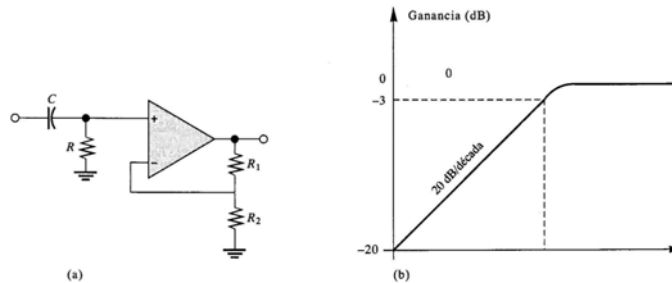


Figura 13
Filtro paso-altas activo de un solo polo y curva de respuesta

Figura 14
Respuesta del Filtro paso-altas

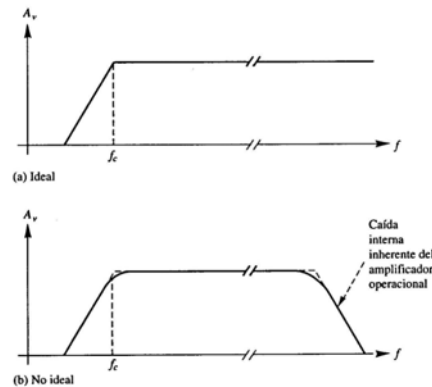


Figura 13 y Figura 14

UN FILTRO CON UN SOLO POLO

En la figura 13(a) se muestra un filtro activo paso-altas, con caída de 20 dB/década. Observe que el circuito de entrada es sólo una red RC paso-altas. El circuito de realimentación negativa es el mismo que para los filtros paso-bajos analizados previamente. La curva de respuesta paso-altas se muestra en la figura 13(b).

Idealmente, un filtro paso-altas admite sin límite todas las frecuencias por arriba de f_c , como se indica en la figura 14(a), aunque en la práctica este no es el caso. Como se sabe, todos los amplificadores operacionales poseen de manera inherente redes RC que limitan la respuesta del amplificador en altas frecuencias; por consiguiente, existe un límite de frecuencia superior que, efectivamente, lo hace un filtro paso-banda, con ancho de banda muy amplio. En casi todas las aplicaciones, la limitación interna en altas frecuencias es más grande que la f_c del filtro, de modo que es posible despreciar la limitación. En algunas aplicaciones se usan transistores discretos como elemento de ganancia a fin de incrementar la respuesta en altas frecuencias más allá de la realizable con los amplificadores operacionales disponibles.

EL FILTRO PASO-ALTAS DE SALLEN-KEY

En la figura 15 se muestra una configuración de Sallen-Key de segundo orden paso-altas. Los componentes R_A , C_A , R_B y C_B forman la red selectiva en frecuencia de dos polos. Obsérvese que las posiciones de los resistores y capacitores en la red

selectiva en frecuencia son opuestas a las de la configuración paso-bajas. Como en los otros filtros, la característica de respuesta puede optimizarse mediante la selección apropiada de los resistores de realimentación R_1 y R_2 .

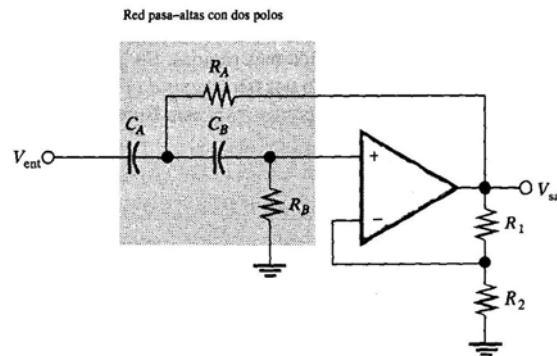


Figura 15

Ejemplo.

Elija los valores para el filtro paso altas de Sallen-Key para la figura 15, con el fin de obtener una respuesta Butterworth de segundo orden e igual valor, con frecuencia de corte de 10kHz aproximadamente.

Solución.

se empieza por elegir los valores de R_A y R_B (para simplificar R_1 o R_2 pueden ser también del mismo valor que R_A y R_B).

$$R = R_A = R_B = R_2 = 3.3\text{k}\Omega \text{ (una elección arbitraria)}$$

luego, a partir de

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

se calcula el valor de la capacitancia

$$C = C_A = C_B = \frac{1}{2\pi R f_c} = \frac{1}{2\pi(3.3\text{k}\Omega)(10\text{kHz})} = 0.004\mu\text{F}$$

Para obtener una respuesta Butterworth, el factor de amortiguamiento debe ser 1.414 y $R_1/R_2 = 0.586$

$$R_1 = 0.586R_2 = 0.586(3.3\text{k}\Omega) = 1.93\text{k}\Omega$$

si se hubiera tomado $R_1 = 3.3\text{k}\Omega$, entonces

$$R_2 = \frac{R_1}{0.586} = \frac{3.3\text{k}\Omega}{0.586} = 5.63\text{k}\Omega$$

De cualquier forma, una respuesta Butterworth aproximada se obtiene eligiendo el valor normal más próximo.

FILTROS PASO-BANDA ACTIVOS

Como ya se mencionó, los filtros paso-banda admiten todas las frecuencias restringidas por límites de frecuencia inferior y superior y rechazan a todas las frecuencias que se encuentran fuera de esa banda especificada. La respuesta paso-banda puede concebirse como el traslape de una curva de respuesta en bajas frecuencias con una en altas frecuencias.

LOS FILTROS PASO-BAJAS Y PASO-ALTAS, CONECTADOS EN CASCADA, LOGRAN UNA RESPUESTA PASO-BANDA

Una manera de realizar un filtro paso-banda es un arreglo en cascada de un filtro paso-altas con uno paso-bajas, como se ilustra en la figura 17(a), en tanto las frecuencias de corte estén suficientemente separadas. Cada uno de los filtros mostrados es una configuración Sallen-Key Butterworth con dos polos, de modo que las razones de caída son de $\pm 40\text{dB/década}$, indicadas en la curva de respuesta compuesta de la figura 17(b). La frecuencia de corte de cada filtro se escoge de tal modo que las curvas de respuesta se traslapen lo suficiente, como se indica. La frecuencia de corte del filtro paso-altas debe ser suficientemente más baja que la de la etapa paso-bajas.

La frecuencia inferior f_{c1} , de la banda de paso es la frecuencia de corte del filtro paso-altas; la frecuencia superior f_{c2} es la de corte del filtro paso-bajas. Idealmente, como ya se analizó, la frecuencia central f_0 de la banda de paso es la media geométrica de f_{c1} y f_{c2} . Las siguientes fórmulas expresan las tres frecuencias del filtro paso-banda en la figura 17.

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi \sqrt[2]{R_{A1}R_{B1}C_{A1}C_{B1}}}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi \sqrt[2]{R_{A2}R_{B2}C_{A2}C_{B2}}}$$

$$f_0 = \sqrt[2]{f_{c1}f_{c2}}$$

por supuesto que, si se usan componentes del mismo valor a fin de implementar cada filtro, entonces las ecuaciones de frecuencia de corte se simplifican hasta formar $f_c = 1/2\pi RC$.

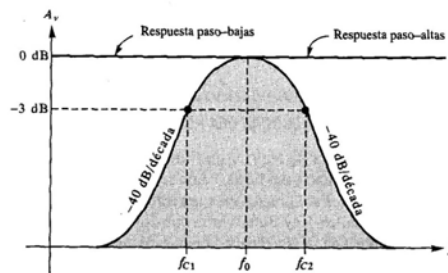
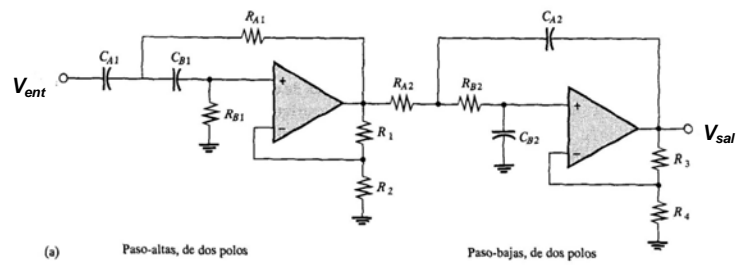


Figura 17

Todo el contenido de este apéndice se debe valioso aporte del texto guía *Dispositivos Electrónicos* de Thomas L. Floyd, de manera muy especial, se le agradece al autor, la didáctica utilizada para la comprensión de los diversos temas referentes a la electrónica análoga.

Apéndice E Amplificador LF356



December 2001

LF155/LF156/LF256/LF257/LF355/LF356/LF357 JFET Input Operational Amplifiers

General Description

These are the first monolithic JFET input operational amplifiers to incorporate well matched, high voltage JFETs on the same chip with standard bipolar transistors (BI-FET™ Technology). These amplifiers feature low input bias and offset currents/low offset voltage and offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection. The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise corner.

- Logarithmic amplifiers
- Photocell amplifiers
- Sample and Hold circuits

Common Features

- Low input bias current: 30pA
- Low Input Offset Current: 3pA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low input noise current: $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- High common-mode rejection ratio: 100 dB
- Large dc voltage gain: 106 dB

Features

Advantages

- Replace expensive hybrid and module FET op amps
- Rugged JFETs allow blow-out free handling compared with MOSFET input devices
- Excellent for low noise applications using either high or low source impedance—very low 1/f corner
- Offset adjust does not degrade drift or common-mode rejection as in most monolithic amplifiers
- New output stage allows use of large capacitive loads (5,000 pF) without stability problems
- Internal compensation and large differential input voltage capability

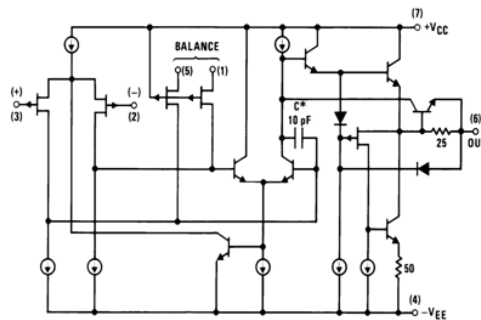
Applications

- Precision high speed integrators
- Fast D/A and A/D converters
- High impedance buffers
- Wideband, low noise, low drift amplifiers

Uncommon Features

	LF155/ LF355	LF156/ LF256/ LF356	LF257/ LF357 ($A_v=5$)	Units
■ Extremely fast settling time to 0.01%	4	1.5	1.5	μs
■ Fast slew rate	5	12	50	V/ μs
■ Wide gain bandwidth	2.5	5	20	MHz
■ Low input noise voltage	20	12	12	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Simplified Schematic



*3pF in LF357 series.

00564601

BI-FET™, BI-FET II™ are trademarks of National Semiconductor Corporation.

© 2001 National Semiconductor Corporation DS005646

www.national.com

LF155/LF156/LF256/LF257/LF355/LF356/LF357 JFET Input Operational Amplifiers

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LF155/6	LF256/7/LF356B	LF355/6/7
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±40V	±40V	±30V
Input Voltage Range (Note 2)	±20V	±20V	±16V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
T_{JMAX}			
H-Package	150°C	115°C	115°C
N-Package		100°C	100°C
M-Package		100°C	100°C
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Notes 1, 8)			
H-Package (Still Air)	560 mW	400 mW	400 mW
H-Package (400 LF/Min Air Flow)	1200 mW	1000 mW	1000 mW
N-Package		670 mW	670 mW
M-Package		380 mW	380 mW
Thermal Resistance (Typical) θ_{JA}			
H-Package (Still Air)	160°C/W	160°C/W	160°C/W
H-Package (400 LF/Min Air Flow)	65°C/W	65°C/W	65°C/W
N-Package		130°C/W	130°C/W
M-Package		195°C/W	195°C/W
(Typical) θ_{JC}			
H-Package	23°C/W	23°C/W	23°C/W
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Soldering Information (Lead Temp.)			
Metal Can Package			
Soldering (10 sec.)	300°C	300°C	300°C
Dual-In-Line Package			
Soldering (10 sec.)	260°C	260°C	260°C
Small Outline Package			
Vapor Phase (60 sec.)		215°C	215°C
Infrared (15 sec.)		220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD tolerance			
(100 pF discharged through 1.5k Ω)	1000V	1000V	1000V

DC Electrical Characteristics

(Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF155/6			LF256/7 LF356B			LF355/6/7			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S=50\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$ Over Temperature		3	5		3	5		3	10	mV
					7		6.5			13	mV	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S=50\Omega$		5			5			5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$\Delta TC/\Delta V_{OS}$	Change in Average TC with V_{OS} Adjust	$R_S=50\Omega$, (Note 4)		0.5			0.5			0.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ per mV	
I_{OS}	Input Offset Current	$T_J=25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 5) $T_J \leq T_{HIGH}$		3	20		3	20		3	50	pA
					20		1			2	nA	

DC Electrical Characteristics (Continued)												
(Note 3)												
Symbol	Parameter	Conditions	LF155/6			LF256/7 LF356B			LF355/6/7			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
I _B	Input Bias Current	T _J =25°C, (Notes 3, 5) T _J ≤ T _{HIGH}		30	100		30	100		30	200	pA nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J =25°C		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S =±15V, T _A =25°C V _O =±10V, R _L =2k Over Temperature	50	200		50	200		25	200		V/mV V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S =±15V, R _L =10k V _S =±15V, R _L =2k	±12 ±10	±13 ±12		±12 ±10	±13 ±12		±12 ±10	±13 ±12		V V V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S =±15V	±11	+15.1 -12		±11	±15.1 -12		+10	+15.1 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio		85	100		85	100		80	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	85	100		85	100		80	100		dB

DC Electrical Characteristics											
T _A = T _J = 25°C, V _S = ±15V											
Parameter	LF155		LF355		LF156/256/257/356B		LF356		LF357		Units
	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	
Supply Current	2	4	2	4	5	7	5	10	5	10	mA

AC Electrical Characteristics							
T _A = T _J = 25°C, V _S = ±15V							
Symbol	Parameter	Conditions	LF155/355	LF156/256/ 356B	LF156/256/356/ LF356B	LF257/357	Units
			Typ	Min	Typ	Typ	
SR	Slew Rate	LF155/6: A _V =1, LF357: A _V =5	5	7.5	12		V/μs V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product		2.5		5	20	MHz
t _s	Settling Time to 0.01%	(Note 7)	4		1.5	1.5	μs
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	R _S =100Ω f=100 Hz f=1000 Hz	25 20		15 12	15 12	nV/√Hz nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Current Noise	f=100 Hz f=1000 Hz	0.01 0.01		0.01 0.01	0.01 0.01	pA/√Hz pA/√Hz
C _{IN}	Input Capacitance		3		3	3	pF

Notes for Electrical Characteristics
Note 1: The maximum power dissipation for these devices must be derated at elevated temperatures and is dictated by T _{JMAX} , θ _{JA} , and the ambient temperature, T _A . The maximum available power dissipation at any temperature is P _D =(T _{JMAX} -T _A)/θ _{JA} or the 25°C P _{DMAX} , whichever is less.
Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
Note 3: Unless otherwise stated, these test conditions apply:

Notes for Electrical Characteristics (Continued)

	LF155/156	LF256/257	LF356B	LF355/6/7
Supply Voltage, V_S	$\pm 15V \leq V_S \leq \pm 20V$	$\pm 15V \leq V_S \leq \pm 20V$	$\pm 15V \leq V_S \leq \pm 20V$	$V_S = \pm 15V$
T_A	$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	$-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$
T_{HIGH}	$+125^\circ C$	$+85^\circ C$	$+70^\circ C$	$+70^\circ C$

and V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 4: The Temperature Coefficient of the adjusted input offset voltage changes only a small amount ($0.5\mu V/^\circ C$ typically) for each mV of adjustment from its original unadjusted value. Common-mode rejection and open loop voltage gain are also unaffected by offset adjustment.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^\circ C$ increase in the junction temperature, T_J . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_d . $T_J = T_A + \theta_{JA} P_d$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

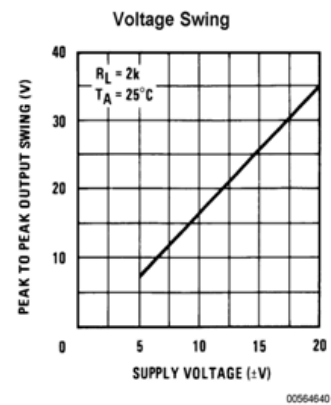
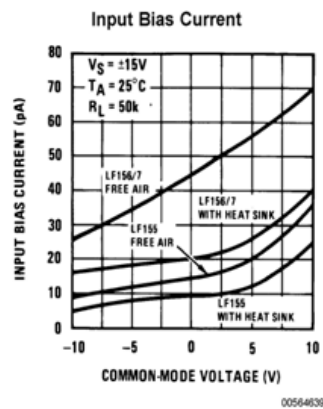
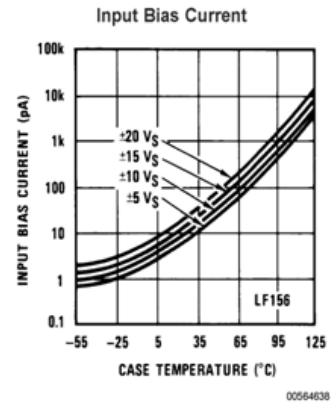
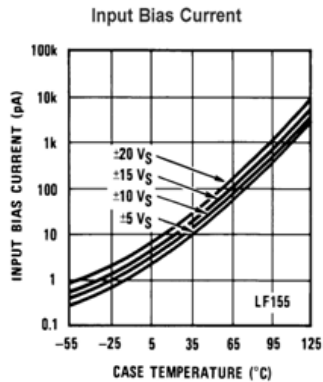
Note 6: Supply Voltage Rejection is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, in accordance with common practice.

Note 7: Settling time is defined here, for a unity gain inverter connection using $2k\Omega$ resistors for the LF155/6. It is the time required for the error voltage (the voltage at the inverting input pin on the amplifier) to settle to within 0.01% of its final value from the time a 10V step input is applied to the inverter. For the LF357, $A_V = -5$, the feedback resistor from output to input is $2k\Omega$ and the output step is 10V (See Settling Time Test Circuit).

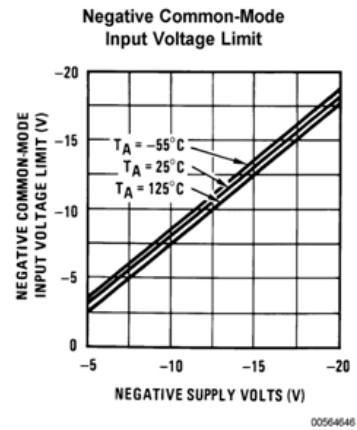
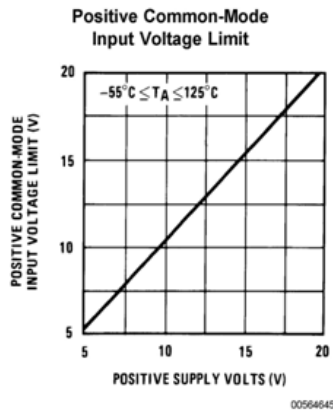
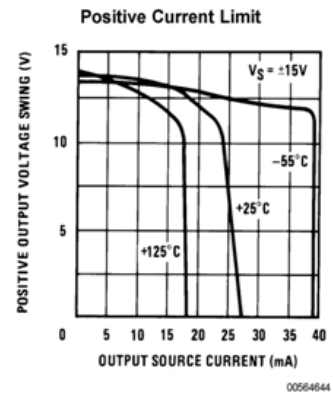
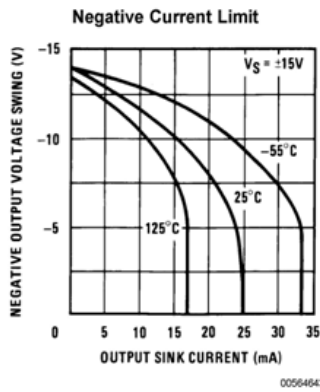
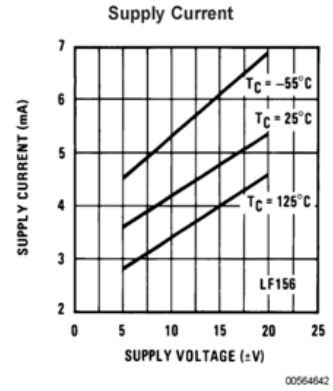
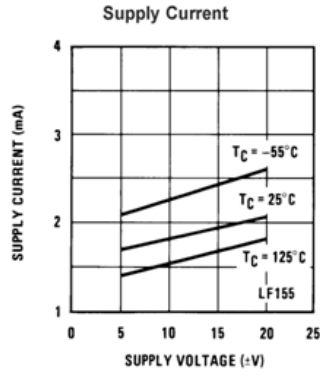
Note 8: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

Typical DC Performance Characteristics

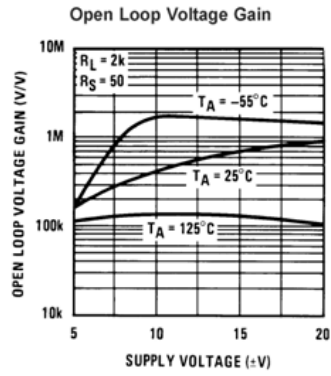
Curves are for LF155 and LF156 unless otherwise specified.



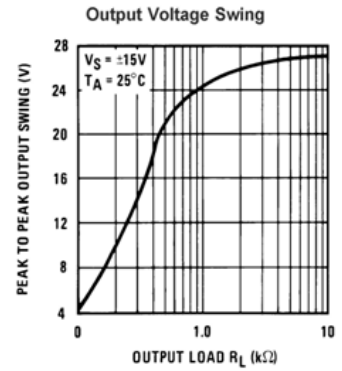
Typical DC Performance Characteristics Curves are for LF155 and LF156 unless otherwise specified. (Continued)



Typical DC Performance Characteristics Curves are for LF155 and LF156 unless otherwise specified. (Continued)

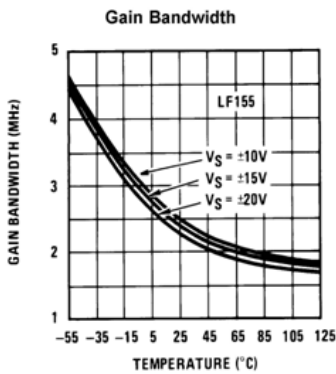


00564647

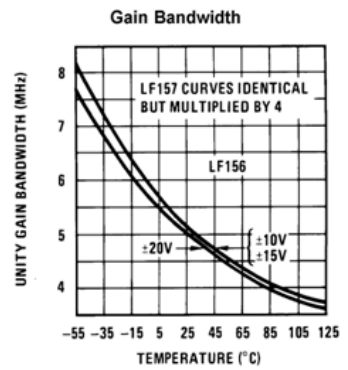


00564648

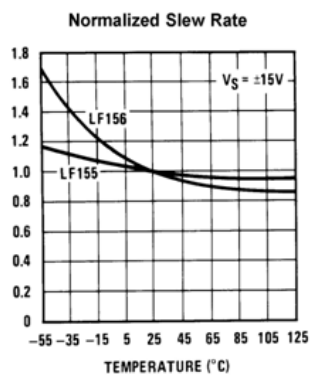
Typical AC Performance Characteristics



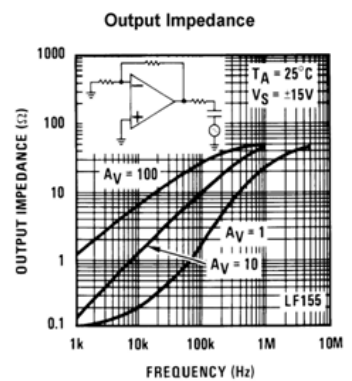
00564649



00564650

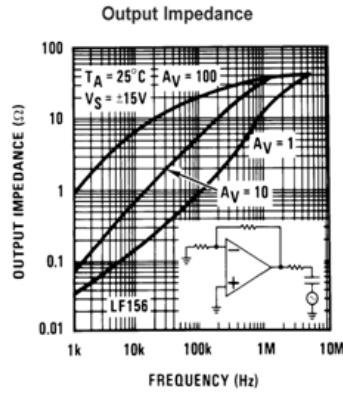


00564651

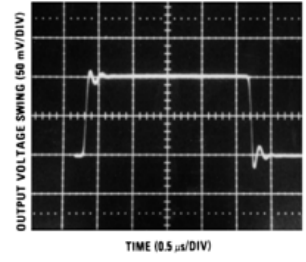


00564652

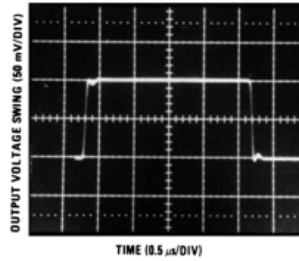
Typical AC Performance Characteristics (Continued)



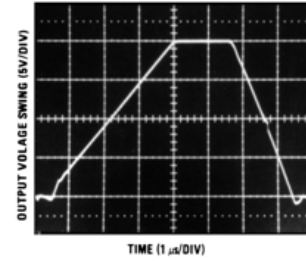
LF155 Small Signal Pulse Response, $A_V = +1$



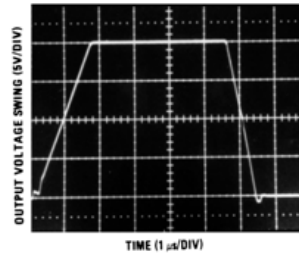
LF156 Small Signal Pulse Response, $A_V = +1$



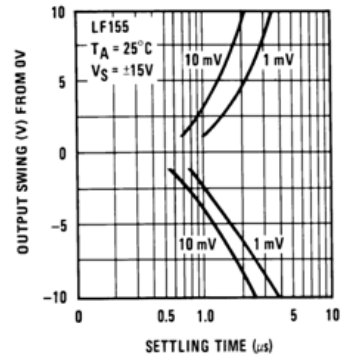
LF155 Large Signal Pulse Response, $A_V = +1$



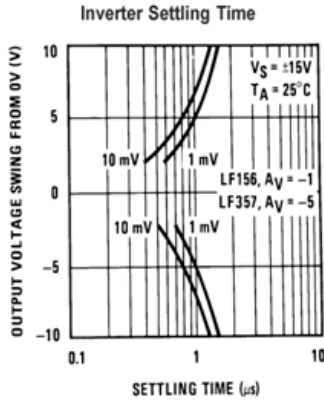
LF156 Large Signal Puls Response, $A_V = +1$



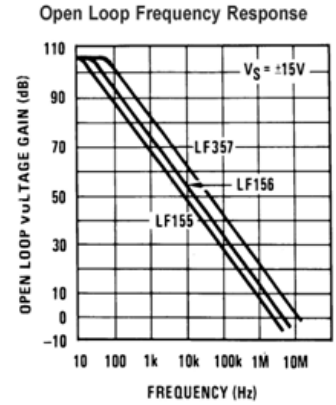
Inverter Settling Time



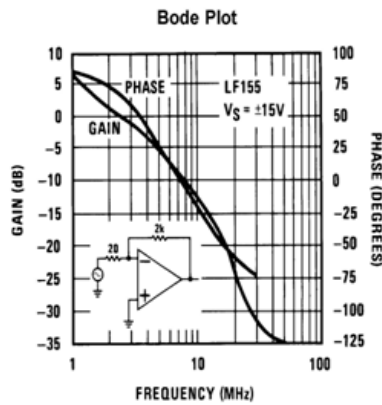
Typical AC Performance Characteristics (Continued)



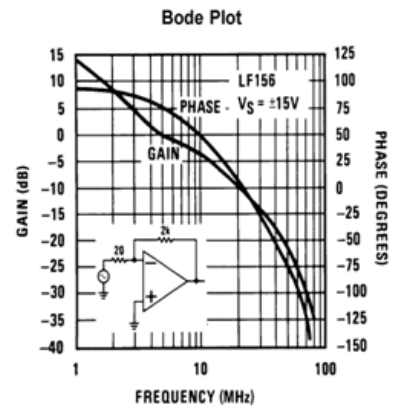
00564656



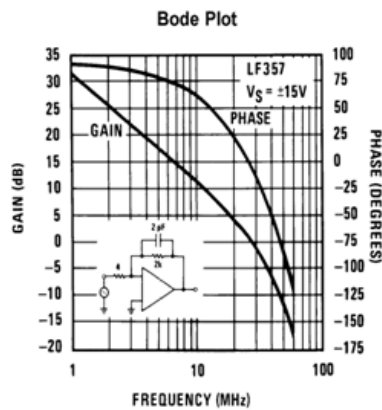
00564657



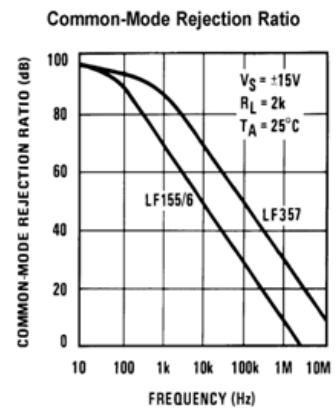
00564658



00564659

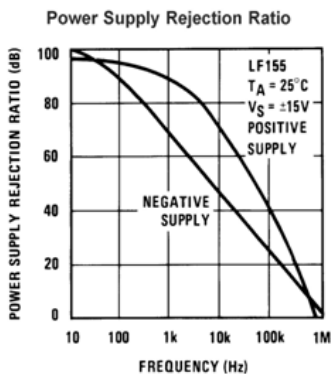


00564660

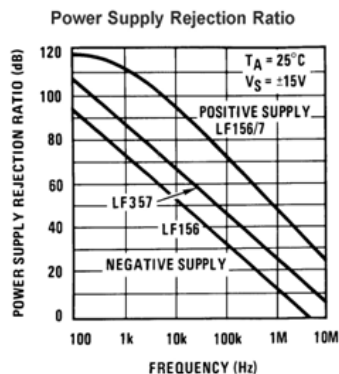


00564661

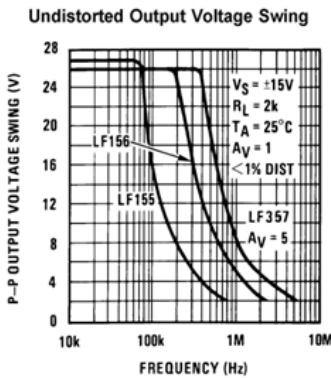
Typical AC Performance Characteristics (Continued)



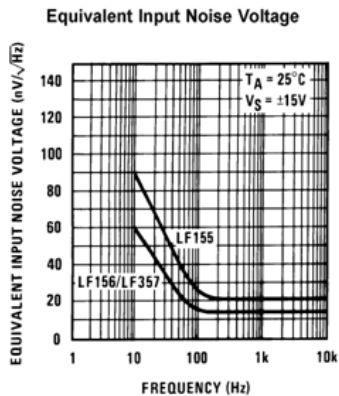
00564662



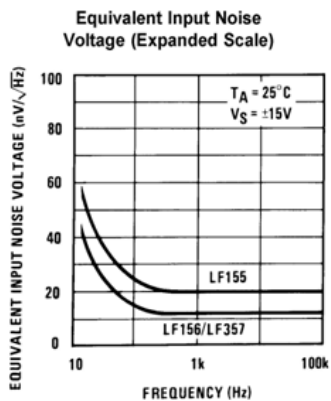
00564663



00564664

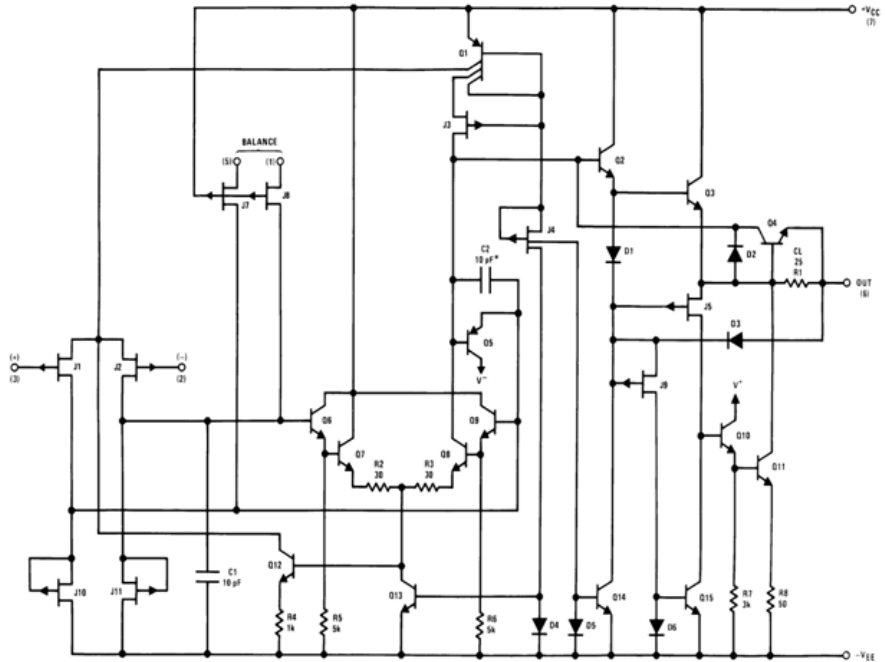


00564665



00564666

Detailed Schematic

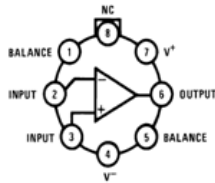


*C = 3pF in LF357 series.

00564613

Connection Diagrams (Top Views)

Metal Can Package (H)

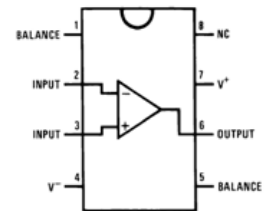


00564614

Order Number LF155H, LF156H, LF256H, LF257H, LF356BH, LF356H, or LF357H
See NS Package Number H08C

*Available per JM38510/11401 or JM38510/11402

Dual-In-Line Package (M and N)



00564629

Order Number LF356M, LF356MX, LF355N, or LF356N
See NS Package Number M08A or N08E

Application Hints

These are op amps with JFET input devices. These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a

Application Hints (Continued)

reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

These amplifiers will operate with the common-mode input voltage equal to the positive supply. In fact, the common-mode voltage can exceed the positive supply by approximately 100 mV independent of supply voltage and over the full operating temperature range. The positive supply can therefore be used as a reference on an input as, for example, in a supply current monitor and/or limiter.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

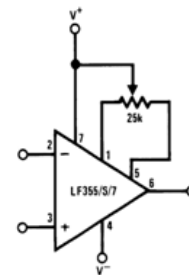
All of the bias currents in these amplifiers are set by FET current sources. The drain currents for the amplifiers are therefore essentially independent of supply voltage.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pickup" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately six times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Typical Circuit Connections

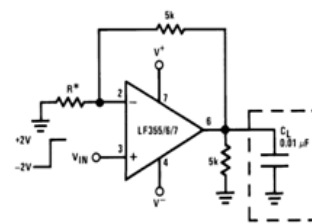
V_{OS} Adjustment



00564667

- V_{OS} is adjusted with a 25k potentiometer
- The potentiometer wiper is connected to V^+
- For potentiometers with temperature coefficient of 100 ppm/ $^{\circ}C$ or less the additional drift with adjust is $\approx 0.5\mu V/^{\circ}C/mV$ of adjustment
- Typical overall drift: $5\mu V/^{\circ}C \pm (0.5\mu V/^{\circ}C/mV \text{ of adj.})$

Driving Capacitive Loads



00564668

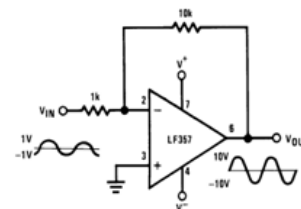
- * LF155/6 $R = 5k$
- LF357 $R = 1.25k$

Due to a unique output stage design, these amplifiers have the ability to drive large capacitive loads and still maintain stability. $C_{L(MAX)} \approx 0.01\mu F$.

Overshoot $\leq 20\%$

Settling time (t_s) $\approx 5\mu s$

LF357. A Large Power BW Amplifier

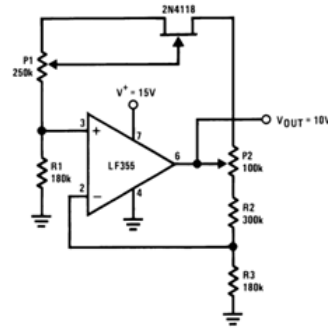


00564615

For distortion $\leq 1\%$ and a 20 Vp-p V_{OUT} swing, power bandwidth is: 500kHz.

Typical Applications (Continued)

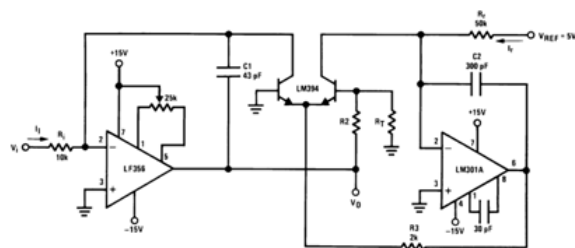
Low Drift Adjustable Voltage Reference



00564620

- $\Delta V_{OUT}/\Delta T = \pm 0.002\%/^{\circ}\text{C}$
- All resistors and potentiometers should be wire-wound
- P1: drift adjust
- P2: V_{OUT} adjust
- Use LF155 for
 - Low I_B
 - Low drift
 - Low supply current

Fast Logarithmic Converter



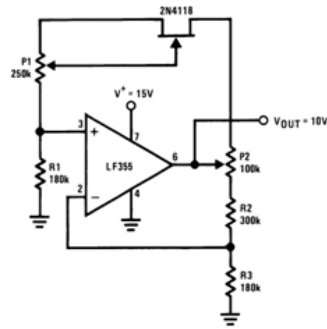
00564621

- Dynamic range: $100\mu\text{A} \leq I_i \leq 1\text{mA}$ (5 decades), $|V_O| = 1\text{V/decade}$
- Transient response: $3\mu\text{s}$ for $\Delta I_i = 1$ decade
- C1, C2, R2, R3: added dynamic compensation
- V_{OS} : adjust the LF156 to minimize quiescent error
- R_T : Tel Labs type Q81 + 0.3%/ $^{\circ}\text{C}$

$$|V_{OUT}| = \left[1 + \frac{R_2}{R_T} \right] \frac{kT}{q} \ln V_i \left[\frac{R_T}{V_{REF} R_1} \right] = \log V_i \frac{1}{R_1 I_T} \quad R_2 = 15.7\text{k}, R_T = 1\text{k}, 0.3\%/^{\circ}\text{C} \text{ (for temperature compensation)}$$

Typical Applications (Continued)

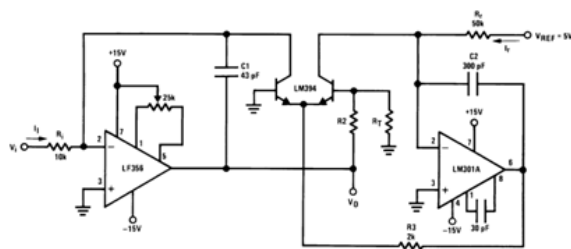
Low Drift Adjustable Voltage Reference



00564620

- $\Delta V_{OUT}/\Delta T = \pm 0.002\%/^{\circ}\text{C}$
- All resistors and potentiometers should be wire-wound
- P1: drift adjust
- P2: V_{OUT} adjust
- Use LF155 for
 - Low I_B
 - Low drift
 - Low supply current

Fast Logarithmic Converter



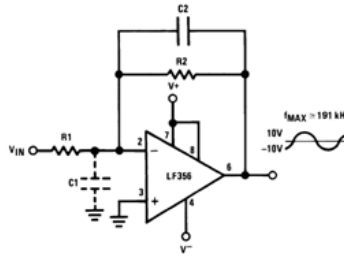
00564621

- Dynamic range: $100\mu\text{A} \leq I_i \leq 1\text{mA}$ (5 decades), $|V_O| = 1\text{V/decade}$
- Transient response: $3\mu\text{s}$ for $\Delta I_i = 1$ decade
- C1, C2, R2, R3: added dynamic compensation
- V_{OS} adjust the LF156 to minimize quiescent error
- R_T : Tel Labs type Q81 + $0.3\%/^{\circ}\text{C}$

$$|V_{OUT}| = \left[1 + \frac{R_2}{R_T} \right] \frac{kT}{q} \ln V_i \left[\frac{R_f}{V_{REF} R_i} \right] = \log V_i \frac{1}{R_T I_f} \quad R_2 = 15.7\text{k}, R_T = 1\text{k}, 0.3\%/^{\circ}\text{C} \text{ (for temperature compensation)}$$

Typical Applications (Continued)

Wide BW Low Noise, Low Drift Amplifier

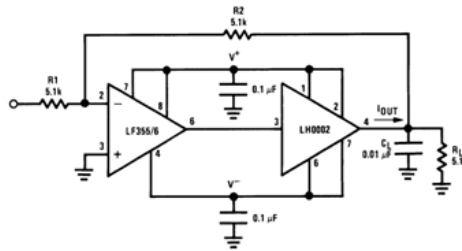


00564670

- Power BW: $f_{MAX} = \frac{S_r}{2\pi V_p} \cong 191 \text{ kHz}$

- Parasitic input capacitance C1 = (3pF for LF155, LF156 and LF357 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate add C2 such that: $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$.

Boosting the LF156 with a Current Amplifier



00564673

- $I_{OUT(MAX)} \approx 150\text{mA}$ (will drive $R_L \geq 100\Omega$)
- $\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} = \frac{0.15}{10^{-2}} \text{ V}/\mu\text{s}$ (with C_L shown)
- No additional phase shift added by the current amplifier

Apéndice F Amplificador de Instrumentación AD623



Single-Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier

AD623

FEATURES

- Easy to use
- Higher performance than discrete design
- Single-supply and dual-supply operation
- Rail-to-rail output swing
- Input voltage range extends 150 mV below ground (single supply)
- Low power, 550 μ A maximum supply current
- Gain set with one external resistor
- Gain range: 1 (no resistor) to 1000
- High accuracy dc performance
 - 0.10% gain accuracy ($G = 1$)
 - 0.35% gain accuracy ($G > 1$)
 - 10 ppm maximum gain drift ($G = 1$)
 - 200 μ V maximum input offset voltage (AD623A)
 - 2 μ V/ $^{\circ}$ C maximum input offset drift (AD623A)
 - 100 μ V maximum input offset voltage (AD623B)
 - 1 μ V/ $^{\circ}$ C maximum input offset drift (AD623B)
 - 25 nA maximum input bias current
- Noise: 35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ RTI noise @ 1 kHz ($G = 1$)
- Excellent ac specifications
 - 90 dB minimum CMRR ($G = 10$); 70 dB minimum CMRR ($G = 1$) at 60 Hz, 1 k Ω source imbalance
 - 800 kHz bandwidth ($G = 1$)
 - 20 μ s settling time to 0.01% ($G = 10$)

APPLICATIONS

- Low power medical instrumentation
- Transducer interfaces
- Thermocouple amplifiers
- Industrial process controls
- Difference amplifiers
- Low power data acquisition

GENERAL DESCRIPTION

The AD623 is an integrated single-supply instrumentation amplifier that delivers rail-to-rail output swing on a 3 V to 12 V supply. The AD623 offers superior user flexibility by allowing single gain set resistor programming and by conforming to the 8-lead industry standard pinout configuration. With no external resistor, the AD623 is configured for unity gain ($G = 1$), and with an external resistor, the AD623 can be programmed for gains up to 1000.

CONNECTION DIAGRAM

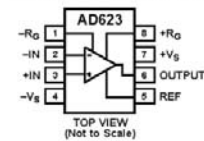


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), SOIC (R), and MSOP (RM) Packages

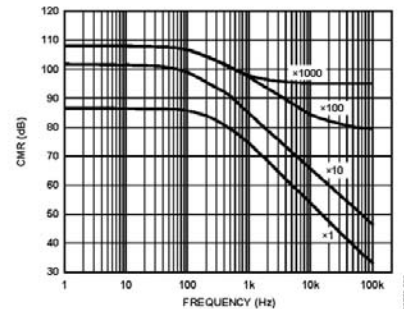


Figure 2. CMRR vs. Frequency, 5 V_s, 0 V_i

The AD623 holds errors to a minimum by providing superior ac CMRR that increases with increasing gain. Line noise, as well as line harmonics, are rejected because the CMRR remains constant up to 200 Hz. The AD623 has a wide input common-mode range and can amplify signals that have a common-mode voltage 150 mV below ground. Although the design of the AD623 was optimized to operate from a single supply, the AD623 still provides superior performance when operated from a dual voltage supply (± 2.5 V to ± 6.0 V).

Low power consumption (1.5 mW at 3 V), wide supply voltage range, and rail-to-rail output swing make the AD623 ideal for battery-powered applications. The rail-to-rail output stage maximizes the dynamic range when operating from low supply voltages. The AD623 replaces discrete instrumentation amplifier designs and offers superior linearity, temperature stability, and reliability in a minimum of space.

Rev. D

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 that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©1997–2008 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

AD623

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Applications Information	16
Applications.....	1	Basic Connection	16
General Description	1	Gain Selection	16
Connection Diagram	1	Reference Terminal	16
Revision History	2	Input and Output Offset Voltage.....	17
Specifications.....	3	Input Protection	17
Single Supply	3	RF Interference	17
Dual Supplies	4	Grounding	18
Both Dual and Single Supplies.....	6	Input Differential and Common-Mode Range vs. Supply and Gain	20
Absolute Maximum Ratings.....	7	Outline Dimensions	22
ESD Caution.....	7	Ordering Guide	23
Typical Performance Characteristics	8		
Theory of Operation	15		

REVISION HISTORY

7/08—Rev. C to Rev. D	
Updated Format	Universal
Changes to Features Section and General Description Section .	1
Changes to Table 3.....	6
Changes to Figure 40.....	14
Changes to Theory of Operation Section.....	15
Changes to Figure 42 and Figure 43.....	16
Changes to Table 7.....	19
Updated Outline Dimensions	22
Changes to Ordering Guide	23

9/99—Rev. B to Rev. C

SPECIFICATIONS

SINGLE SUPPLY

Typical @ 25°C single supply, $V_S = 5\text{ V}$, and $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (100\text{ k}/R_G)$										
Gain Range		1		1000	1		1000	1		1000	
Gain Error ¹	$G \leq 1$ $V_{OUT} = 0.05\text{ V to }3.5\text{ V}$ $G > 1$ $V_{OUT} = 0.05\text{ V to }4.5\text{ V}$										
G = 1			0.03	0.10		0.03	0.10		0.03	0.05	%
G = 10			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 100			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 1000			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
Nonlinearity	$G \leq 1$ $V_{OUT} = 0.05\text{ V to }3.5\text{ V}$ $G > 1$ $V_{OUT} = 0.05\text{ V to }4.5\text{ V}$										
G = 1 to 1000			50			50			50		ppm
Gain vs. Temperature											
G = 1			5	10		5	10		5	10	ppm/°C
G > 1 ¹			50			50			50		ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	Total RTI error = $V_{OS1} + V_{OS0}/G$										
Input Offset, V_{OS1}			25	200		200	500		25	100	μV
Over Temperature				350			650			160	μV
Average Tempco			0.1	2		0.1	2		0.1	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OS0}			200	1000		500	2000		200	500	μV
Over Temperature				1500			2600			1100	μV
Average Tempco			2.5	10		2.5	10		2.5	10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)											
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		100	120		100	120		100	120		dB
G = 100		120	140		120	140		120	140		dB
G = 1000		120	140		120	140		120	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			17	25		17	25		17	25	nA
Over Temperature				27.5			27.5			27.5	nA
Average Tempco			25			25			25		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			0.25	2		0.25	2		0.25	2	nA
Over Temperature				2.5			2.5			2.5	nA
Average Tempco			5			5			5		$\text{pA}/^\circ\text{C}$

AD623

Parameter	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT											
Input Impedance			2 2		2 2		2 2		2 2		$G\Omega$ pF
Differential			2 2		2 2		2 2		2 2		$G\Omega$ pF
Common-Mode											V
Input Voltage Range ²	$V_S = 3V$ to $12V$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	V
Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance											
$G = 1$	$V_{CM} = 0V$ to $3V$	70	80		70	80		77	86		dB
$G = 10$	$V_{CM} = 0V$ to $3V$	90	100		90	100		94	100		dB
$G = 100$	$V_{CM} = 0V$ to $3V$	105	110		105	110		105	110		dB
$G = 1000$	$V_{CM} = 0V$ to $3V$	105	110		105	110		105	110		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	0.01		$(+V_S) - 0.5$	0.01		$(+V_S) - 0.5$	0.01		$(+V_S) - 0.5$	V
	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	0.01		$(+V_S) - 0.15$	0.01		$(+V_S) - 0.15$	0.01		$(+V_S) - 0.15$	V
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal -3 dB Bandwidth											
$G = 1$			800		800		800		800		kHz
$G = 10$			100		100		100		100		kHz
$G = 100$			10		10		10		10		kHz
$G = 1000$			2		2		2		2		kHz
Slew Rate			0.3		0.3		0.3		0.3		V/ μ s
Settling Time to 0.01%											
$G = 1$	$V_S = 5V$ Step size: 3.5V		30		30		30		30		μ s
$G = 10$	$V_S = 5V$ Step size: 4V, $V_{CM} = 1.8V$		20		20		20		20		μ s

¹ Does not include effects of external resistor, R_G .

² One input grounded. $G = 1$.

DUAL SUPPLIES

Typical @ 25°C dual supply, $V_S = \pm 5V$, and $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN											
Gain Range	$G = 1 + (100\text{ k}/R_G)$	1		1000	1		1000	1		1000	
Gain Error ¹	$G1\ V_{OUT} = -4.8V$ to $+3.5V$ $G > 1\ V_{OUT} = 0.05V$ to $4.5V$										
$G = 1$			0.03	0.10		0.03	0.10		0.03	0.05	%
$G = 10$			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
$G = 100$			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
$G = 1000$			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%

Parameter	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Nonlinearity	$G1 V_{OUT} = -4.8V \text{ to } +3.5V$ $G > 1 V_{OUT} = -4.8V \text{ to } +4.5V$										
G = 1 to 1000			50			50			50		ppm
Gain vs. Temperature											
G = 1			5	10		5	10		5	10	ppm/°C
G > 1 ¹			50			50			50		ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	Total RTI error = $V_{OS1} + V_{OSO}/G$										
Input Offset, V_{OS1}			25	200		200	500		25	100	μV
Over Temperature				350			650			160	μV
Average Tempco			0.1	2		0.1	2		0.1	1	μV/°C
Output Offset, V_{OSO}			200	1000		500	2000		200	500	μV
Over Temperature				1500			2600			1100	μV
Average Tempco			2.5	10		2.5	10		2.5	10	μV/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)											
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		100	120		100	120		100	120		dB
G = 100		120	140		120	140		120	140		dB
G = 1000		120	140		120	140		120	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			17	25		17	25		17	25	nA
Over Temperature				27.5			27.5			27.5	nA
Average Tempco			25			25			25		pA/°C
Input Offset Current			0.25	2		0.25	2		0.25	2	nA
Over Temperature				2.5			2.5			2.5	nA
Average Tempco			5			5			5		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			2 2			2 2			2 2		GΩ pF
Common-Mode			2 2			2 2			2 2		GΩ pF
Input Voltage Range ²	$V_S = +2.5V \text{ to } \pm 6V$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	V
Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 kΩ Source Imbalance											
G = 1	$V_{CM} = +3.5V \text{ to } -5.15V$	70	80		70	80		77	86		dB
G = 10	$V_{CM} = +3.5V \text{ to } -5.15V$	90	100		90	100		94	100		dB
G = 100	$V_{CM} = +3.5V \text{ to } -5.15V$	105	110		105	110		105	110		dB
G = 1000	$V_{CM} = +3.5V \text{ to } -5.15V$	105	110		105	110		105	110		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 5V$	$(-V_S) + 0.2$		$(+V_S) - 0.5$	$(-V_S) + 0.2$		$(+V_S) - 0.5$	$(-V_S) + 0.2$		$(+V_S) - 0.5$	V
	$R_L = 100 \text{ k}\Omega$	$(-V_S) + 0.05$		$(+V_S) - 0.15$	$(-V_S) + 0.05$		$(+V_S) - 0.15$	$(-V_S) + 0.05$		$(+V_S) - 0.15$	V

AD623

Parameter	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal –3 dB Bandwidth											
G = 1				800			800			800	kHz
G = 10				100			100			100	kHz
G = 100				10			10			10	kHz
G = 1000				2			2			2	kHz
Slew Rate				0.3			0.3			0.3	V/μs
Settling Time to 0.01%	V _S = ±5 V, 5 V step										
G = 1				30			30			30	μs
G = 10				20			20			20	μs

¹ Does not include effects of external resistor, R_C.

² One input grounded. G = 1.

BOTH DUAL AND SINGLE SUPPLIES

Table 3.

Parameter	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
NOISE													
Voltage Noise, 1 kHz	Total RTI noise = $\sqrt{(e_{ni})^2 + (e_{no}/G)^2}$												
Input, Voltage Noise, e _{ni}					35			35			35	nV/√Hz	
Output, Voltage Noise, e _{no}				50			50			50	nV/√Hz		
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz													
G = 1				3.0			3.0			3.0	μV p-p		
G = 1000				1.5			1.5			1.5	μV p-p		
Current Noise	f = 1 kHz												
0.1 Hz to 10 Hz					100			100			100	fA/√Hz	
				1.5			1.5			1.5	pA p-p		
REFERENCE INPUT													
R _{IN}	V _{IN+} , V _{REF} = 0 V			100 ± 20%			100 ± 20%			100 ± 20%	kΩ		
I _{IN}				50	60	50	60	50	60	50	60	μA	
Voltage Range					–V _S	+V _S	–V _S	+V _S	–V _S	+V _S	–V _S	+V _S	V
Gain to Output					1 ± 0.0002			1 ± 0.0002			1 ± 0.0002	V	
POWER SUPPLY													
Operating Range	Dual supply	±2.5		±6	±2.5		±6	±2.5		±6	V		
	Single supply	2.7		12	2.7		12	2.7		12	V		
Quiescent Current	Dual supply		375	550		375	550		375	550	μA		
	Single supply		305	480		305	480		305	480	μA		
Over Temperature				625			625			625	μA		
TEMPERATURE RANGE													
For Specified Performance				–40			+85	–40		+85	–40	+85	°C

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 4.

Parameter	Rating
Supply Voltage	$\pm 6\text{ V}$
Internal Power Dissipation ¹	650 mW
Differential Input Voltage	$\pm 6\text{ V}$
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

¹ Specification is for device in free air:
 8-Lead PDIP Package: $\theta_{JA} = 95^{\circ}\text{C}/\text{W}$
 8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^{\circ}\text{C}/\text{W}$
 8-Lead MSOP Package: $\theta_{JA} = 200^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

AD623

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

At 25°C, $V_S = \pm 5\text{ V}$, and $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

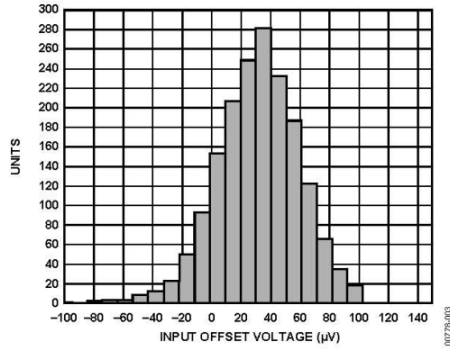


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Voltage; Package Option N-8, R-8

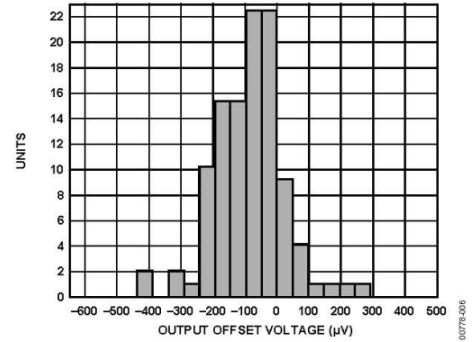


Figure 6. Typical Distribution of Output Offset Voltage, $V_S = 5\text{ V}$, Single Supply, $V_{REF} = -0.125\text{ V}$; Package Option N-8, R-8

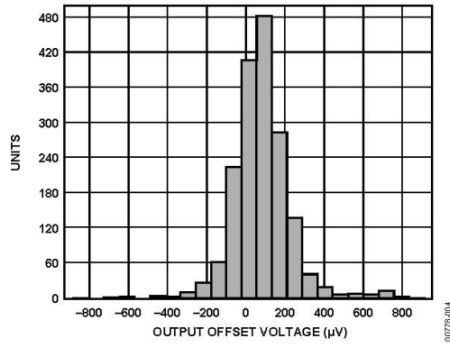


Figure 4. Typical Distribution of Output Offset Voltage; Package Option N-8, R-8

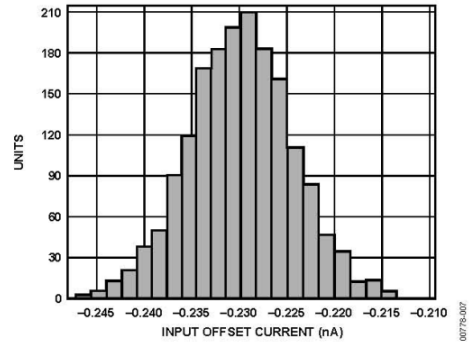


Figure 7. Typical Distribution for Input Offset Current; Package Option N-8, R-8

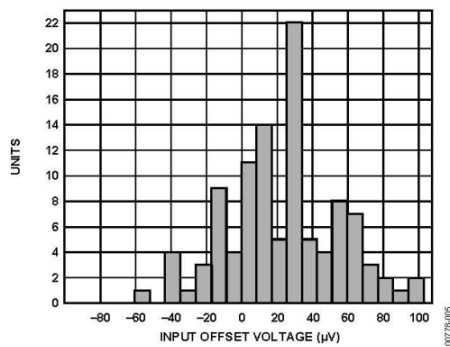


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Voltage, $V_S = 5\text{ V}$, Single Supply, $V_{REF} = -0.125\text{ V}$; Package Option N-8, R-8

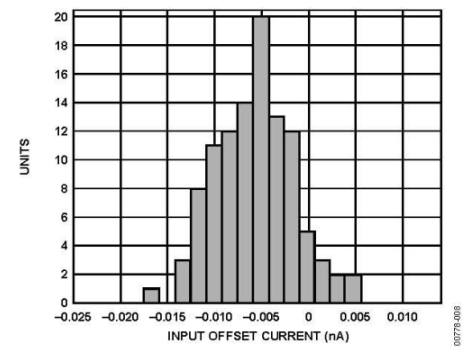


Figure 8. Typical Distribution for Input Offset Current, $V_S = 5\text{ V}$, Single Supply, $V_{REF} = -0.125\text{ V}$; Package Option N-8, R-8

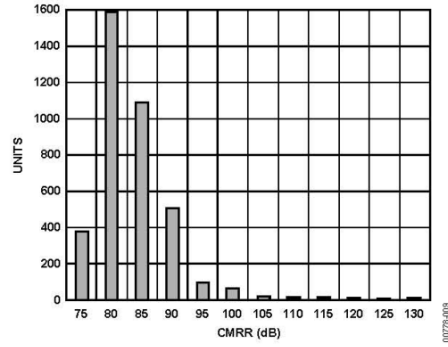


Figure 9. Typical Distribution for CMRR ($G = 1$)

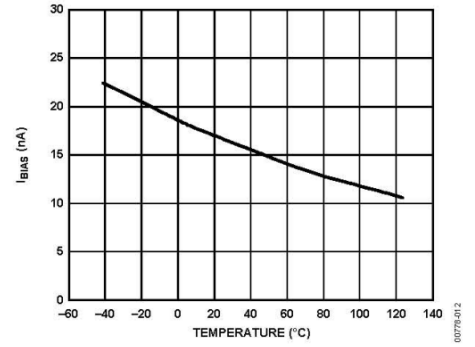


Figure 12. I_{BIAS} vs. Temperature

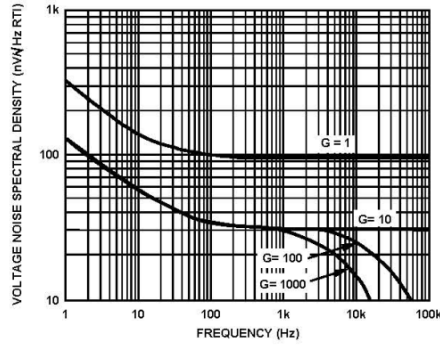


Figure 10. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency

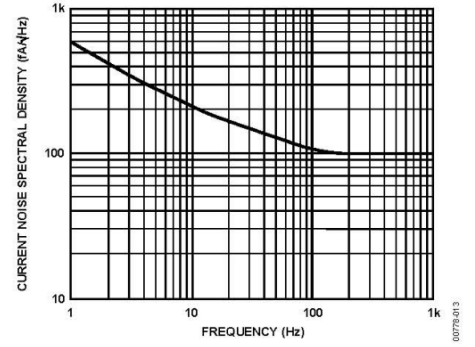


Figure 13. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

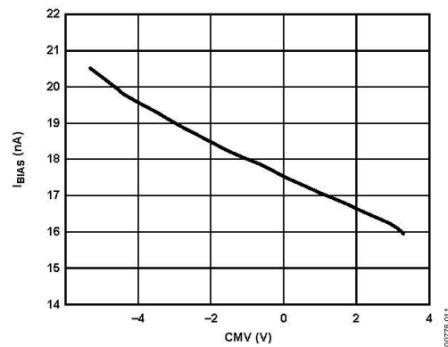


Figure 11. I_{BIAS} vs. CMV, $V_S = \pm 5 V$

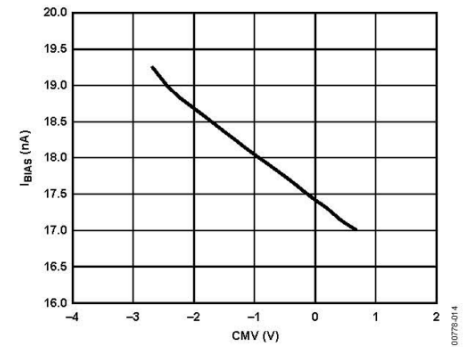


Figure 14. I_{BIAS} vs. CMV, $V_S = \pm 2.5 V$

AD623

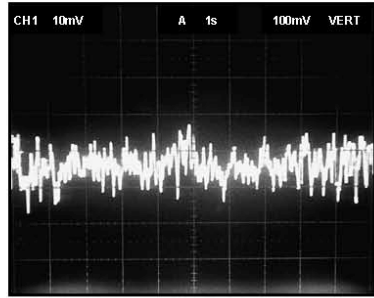


Figure 15. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise (0.71 pA/DIV)

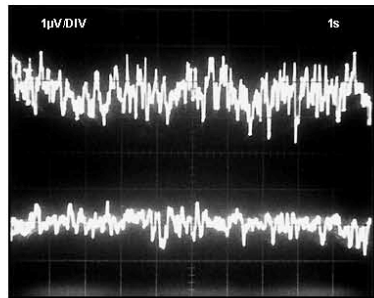


Figure 16. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (1 DIV = 1 µV p-p)

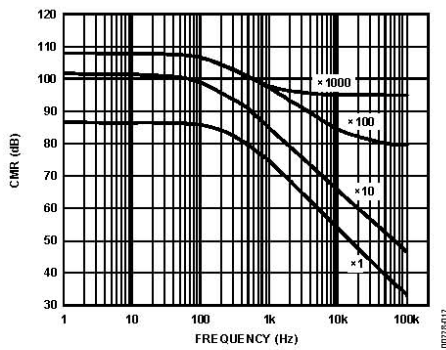


Figure 17. CMR vs. Frequency, = 5 V_S, 0 V_S, V_{REF} = 2.5 V

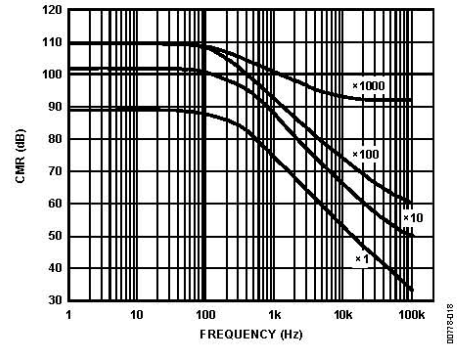


Figure 18. CMR vs. Frequency, ±5 V_S

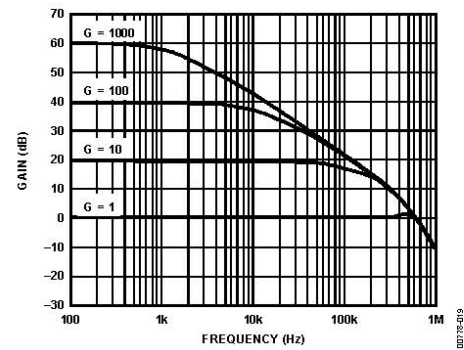


Figure 19. Gain vs. Frequency (V_S = 5 V, 0 V), V_{REF} = 2.5 V

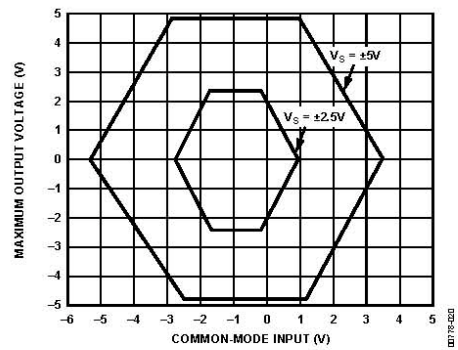


Figure 20. Maximum Output Voltage vs. Common-Mode Input, G = 1, R_L = 100 kΩ

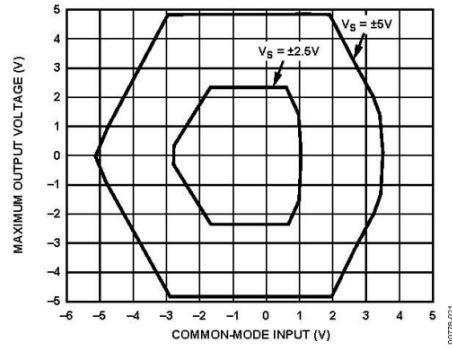


Figure 21. Maximum Output Voltage vs. Common-Mode Input, $G \geq 10$, $R_L = 100 \Omega$

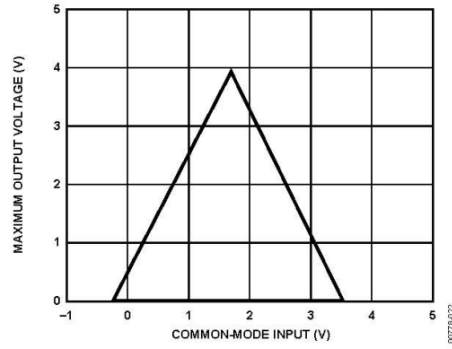


Figure 22. Maximum Output Voltage vs. Common-Mode Input, $G = 1$, $V_S = 5V$, $R_L = 100 \text{ k}\Omega$

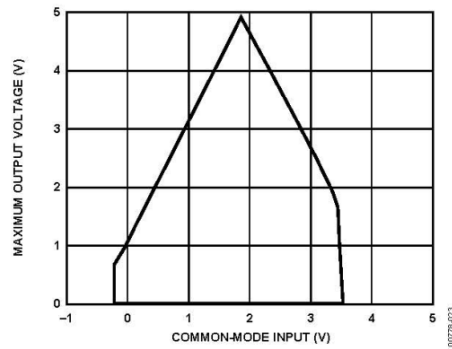


Figure 23. Maximum Output Voltage vs. Common-Mode Input, $G \geq 10$, $V_S = 5V$, $R_L = 100 \text{ k}\Omega$

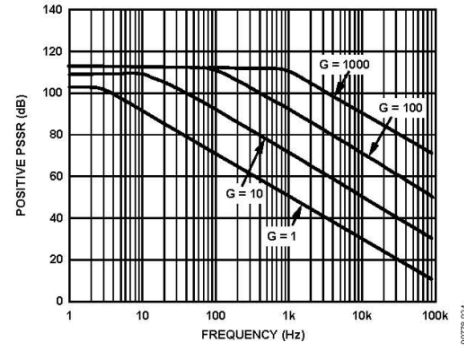


Figure 24. Positive PSRR vs. Frequency, $\pm 5V_S$

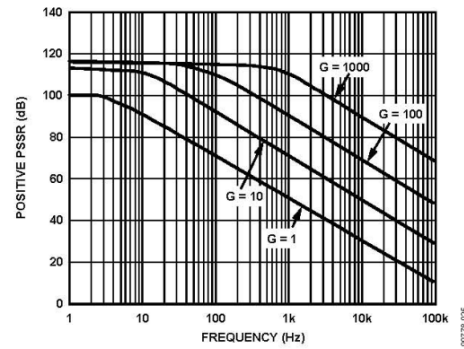


Figure 25. Positive PSRR vs. Frequency, $5V_S, 0V_S$

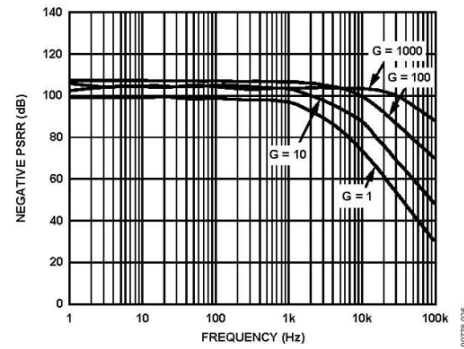


Figure 26. Negative PSRR vs. Frequency, $\pm 5V_S$

AD623

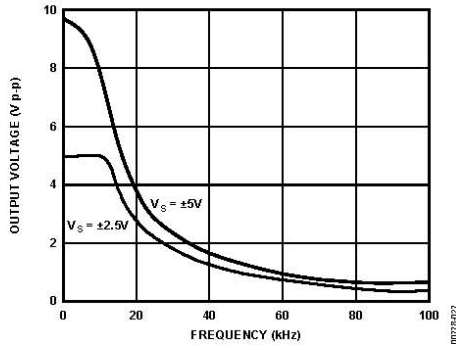


Figure 27. Large Signal Response, $G \leq 10$

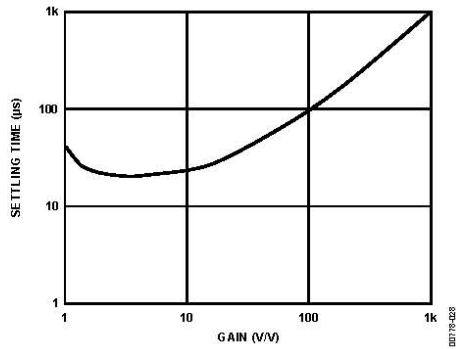


Figure 28. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 5V Step at Output, $C_L = 100 \text{ pF}$, $V_S = \pm 5 \text{ V}$

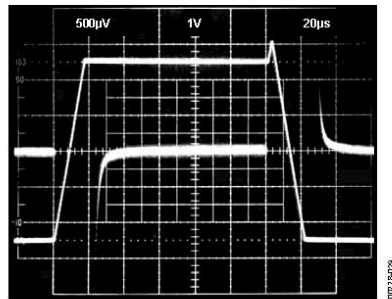


Figure 29. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = -1$ ($0.250 \text{ mV} = 0.01\%$), $C_L = 100 \text{ pF}$

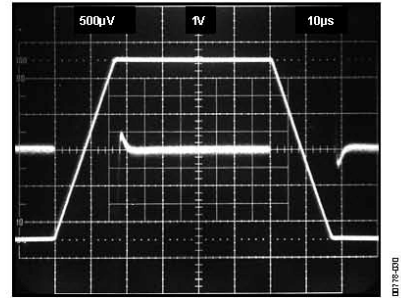


Figure 30. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = -10$ ($0.250 \text{ mV} = 0.01\%$), $C_L = 100 \text{ pF}$

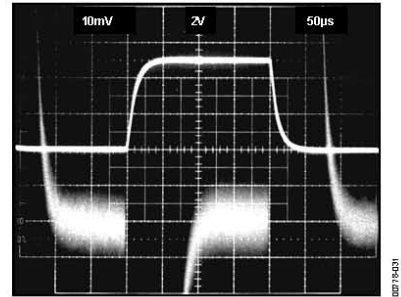


Figure 31. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = 100$, $C_L = 100 \text{ pF}$

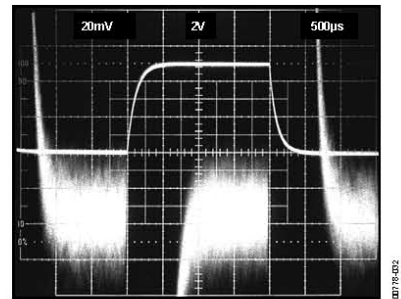


Figure 32. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = -1000$ ($5 \text{ mV} = 0.01\%$), $C_L = 100 \text{ pF}$

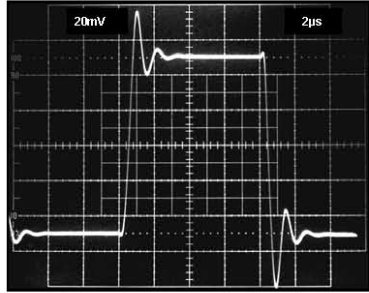


Figure 33. Small Signal Pulse Response, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

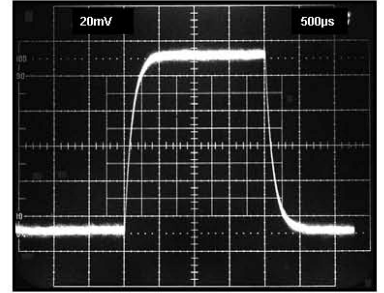


Figure 36. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

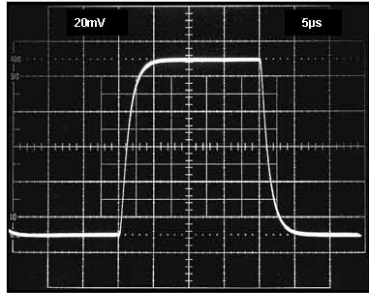


Figure 34. Small Signal Pulse Response, $G = 10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

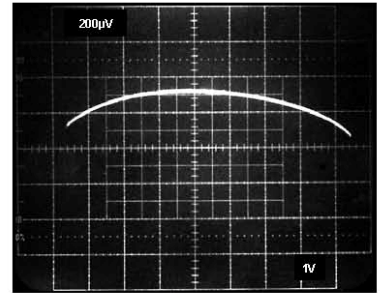


Figure 37. Gain Nonlinearity, $G = -1$ (50 ppm/DIV)

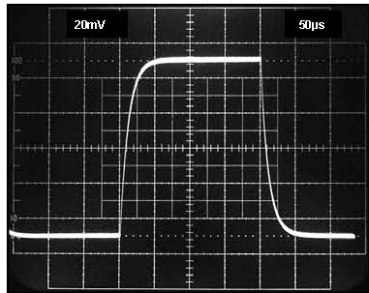


Figure 35. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

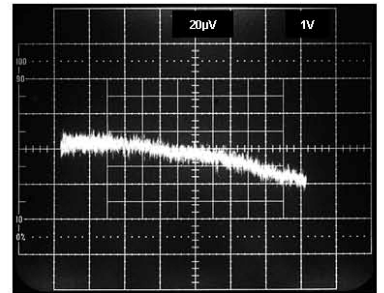


Figure 38. Gain Nonlinearity, $G = -10$ (6 ppm/DIV)

AD623

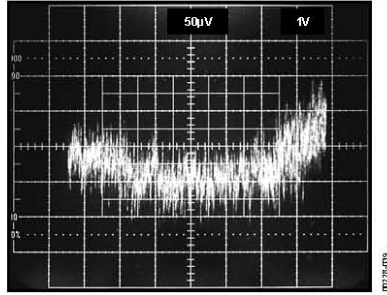


Figure 39. Gain Nonlinearity, $G = -100$, 15 ppm/DIV

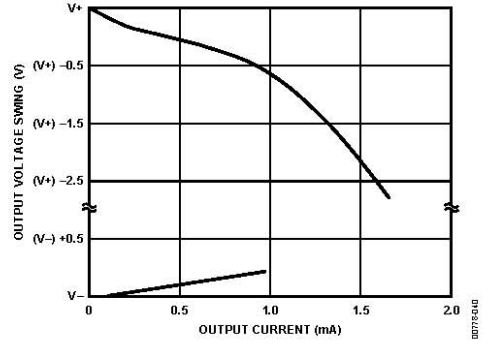


Figure 40. Output Voltage Swing vs. Output Current

THEORY OF OPERATION

The AD623 is an instrumentation amplifier based on a modified classic 3-op-amp approach, to assure single or dual supply operation even at common-mode voltages at the negative supply rail. Low voltage offsets, input and output, as well as absolute gain accuracy, and one external resistor to set the gain, make the AD623 one of the most versatile instrumentation amplifiers in its class.

The input signal is applied to PNP transistors acting as voltage buffers and providing a common-mode signal to the input amplifiers (see Figure 41). An absolute value 50 k Ω resistor in each amplifier feedback assures gain programmability.

The differential output is

$$V_O = \left(1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{R_G}\right) V_C$$

The differential voltage is then converted to a single-ended voltage using the output amplifier, which also rejects any common-mode signal at the output of the input amplifiers.

Because the amplifiers can swing to either supply rail, as well as have their common-mode range extended to below the negative supply rail, the range over which the AD623 can operate is further enhanced (see Figure 20 and Figure 21).

The output voltage at Pin 6 is measured with respect to the potential at Pin 5. The impedance of the reference pin is 100 k Ω ; therefore, in applications requiring V/I conversion, a small resistor between Pin 5 and Pin 6 is all that is needed.

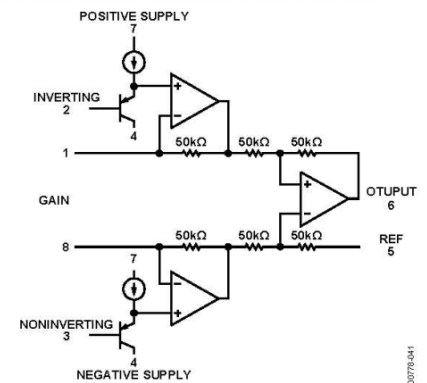


Figure 41. Simplified Schematic

Note that the bandwidth of the in-amp decreases as gain is increased. This occurs because the internal op-amps are the standard voltage feedback design. At unity gain, the output amplifier limits the bandwidth.

AD623

APPLICATIONS INFORMATION

BASIC CONNECTION

Figure 42 and Figure 43 show the basic connection circuits for the AD623. The $+V_S$ and $-V_S$ terminals are connected to the power supply. The supply can be either bipolar ($V_S = \pm 2.5$ V to ± 6 V) or single supply ($-V_S = 0$ V, $+V_S = 3.0$ V to 12 V). Power supplies should be capacitively decoupled close to the power pins of the device. For the best results, use surface-mount 0.1 μ F ceramic chip capacitors and 10 μ F electrolytic tantalum capacitors.

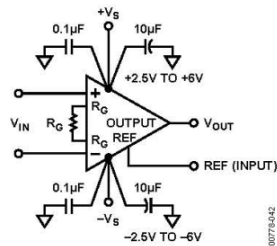


Figure 42. Dual-Supply Basic Connection

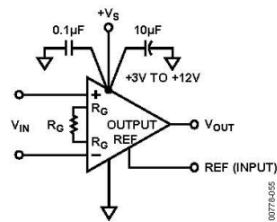


Figure 43. Single-Supply Basic Connection

The input voltage, which can be either single-ended (tie either $-IN$ or $+IN$ to ground), or differential is amplified by the programmed gain. The output signal appears as the voltage difference between the OUTPUT pin and the externally applied voltage on the REF input. For a ground-referenced output, REF should be grounded.

GAIN SELECTION

The gain of the AD623 is resistor programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pin 1 and Pin 8. The AD623 is designed to offer accurate gains using 0.1% to 1% tolerance resistors. Table 5 shows the required values of R_G for the various gains. Note that for $G = 1$, the R_G terminals are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain, R_G can be calculated by

$$R_G = 100 \text{ k}\Omega / (G - 1)$$

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 because it can be used to provide a virtual ground voltage. The voltage on the reference terminal can be varied from $-V_S$ to $+V_S$.

Table 5. Required Values of Gain Resistors

Desired Gain	1% Standard Table Value of R_G (Ω)	Calculated Gain Using 1% Resistors
2	100 k	2
5	24.9 k	5.02
10	11 k	10.09
20	5.23 k	20.12
33	3.09 k	33.36
40	2.55 k	40.21
50	2.05 k	49.78
65	1.58 k	64.29
100	1.02 k	99.04
200	499	201.4
500	200	501
1000	100	1001

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD623 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by the programmed gain when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains and the output errors dominate at low gains. The total V_{OS} for a given gain is calculated as the following:

$$Total\ Error\ RTI = Input\ Error + (Output\ Error/G)$$

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

RTI offset errors and noise voltages for different gains are shown in Table 6.

INPUT PROTECTION

Internal supply referenced clamping diodes allow the input, reference, output, and gain terminals of the AD623 to safely withstand overvoltages of 0.3 V above or below the supplies. This is true for all gains and for power on and power off. This last case is particularly important because the signal source and amplifier may be powered separately.

If the overvoltage is expected to exceed this value, the current through these diodes should be limited to about 10 mA using external current limiting resistors (see Figure 44). The size of this resistor is defined by the supply voltage and the required overvoltage protection.

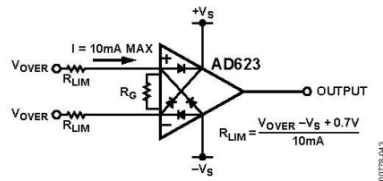
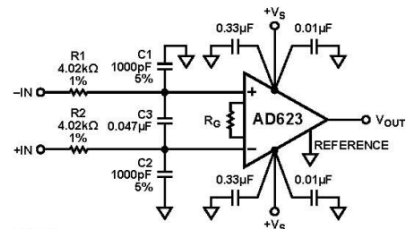


Figure 44. Input Protection

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 in Figure 45 provides good RFI suppression without reducing performance within the pass band of

the in-amp. Resistor R1 and Capacitor C1 (and likewise, R2 and C2) form a low-pass RC filter that has a -3 dB bandwidth equal to $F = 1/(2 \pi R1C1)$. Using the component values shown, this filter has a -3 dB bandwidth of approximately 40 kHz. Resistors R1 and R2 were selected to be large enough to isolate the input of the circuit from the capacitors, but not large enough to significantly increase the noise of the circuit. To preserve common-mode rejection in the amplifier's pass band, Capacitors C1 and C2 need to be 5% or better units, or low cost 20% units can be tested and binned to provide closely matched devices.



NOTES:
1. LOCATE C1 TO C3 AS CLOSE TO THE INPUT PINS AS POSSIBLE.

Figure 45. 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 input pins of the in-amp. Any mismatch between C1 and C2 unbalances the bridge and reduces the common-mode rejection. C3 ensures 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 $1/(2 \pi (R1 + R2) (C3))$. Using a C3 value of 0.047 μ F, the -3 dB signal bandwidth of this circuit is approximately 400 Hz. The typical dc offset shift over frequency is less than 1.5 μ V and the circuit's RF signal rejection is better than 71 dB. The 3 dB signal bandwidth of this circuit may be increased to 900 Hz by reducing Resistors R1 and R2 to 2.2 k Ω . The performance is similar to using 4 k Ω resistors, except that the circuitry preceding the in-amp must drive a lower impedance load.

Table 6. RTI Error Sources

Gain	Maximum Total Input Offset Error (μ V)		Maximum Total Input Offset Drift (μ V/ $^{\circ}$ C)		Total Input Referred Noise (nV/ \sqrt Hz)
	AD623A	AD623B	AD623A	AD623B	AD623A and AD623B
1	1200	600	12	11	62
2	700	350	7	6	45
5	400	200	4	3	38
10	300	150	3	2	35
20	250	125	2.5	1.5	35
50	220	110	2.2	1.2	35
100	210	105	2.1	1.1	35
1000	200	100	2	1	35

AD623

The circuit in Figure 45 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.

In many applications, shielded cables are used to minimize noise; for best CMR over frequency, the shield should be properly driven. Figure 46 shows an active guard driver that is configured to improve ac common-mode rejection by bootstrapping the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

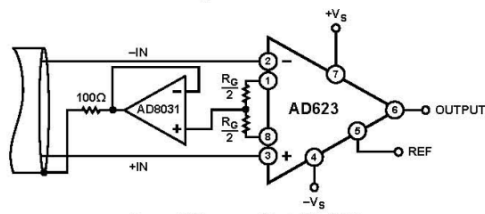


Figure 46. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Because the AD623 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, many grounding problems can be solved 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.

The use of ground planes is recommended to minimize the impedance of ground returns (and hence the size of dc errors). To isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data acquisition components have separate analog and digital ground returns (see Figure 47). All ground pins from mixed signal components, such as analog-to-digital converters (ADCs), should be returned through the high quality analog ground plane. Maximum isolation between analog and digital is achieved by connecting the ground planes back at the supplies. The digital return currents from the ADC that flow in the analog ground plane, in general, have a negligible effect on noise performance.

If there is only a single power supply available, it must be shared by both digital and analog circuitry. Figure 48 shows 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 ground pin of the power supply. Separate traces 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.

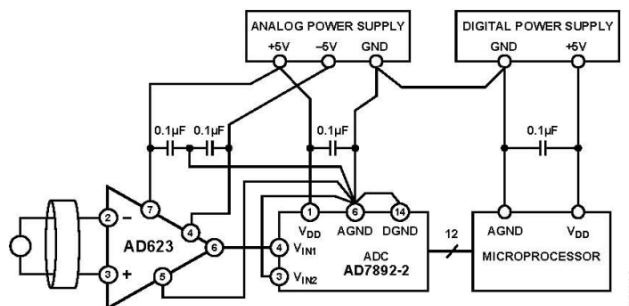


Figure 47. Optimal Grounding Practice for a Bipolar Supply Environment with Separate Analog and Digital Supplies

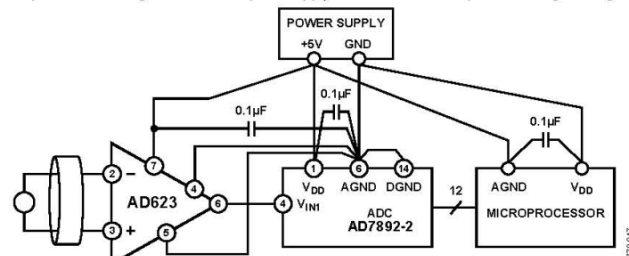


Figure 48. Optimal Ground Practice in a Single Supply Environment

Ground Returns for Input Bias Currents

Input bias currents are those dc currents that must flow 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 49, Figure 50, and Figure 51 show how a bias current path can be provided for the cases of transformer coupling, thermocouple, and capacitive ac coupling. 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 into the amplifier. However, if the impedances that the two inputs see are large and differ by a large amount (>10 k Ω), the offset current of the input stage causes dc errors proportional with the input offset voltage of the amplifier.

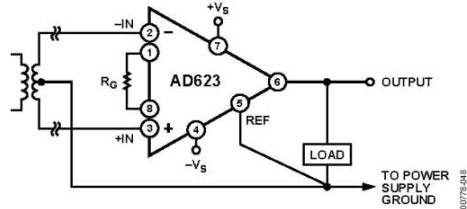


Figure 49. Ground Returns for Bias Currents with Transformer-Coupled Inputs

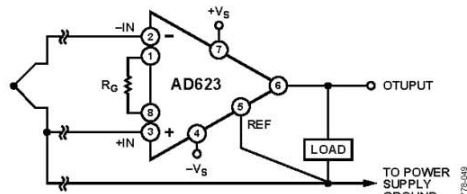


Figure 50. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

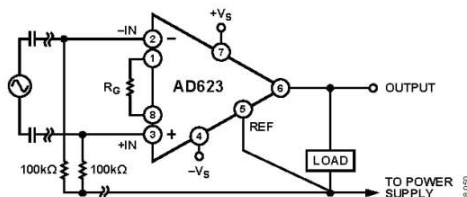


Figure 51. Ground Returns for Bias Currents with AC-Coupled Inputs

Output Buffering

The AD623 is designed to drive loads of 10 k Ω or greater. If the load is less than this value, the output of the AD623 should be buffered with a precision single-supply op amp, such as the OP113. This op amp can swing from 0 V to 4 V on its output while driving a load as small as 600 Ω . Table 7 summarizes the performance of some buffer op amps.

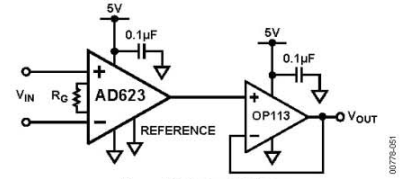


Figure 52. Output Buffering

Table 7. Buffering Options

Op Amp	Description
OP113	Single supply, high output current
OP191	Rail-to-rail input and output, low supply current

Single-Supply Data Acquisition System

Interfacing bipolar signals to single-supply ADCs presents a challenge. The bipolar signal must be mapped into the input range of the ADC. Figure 53 shows how this translation can be achieved.

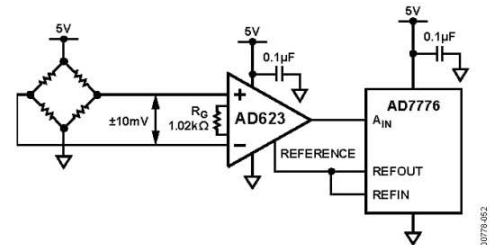


Figure 53. A Single-Supply Data Acquisition System

The bridge circuit is excited by a 5 V supply. The full-scale output voltage from the bridge (± 10 mV) therefore has a common-mode level of 2.5 V. The AD623 removes the common-mode component and amplifies the input signal by a factor of 100 ($R_{GAIN} = 1.02$ k Ω). This results in an output signal of ± 1 V. To prevent this signal from running into the ground rail of the AD623, the voltage on the REF pin must be raised to at least 1 V. In this example, the 2 V reference voltage from the AD7776 ADC is used to bias the output voltage of the AD623 to 2 V ± 1 V. This corresponds to the input range of the ADC.

AD623

Amplifying Signals with Low Common-Mode Voltage

Because the common-mode input range of the AD623 extends 0.1 V below ground, it is possible to measure small differential signals which have low, or no, common-mode component. Figure 54 shows a thermocouple application where one side of the J-type thermocouple is grounded.

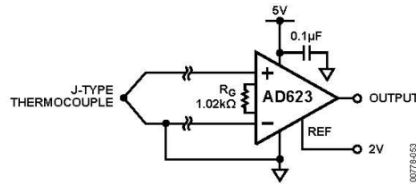


Figure 54. Amplifying Bipolar Signals with Low Common-Mode Voltage

Over a temperature range of -200°C to $+200^{\circ}\text{C}$, the J-type thermocouple delivers a voltage ranging from -7.890 mV to $+10.777\text{ mV}$. A programmed gain on the AD623 of 100 ($R_G = 1.02\text{ k}\Omega$) and a voltage on the REF pin of 2 V, results in the output voltage ranging from 1.110 V to 3.077 V relative to ground.

INPUT DIFFERENTIAL AND COMMON-MODE RANGE vs. SUPPLY AND GAIN

Figure 55 shows a simplified block diagram of the AD623. The voltages at the outputs of Amplifier A1 and Amplifier A2 are given by

$$V_{A2} = V_{CM} + V_{DIFF}/2 + 0.6\text{ V} + V_{DIFF} \times R_F/R_G$$

$$= V_{CM} + 0.6\text{ V} + V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

$$V_{A1} = V_{CM} + V_{DIFF}/2 + 0.6\text{ V} - V_{DIFF} \times R_F/R_G$$

$$= V_{CM} + 0.6\text{ V} - V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

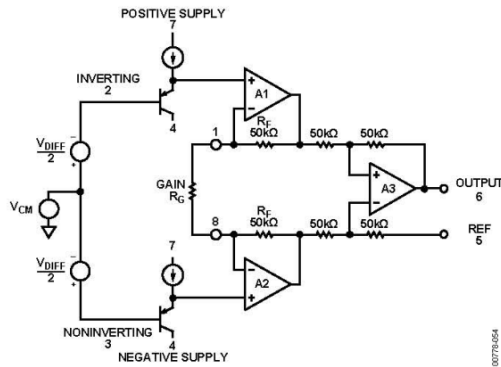


Figure 55. Simplified Block Diagram

The voltages on these internal nodes are critical in determining whether the output voltage will be clipped. The V_{A1} and V_{A2} voltages can swing from approximately 10 mV above the negative supply (V^- or ground) to within approximately 100 mV of the positive rail before clipping occurs. Based on this and from

the previous equations, the maximum and minimum input common-mode voltages are given by the following equations:

$$V_{CM\text{MAX}} = V^+ - 0.7\text{ V} - V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

$$V_{CM\text{MIN}} = V^- - 0.590\text{ V} + V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

These equations can be rearranged to give the maximum possible differential voltage (positive or negative) for a particular common-mode voltage, gain, and power supply. Because the signals on A1 and A2 can clip on either rail, the maximum differential voltage are the lesser of the two equations.

$$|V_{DIFF\text{MAX}}| = 2(V^+ - 0.7\text{ V} - V_{CM}/\text{Gain})$$

$$|V_{DIFF\text{MAX}}| = 2(V_{CM} - V^- + 0.590\text{ V})/\text{Gain}$$

However, the range on the differential input voltage range is also constrained by the output swing. Therefore, the range of V_{DIFF} may have to be lower according the following equation.

$$\text{Input Range} \leq \text{Available Output Swing}/\text{Gain}$$

For a bipolar input voltage with a common-mode voltage that is roughly half way between the rails, $V_{DIFF\text{MAX}}$ is half the value that the previous equations yield because the REF pin is at midsupply. Note that the available output swing is given for different supply conditions in the Specifications section.

The equations can be rearranged to give the maximum gain for a fixed set of input conditions. Again, the maximum gain will be the lesser of the two equations.

$$\text{Gain}_{\text{MAX}} = 2(V^+ - 0.7\text{ V} - V_{CM})/V_{DIFF}$$

$$\text{Gain}_{\text{MAX}} = 2(V_{CM} - V^- + 0.590\text{ V})/V_{DIFF}$$

Again, it is recommended that the resulting gain times the input range is less than the available output swing. If this is not the case, the maximum gain is given by

$$\text{Gain}_{\text{MAX}} = \text{Available Output Swing}/\text{Input Range}$$

Also for bipolar inputs (that is, input range = $2 V_{DIFF}$), the maximum gain is half the value yielded by the previous equations because the REF pin must be at midsupply.

The maximum gain and resulting output swing for different input conditions is given in Table 8. Output voltages are referenced to the voltage on the REF pin.

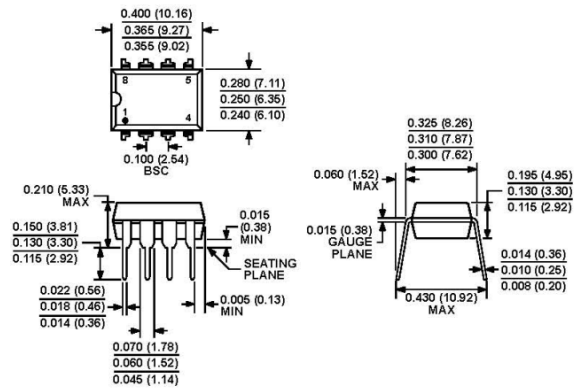
For the purposes of computation, it is necessary to break down the input voltage into its differential and common-mode component. Therefore, when one of the inputs is grounded or at a fixed voltage, the common-mode voltage changes as the differential voltage changes. Take the case of the thermocouple amplifier in Figure 54. The inverting input on the AD623 is grounded; therefore, when the input voltage is -10 mV , the voltage on the noninverting input is -10 mV . For the purpose of the signal swing calculations, this input voltage should be composed of a common-mode voltage of -5 mV (that is, $(+IN + -IN)/2$) and a differential input voltage of -10 mV (that is, $+IN - -IN$).

Table 8. Maximum Attainable Gain and Resulting Output Swing for Different Input Conditions

V_{CM} (V)	V_{DIFF} (V)	REF Pin (V)	Supply Voltages (V)	Maximum Gain	Closest 1% Gain Resistor (Ω)	Resulting Gain	Output Swing (V)
0	± 10 m	2.5	+5	118	866	116	± 1.2
0	± 100 m	2.5	+5	11.8	9.31 k	11.7	± 1.1
0	± 10 m	0	± 5	490	205	488	± 4.8
0	± 100 m	0	± 5	49	2.1 k	48.61	± 4.8
0	± 1	0	± 5	4.9	26.1 k	4.83	± 4.8
2.5	± 10 m	2.5	+5	242	422	238	± 2.3
2.5	± 100 m	2.5	+5	24.2	4.32 k	24.1	± 2.4
2.5	± 1	2.5	+5	2.42	71.5 k	2.4	± 2.4
1.5	± 10 m	1.5	+3	142	715	141	± 1.4
1.5	± 100 m	1.5	+3	14.2	7.68 k	14	± 1.4
0	± 10 m	1.5	+3	118	866	116	± 1.1
0	± 100 m	1.5	+3	11.8	9.31 k	11.74	± 1.1

AD623

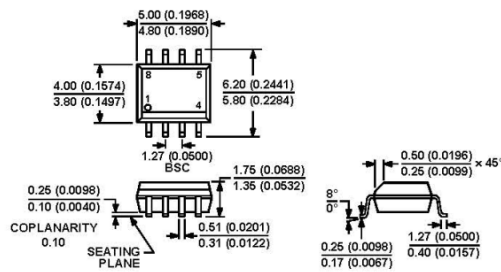
OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-001
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS
 (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR
 REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.
 CORNER LEADS MAY BE CONFIGURED AS WHOLE OR HALF LEADS.

Figure 56. 8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]
 Narrow Body (N-8)
 Dimensions shown in inches and (millimeters)

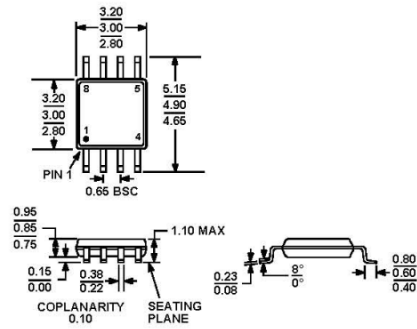
070856-A



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-A-A
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
 (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
 REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 57. 8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]
 Narrow Body (R-8)
 Dimensions shown in millimeters and (inches)

072287-A



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

Figure 58. 8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]
(RM-8)

Dimensions shown in millimeters

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option	Branding
AD623AN	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8	
AD623ANZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8	
AD623AR	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]	R-8	
AD623AR-REEL	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N], 13" Tape and Reel	R-8	
AD623AR-REEL7	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N], 7" Tape and Reel	R-8	
AD623ARZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]	R-8	
AD623ARZ-R7 ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N], 7" Tape and Reel	R-8	
AD623ARZ-RL ¹	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC, 13" Tape and Reel	R-8	
AD623ARM	-40°C to +85°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]	RM-8	JOA
AD623ARM-REEL	-40°C to +85°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP], 13" Tape and Reel	RM-8	JOA
AD623ARM-REEL7	-40°C to +85°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP], 7" Tape and Reel	RM-8	JOA
AD623ARMZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP]	RM-8	JOA
AD623ARMZ-REEL ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP], 13" Tape and Reel	RM-8	JOA
AD623ARMZ-REEL7 ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Mini Small Outline Package [MSOP], 7" Tape and Reel	RM-8	JOA
AD623BN	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8	
AD623BNZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8	
AD623BR	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]	R-8	
AD623BR-REEL	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N], 13" Tape and Reel	R-8	
AD623BR-REEL7	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N], 7" Tape and Reel	R-8	
AD623BRZ ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N]	R-8	
AD623BRZ-R7 ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N], 7" Tape and Reel	R-8	
AD623BRZ-RL ¹	-40°C to +85°C	8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_N], 13" Tape and Reel	R-8	
EVAL-INAMP-62RZ ¹		Evaluation Board		

¹ Z = RoHS Compliant Part.

AD623

NOTES

©1997–2008 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.
D00788-0-7/08(D)



www.analog.com

Rev. D | Page 24 of 24

Apéndice G Amplificador Optoaislador ISO 124



SBOS074C – SEPTEMBER 1997 – REVISED SEPTEMBER 2005

Precision Lowest-Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- 0.010% max NONLINEARITY
- BIPOLAR OPERATION: $V_O = \pm 10V$
- DIP-16 AND SO-28
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

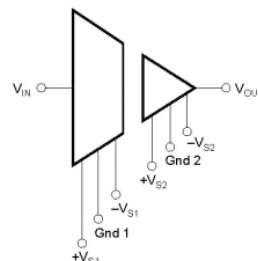
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4-20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation, the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and good high-frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and $200\mu V/^\circ C$ V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{S1} and $\pm 5.5mA$ on V_{S2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO124 is available in DIP-16 and SO-28 plastic surface mount packages.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

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

**TEXAS
INSTRUMENTS**
www.ti.com

Copyright © 1997-2005, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±18V
V _{BI}	±100V
Continuous Isolation Voltage	1500Vrms
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature	+125°C
Output Short to Common	Continuous

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

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

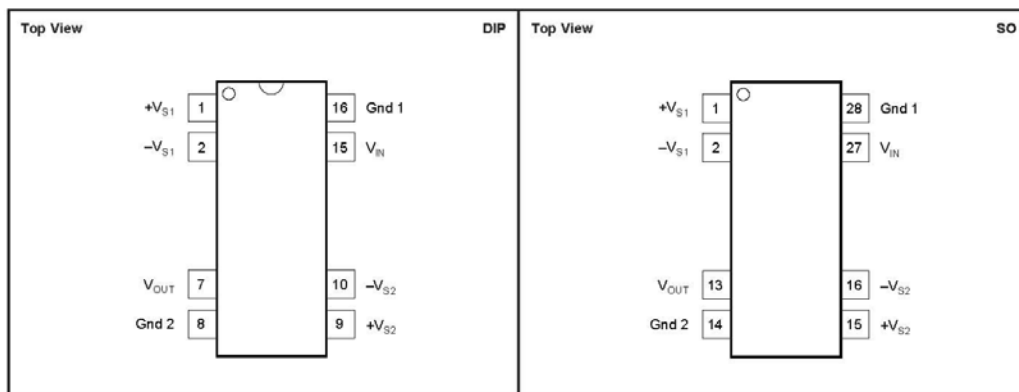
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION⁽¹⁾

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER	TRANSPORT MEDIA, QUANTITY
ISO124P	Plastic DIP-16	NVF	-25°C to +85°C	ISO124P	ISO124P	Rails, 50
ISO124U	Plastic SO-28	DVA	-25°C to +85°C	ISO124U	ISO124U	Rails, 28
"	"	"	"	ISO124U	ISO124U/K	Tape and Reel, 1000

NOTE: (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum at the end of this document, or see the TI website at www.ti.com.

PIN CONFIGURATIONS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

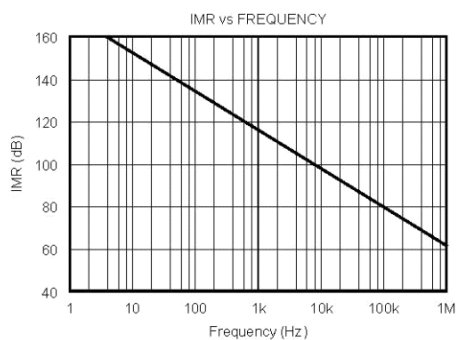
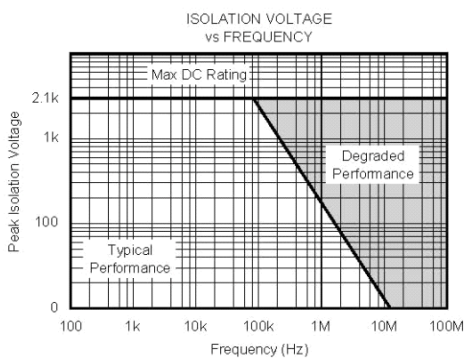
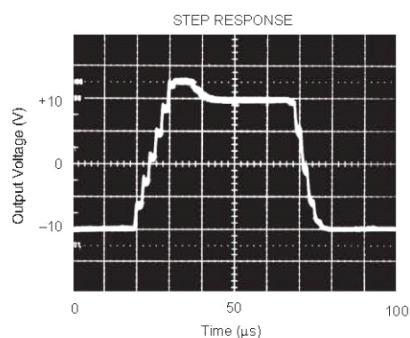
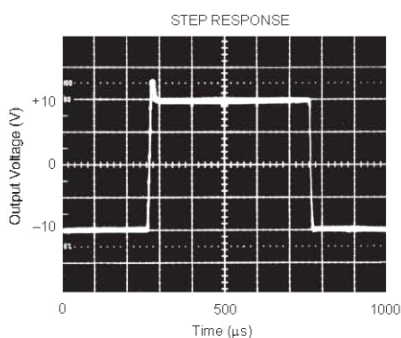
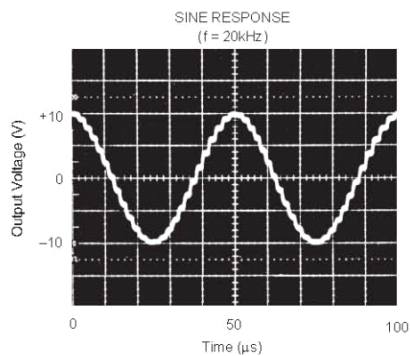
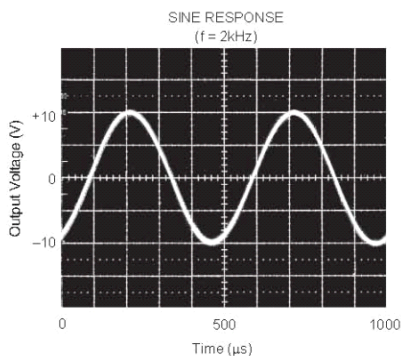
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ISO124P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
ISOLATION Rated Voltage, continuous ac 60Hz 100% Test ⁽¹⁾ Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	1s, 5pC PD 60Hz $V_{ISO} = 240\text{Vrms}$	1500 2400	140 $10^{14} \parallel 2$ 0.18		Vac Vac dB $\Omega \parallel \text{pF}$ μArms
GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity ⁽²⁾	$V_O = \pm 10\text{V}$		1 ± 0.05 ± 10 ± 0.005	± 0.50 ± 0.010	V/V %FSR ppm/ $^\circ\text{C}$ %FSR
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20 ± 200 ± 2 4	± 50	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT Voltage Range Resistance		± 10	± 12.5 200		V k Ω
OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage ⁽³⁾		± 10 ± 5	± 12.5 ± 15 0.1 20		V mA μF mVp-p
FREQUENCY RESPONSE Small-Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recovery Time	$V_O = \pm 10\text{V}$		50 2 50 350 150		kHz V/ μs μs μs μs
POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{S1} V_{S2}		± 4.5	± 15 ± 5.0 ± 5.5	± 18 ± 7.0 ± 7.0	V V mA mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} θ_{JC}		-25 -25 -40	100 65	+85 +85 +125	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

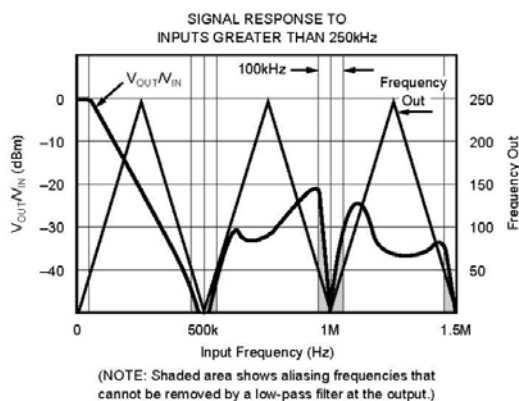
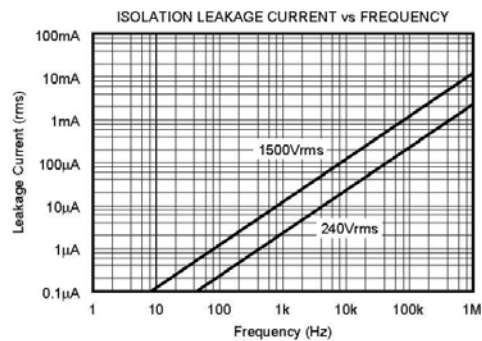
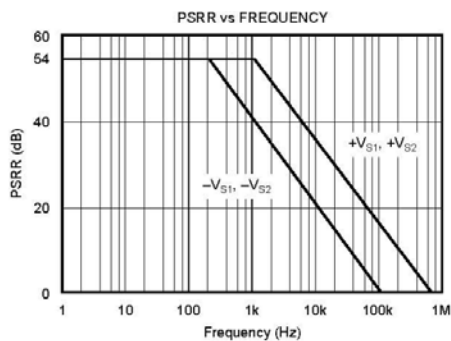
TYPICAL CHARACTERISTICS

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



TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

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



THEORY OF OPERATION

The ISO124 isolation amplifier uses an input and an output section galvanically isolated by matched 1pF isolating capacitors built into the plastic package. The input is duty-cycle modulated and transmitted digitally across the barrier. The output section receives the modulated signal, converts it back to an analog voltage and removes the ripple component inherent in the demodulation. Input and output sections are fabricated, then laser trimmed for exceptional circuitry matching common to both input and output sections. The sections are then mounted on opposite ends of the package with the isolating capacitors mounted between the two sections. The transistor count of the ISO124 is 250 transistors.

MODULATOR

An input amplifier (A1, as shown in Figure 1) integrates the difference between the input current ($V_{IN}/200k\Omega$) and a switched $\pm 100\mu A$ current source. This current source is implemented by a switchable $200\mu A$ source and a fixed $100\mu A$ current sink. To understand the basic operation of the modulator, assume that $V_{IN} = 0.0V$. The integrator will ramp in one direction until the comparator threshold is exceeded. The comparator and sense amp will force the current source to switch; the resultant signal is a triangular waveform with a 50% duty cycle. The internal oscillator forces the current source to switch at 500kHz. The resultant capacitor drive is a complementary duty-cycle modulation square wave.

DEMODULATOR

The sense amplifier detects the signal transitions across the capacitive barrier and drives a switched current source into integrator A2. The output stage balances the duty-cycle

modulated current against the feedback current through the $200k\Omega$ feedback resistor, resulting in an average value at the V_{OUT} pin equal to V_{IN} . The sample-and-hold amplifiers in the output feedback loop serve to remove undesired ripple voltages inherent in the demodulation process.

BASIC OPERATION

SIGNAL AND SUPPLY CONNECTIONS

Each power-supply pin should be bypassed with $1\mu F$ tantalum capacitors located as close to the amplifier as possible. The internal frequency of the modulator/demodulator is set at 500kHz by an internal oscillator. Therefore, if it is desired to minimize any feedthrough noise (beat frequencies) from a DC/DC converter, use a π filter on the supplies (see Figure 4). The ISO124 output has a 500kHz ripple of 20mV, which can be removed with a simple 2-pole low-pass filter with a 100kHz cutoff using a low-cost op amp (see Figure 4).

The input to the modulator is a current (set by the $200k\Omega$ integrator input resistor) that makes it possible to have an input voltage greater than the input supplies, as long as the output supply is at least $\pm 15V$. It is therefore possible, when using an unregulated DC/DC converter, to minimize PSR related output errors with $\pm 5V$ voltage regulators on the isolated side and still get the full $\pm 10V$ input and output swing. See Figure 9 for an example of this application.

CARRIER FREQUENCY CONSIDERATIONS

The ISO124 amplifier transmits the signal across the isolation barrier by a 500kHz duty-cycle modulation technique. For input signals having frequencies below 250kHz, this system works like any linear amplifier. But for frequencies

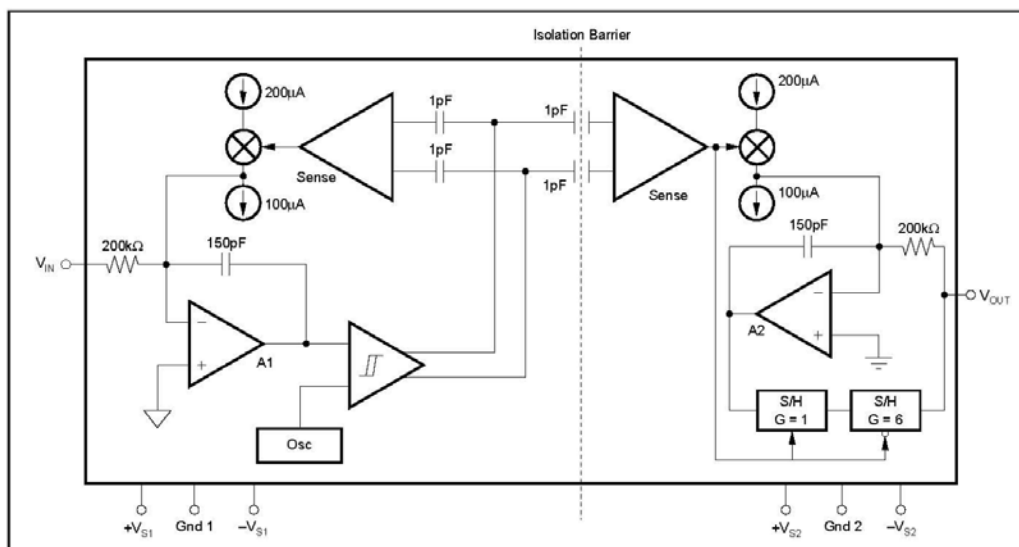


FIGURE 1. Block Diagram.

above 250kHz, the behavior is similar to that of a sampling amplifier. The typical characteristic "Signal Response to Inputs Greater Than 250kHz" shows this behavior graphically; at input frequencies above 250kHz, the device generates an output signal component of reduced magnitude at a frequency below 250kHz. This is the aliasing effect of sampling at frequencies less than 2 times the signal frequency (the Nyquist frequency). Note that at the carrier frequency and its harmonics, both the frequency and amplitude of the aliasing go to zero.

ISOLATION MODE VOLTAGE INDUCED ERRORS

IMV can induce errors at the output as indicated by the plots of IMV vs Frequency. It should be noted that if the IMV frequency exceeds 250kHz, the output also will display spurious outputs (aliasing) in a manner similar to that for $V_{IN} > 250\text{kHz}$ and the amplifier response will be identical to that shown in the "Signal Response to Inputs Greater Than 250kHz" typical characteristic. This occurs because IMV-induced errors behave like input-referred error signals. To predict the total error, divide the isolation voltage by the IMR shown in the "IMR versus Frequency" typical performance curve and compute the amplifier response to this input-referred error signal from the data given in the "Signal Response to Inputs Greater Than 250kHz" typical characteristic. For example, if a 800kHz 1000Vrms IMR is present, then a total of $[(-60\text{dB}) + (-30\text{dB})] \times (1000\text{V}) = 32\text{mV}$ error signal at 200kHz plus a 1V, 800kHz error signal will be present at the output.

HIGH IMV dV/dt ERRORS

As the IMV frequency increases and the dV/dt exceeds 1000V/ μs , the sense amp may start to false trigger, and the output will display spurious errors. The common-mode current being sent across the barrier by the high slew rate is the cause of the false triggering of the sense amplifier. Lowering the power-supply voltages below $\pm 15\text{V}$ may decrease the dV/dt to 500V/ μs for typical performance.

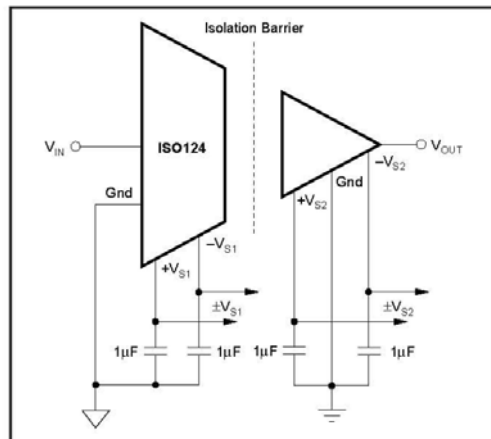


FIGURE 2. Basic Signal and Power Connections.

HIGH VOLTAGE TESTING

Texas Instruments has adopted a partial discharge test criterion that conforms to the German VDE0884 Optocoupler Standards. This method requires the measurement of minute current pulses ($< 5\text{pC}$) while applying 2400Vrms, 60Hz high-voltage stress across every ISO124 isolation barrier. No partial discharge may be initiated to pass this test. This criterion confirms transient overvoltage ($1.6 \times 1500\text{Vrms}$) protection without damage to the ISO124. Lifetest results verify the absence of failure under continuous rated voltage and maximum temperature.

This new test method represents the "state-of-the art" for non-destructive high-voltage reliability testing. It is based on the effects of non-uniform fields that exist in heterogeneous dielectric material during barrier degradation. In the case of void non-uniformities, electric field stress begins to ionize the void region before bridging the entire high-voltage barrier. The transient conduction of charge during and after the ionization can be detected externally as a burst of 0.01-0.1 μs current pulses that repeat on each ac voltage cycle. The minimum ac barrier voltage that initiates partial discharge is defined as the "inception voltage." Decreasing the barrier voltage to a lower level is required before partial discharge ceases and is defined as the "extinction voltage." We have characterized and developed the package insulation processes to yield an inception voltage in excess of 2400Vrms so that transient overvoltages below this level will not damage the ISO124. The extinction voltage is above 1500Vrms so that even overvoltage induced partial discharge will cease once the barrier voltage is reduced to the 1500Vrms (rated) level. Older high-voltage test methods relied on applying a large enough overvoltage (above rating) to break down marginal parts, but not so high as to damage good ones. Our new partial discharge testing gives us more confidence in barrier reliability than breakdown/no breakdown criteria.

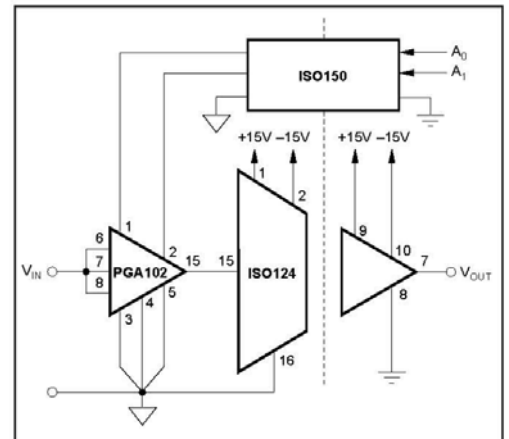


FIGURE 3. Programmable-Gain Isolation Channel with Gains of 1, 10, and 100.

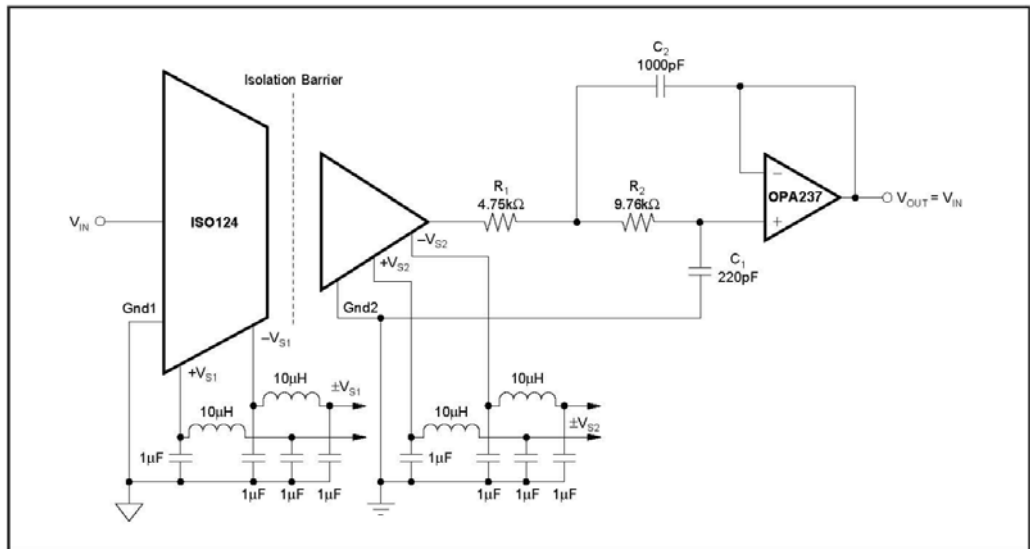


FIGURE 4. Optional π Filter to Minimize Power-Supply Feedthrough Noise; Output Filter to Remove 500kHz Carrier Ripple. For more information concerning output filters refer to Application Notes SBOA012 and SBFA001.

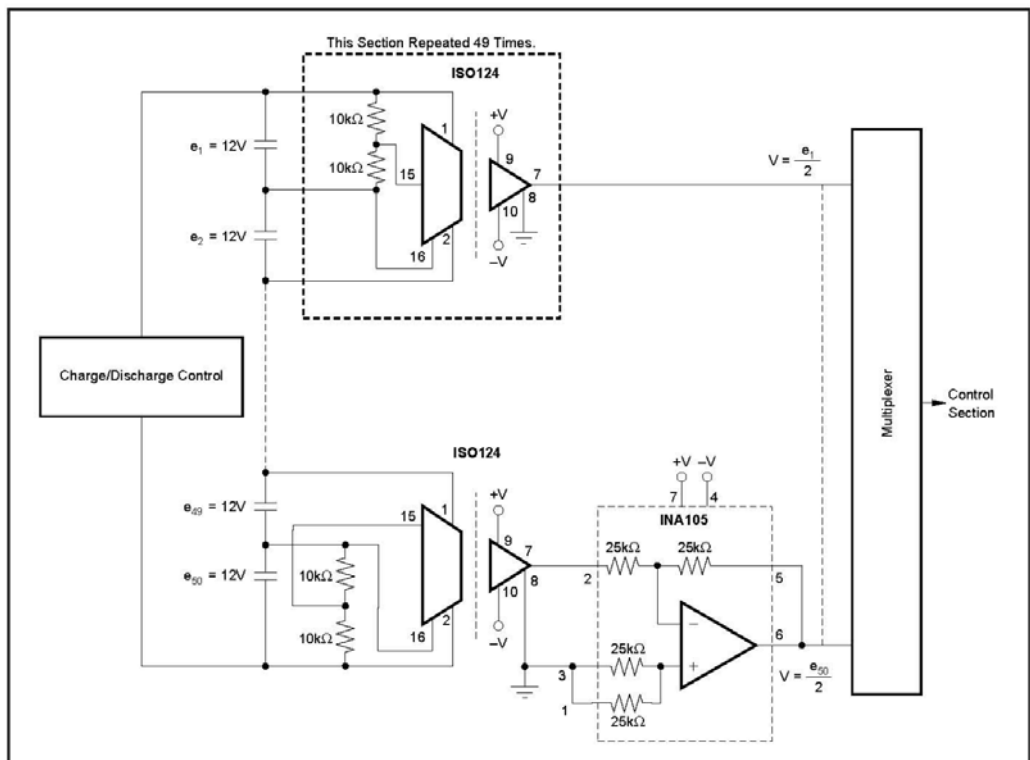


FIGURE 5. Battery Monitor for a 600V Battery Power System. (Derives input power from the battery.)

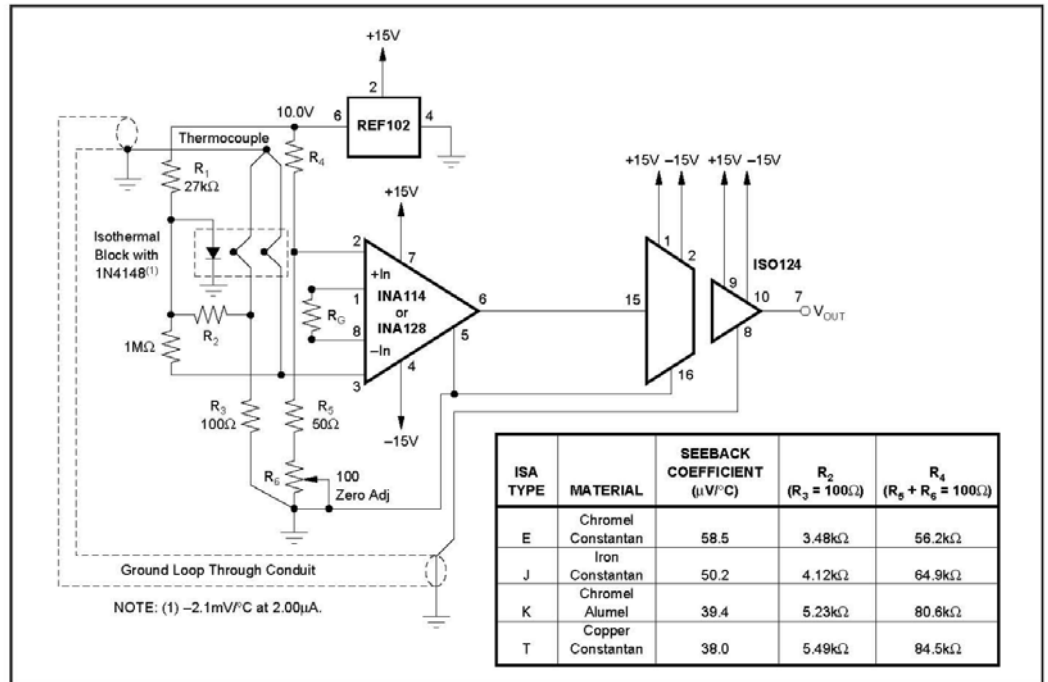


FIGURE 6. Thermocouple Amplifier with Ground Loop Elimination, Cold Junction Compensation, and Up-scale Burn-out.

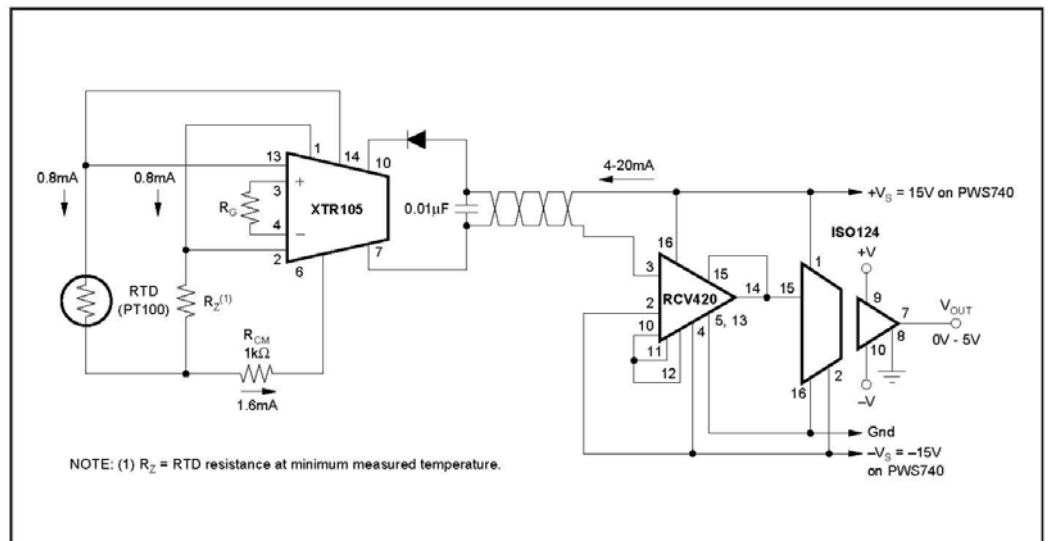


FIGURE 7. Isolated 4-20mA Instrument Loop. (RTD shown.)

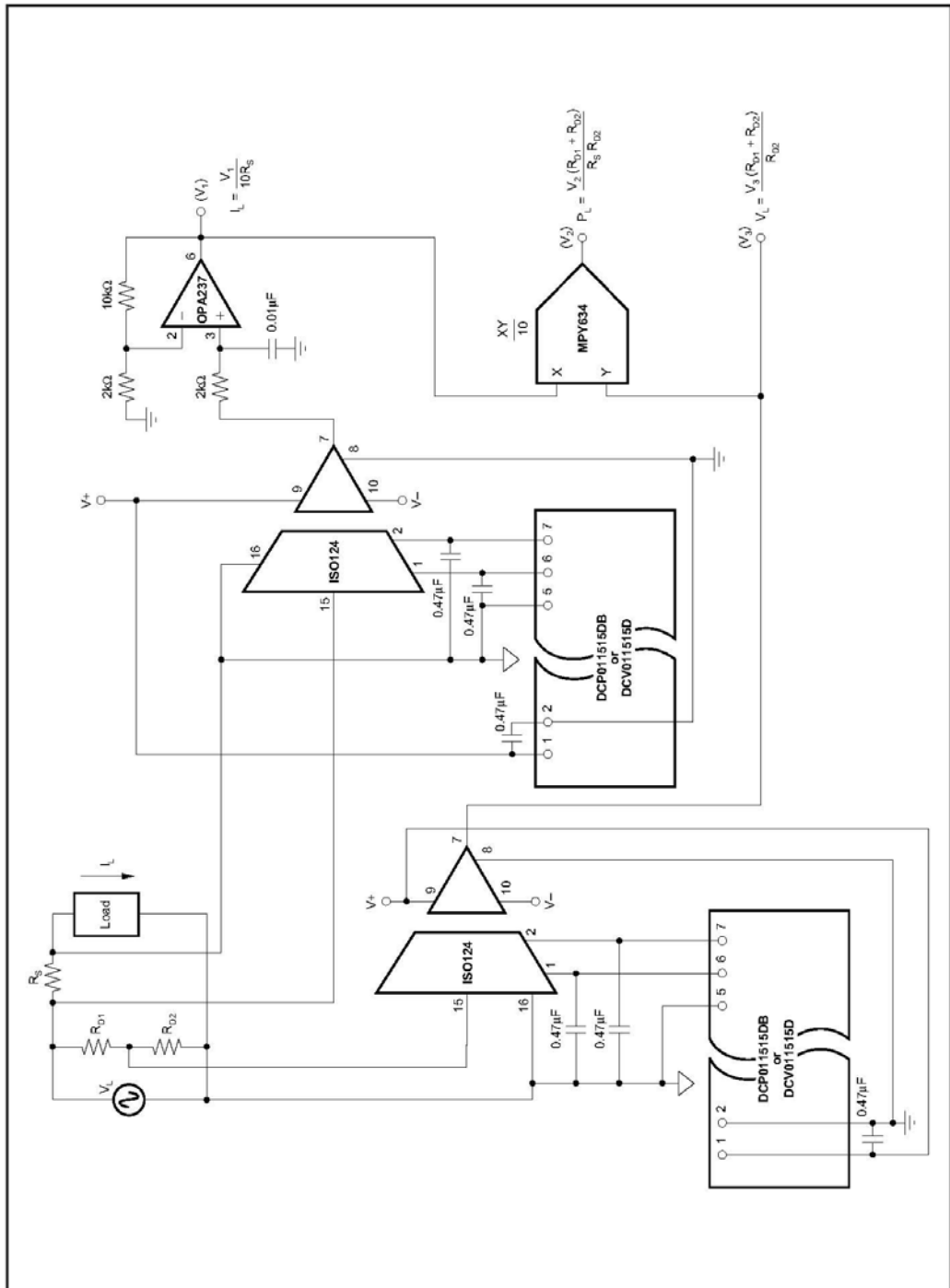


FIGURE 8. Isolated Power Line Monitor.

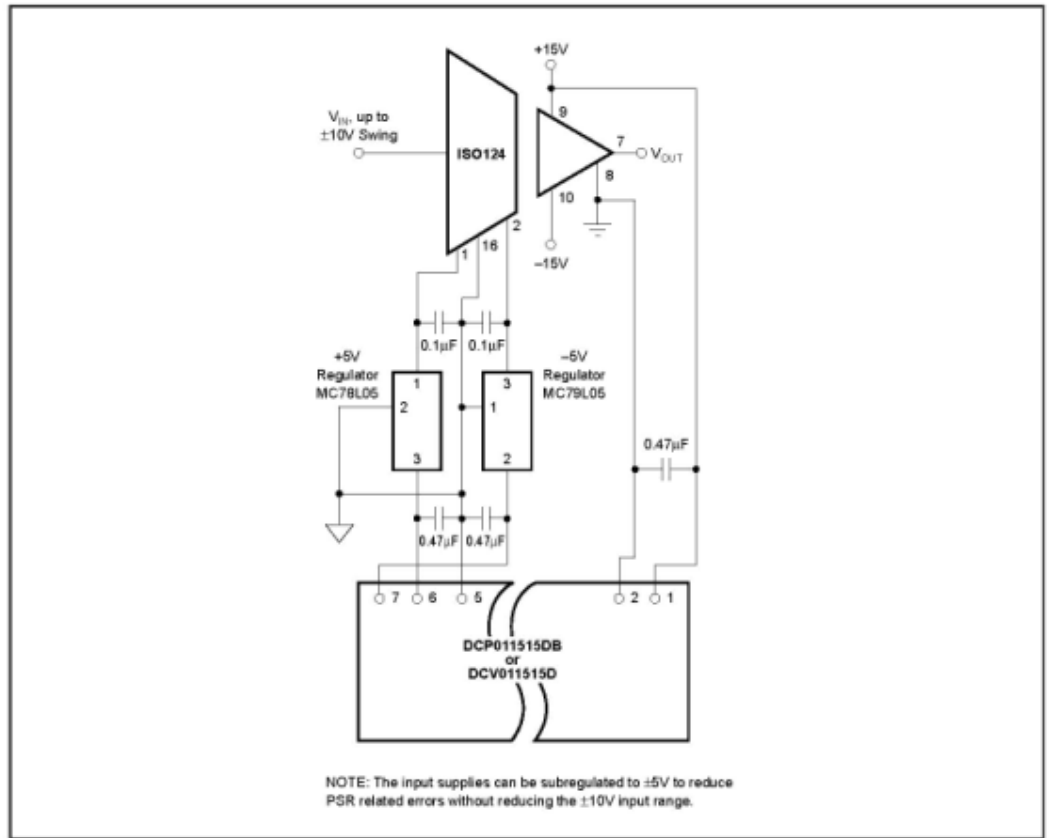


FIGURE 9. Improved PSR Using External Regulator.

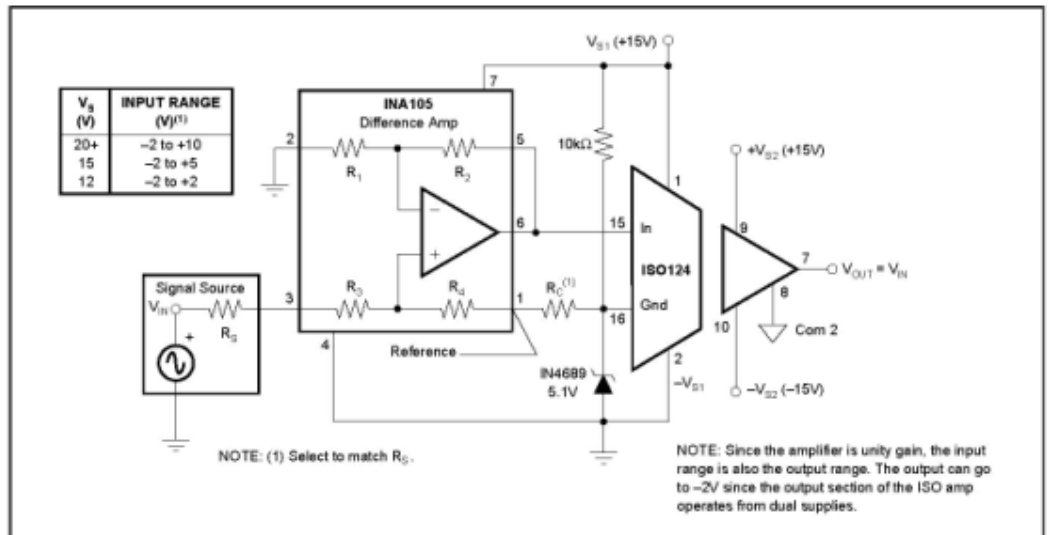


FIGURE 10. Single-Supply Operation of the ISO124 Isolation Amplifier. For additional information refer to Application Note SBOA004.

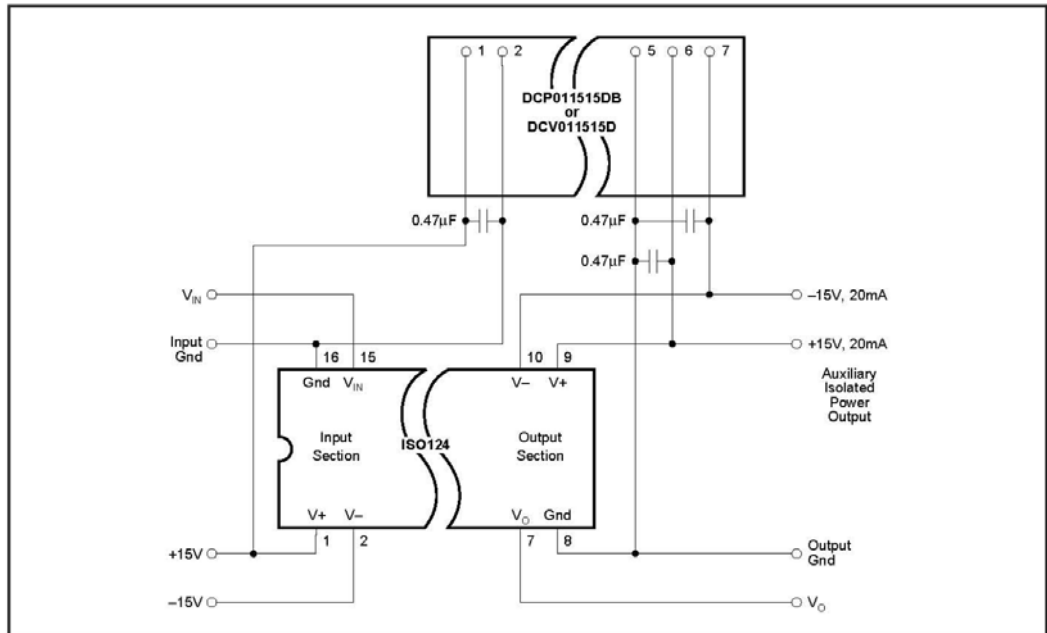


FIGURE 11. Input-Side Powered ISO Amp.

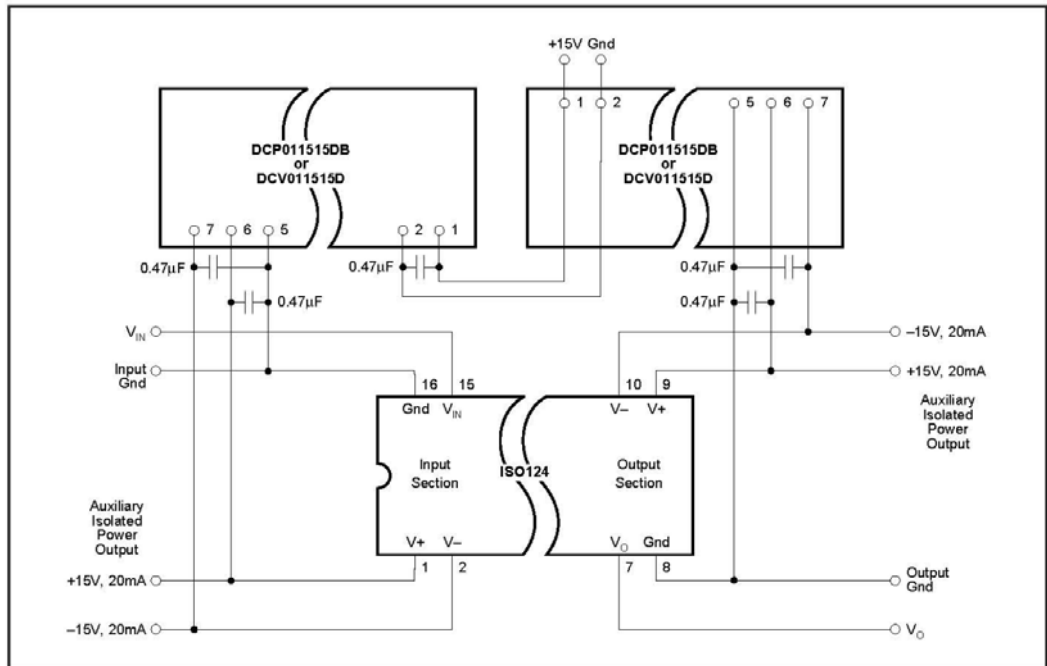


FIGURE 12. Powered ISO Amp with Three-Port Isolation.

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
ISO124P	ACTIVE	PDIP	NVF	8	50	TBD	Call TI	Level-NA-NA-NA
ISO124U	ACTIVE	SO	DVA	8	28	TBD	CU NIPDAU	Level-3-220C-168 HR
ISO124U/1K	ACTIVE	SO	DVA	8	1000	TBD	CU NIPDAU	Level-3-220C-168 HR

⁽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.

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
ISO124P	ACTIVE	PDIP	NVF	8	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
ISO124U	ACTIVE	SO	DVA	8	28	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR
ISO124U/1K	ACTIVE	SO	DVA	8	1000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR
ISO124U/1KE4	ACTIVE	SO	DVA	8	1000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR
ISO124UE4	ACTIVE	SO	DVA	8	28	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR

⁽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), Pb-Free (RoHS Exempt), 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.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

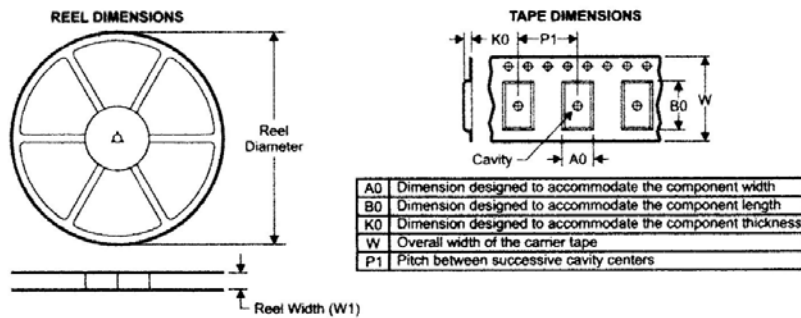
Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

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

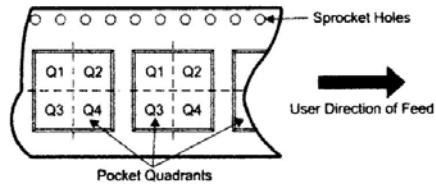
Important Information and Disclaimer:The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. 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.

TAPE AND REEL INFORMATION



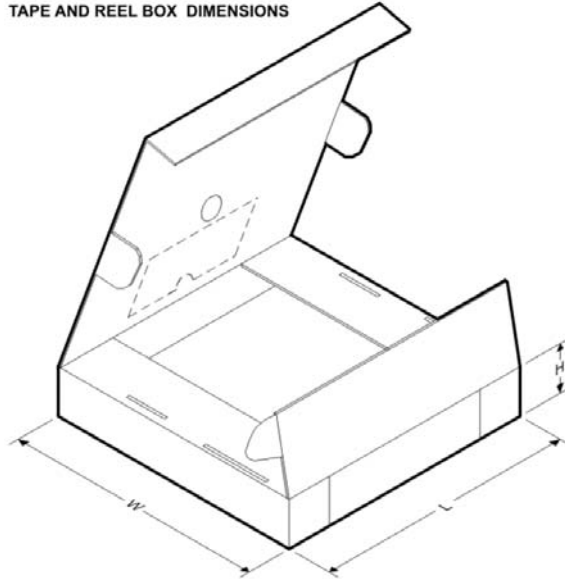
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
ISO124U/1K	SO	DVA	8	1000	330.0	24.4	10.9	18.3	3.2	12.0	24.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

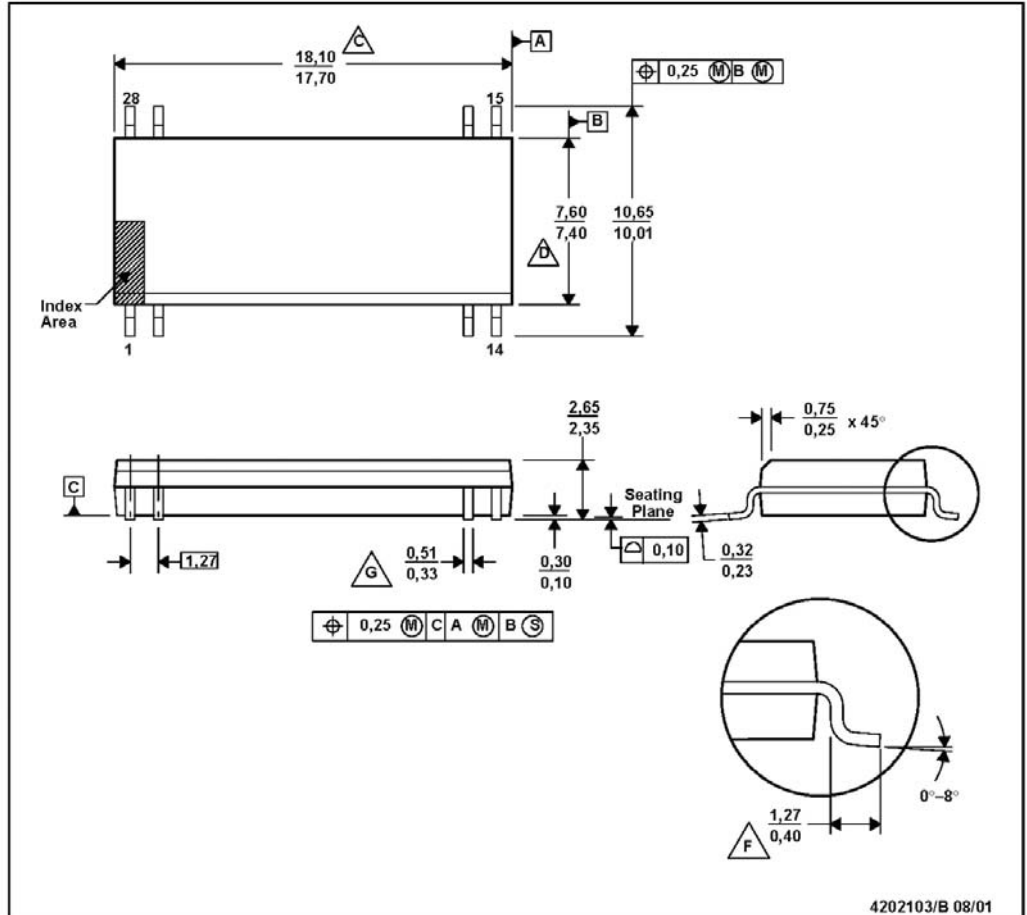
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
ISO124U/1K	SO	DVA	8	1000	346.0	346.0	41.0

MECHANICAL DATA

MPDS105 – AUGUST 2001

DVA (R-PDSO-G8/28)

PLASTIC SMALL-OUTLINE



4202103/B 08/01

NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.

B. This drawing is subject to change without notice.

C. Body length dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, and gate burrs shall not exceed 0.15 mm per side.

D. Body width dimension does not include inter-lead flash or protrusions. Inter-lead flash and protrusions shall not exceed 0.25 mm per side.

E. The chamfer on the body is optional. If it is not present, a visual index feature must be located within the cross-hatched area.

F. Lead dimension is the length of terminal for soldering to a substrate.

G. Lead width, as measured 0.36 mm or greater above the seating plane, shall not exceed a maximum value of 0.61 mm.

H. Lead-to-lead coplanarity shall be less than 0.10 mm from seating plane.

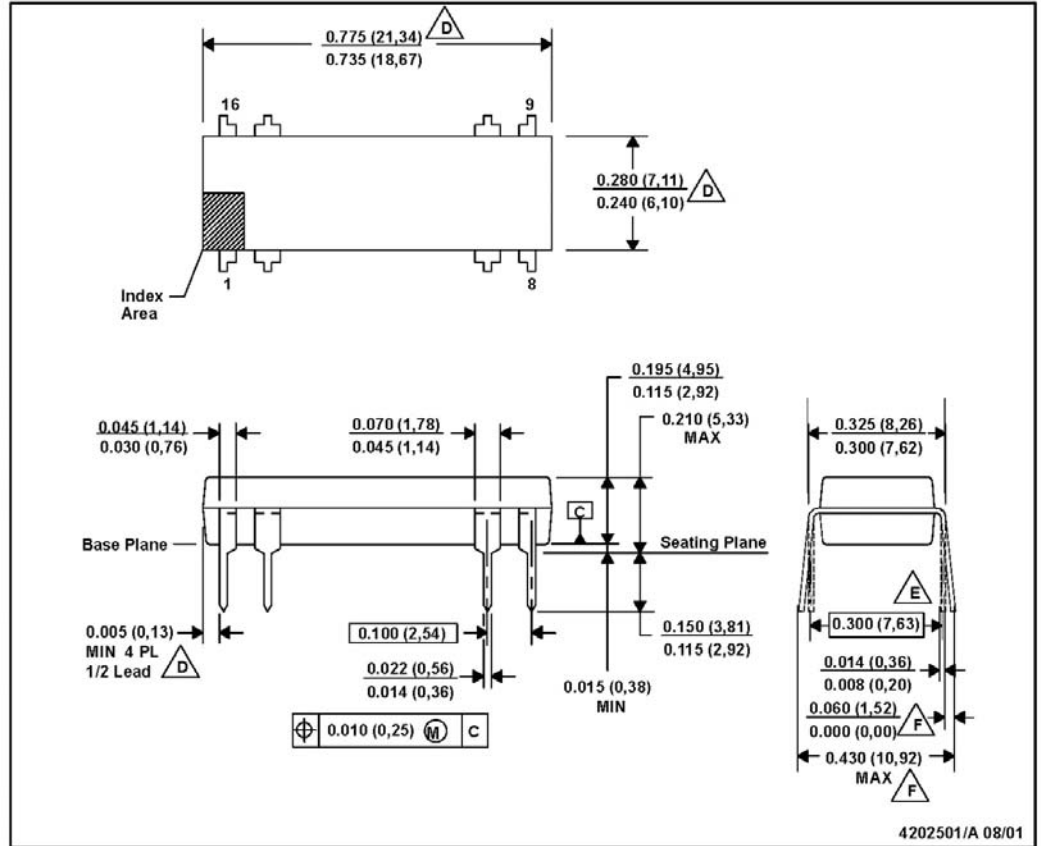
I. Falls within JEDEC MS-013-AE with the exception of the number of leads.

MECHANICAL DATA

MPDI072 – AUGUST 2001

NVF (R-PDIP-T8/16)

PLASTIC DUAL-IN-LINE



- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
- B. This drawing is subject to change without notice.
- C. Falls within JEDEC MS-001-BB with the exception of lead count.
- D** Dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 (0,25).
- E** Dimensions measured with the leads constrained to be perpendicular to Datum C.
- F** Dimensions are measured at the lead tips with the leads unconstrained.
- G. A visual index feature must be located within the cross-hatched area.

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 TI 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. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

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.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

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
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Interface	interface.ti.com	Medical	www.ti.com/medical
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
RFID	www.ti-rfid.com	Telephony	www.ti.com/telephony
RF/IF and ZigBee® Solutions	www.ti.com/prf	Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2008, Texas Instruments Incorporated

Apéndice H DAQ NI USB 6009

Low-Cost, Bus-Powered Multifunction DAQ for USB – 12- or 14-Bit, up to 48 kS/s, 8 Analog Inputs

NI USB-6008, NI USB-6009

- 8 analog inputs at 12 or 14 bits, up to 48 kS/s
- 2 analog outputs at 12 bits, software-timed
- 12 TTL/CMOS digital I/O lines
- 32-bit, 5 MHz counter
- Digital triggering
- Bus-powered
- 1-year warranty

Operating Systems

- Windows Vista (32- and 64-bit)/XP/2000
- Mac OS X¹
- Linux[†]
- Windows Mobile[†]
- Windows CE

Recommended Software

- LabVIEW
- LabVIEW SignalExpress
- LabWindows™/CVI
- Measurement Studio

Other Compatible Software

- C#, Visual Basic .NET
- ANSI C/C++

Measurement Services Software (included)

- NI-DAQmx driver software
- Measurement & Automation Explorer configuration utility
- LabVIEW SignalExpress LE

[†]You need to download NI-DAQmx Base for these operating systems.



Product	Bus	Analog Inputs ¹	Input Resolution (bits)	Max. Sampling Rate (kS/s)	Input Range (V)	Analog Outputs	Output Resolution (bits)	Output Rate (Hz)	Output Range (V)	Digital I/O Lines	24-Bit Counter	Trigger
USB-6009	USB	8 SE/AI DI	14	48	±1 to ±20	2	12	150	0 to 5	12	1	Digital
USB-6008	USB	8 SE/AI DI	12	10	±1 to ±20	2	12	150	0 to 5	12	1	Digital

¹SE = single-ended, DI = differential. ²Software-timed.

Overview and Applications

With recent bandwidth improvements and new innovations from National Instruments, USB has evolved into a core bus of choice for measurement applications. The NI USB-6008 and USB-6009 are low-cost entry points to NI flagship data acquisition (DAQ) devices. With plug-and-play USB connectivity, these modules are simple enough for quick measurements but versatile enough for more complex measurement applications.

The USB-6008 and USB-6009 are ideal for a number of applications where low cost, small form factor, and simplicity are essential.

Examples include:

- Data logging – quick and easy environmental or voltage data logging
- Academic lab use – student ownership of DAQ hardware for completely interactive lab-based courses (Academic pricing available. Visit ni.com/academic for details.)
- OEM applications as I/O for embedded systems

Recommended Software

National Instruments measurement services software, built around NI-DAQmx driver software, includes intuitive application programming interfaces, configuration tools, I/O assistants, and other tools designed to reduce system setup, configuration, and development time. National Instruments recommends using the latest version of NI-DAQmx

driver software for application development in NI LabVIEW, LabVIEW SignalExpress, LabWindows/CVI, and Measurement Studio software.

To obtain the latest version of NI-DAQmx, visit

ni.com/support/daq/versions.

NI measurement services software speeds up your development with features including:

- A guide to create fast and accurate measurements with no programming using the DAQ Assistant.
- Automatic code generation to create your application in LabVIEW.
- LabWindows/CVI, LabVIEW SignalExpress, and C#, Visual Studio .NET, ANSI C/C++, or Visual Basic using Measurement Studio.
- Multithreaded streaming technology for 1,000 times performance improvements.
- Automatic timing, triggering, and synchronization routing to make advanced applications easy.
- More than 3,000 free software downloads available at ni.com/zone to jump-start your project.
- Software configuration of all digital I/O features without hardware switches/jumpers.
- Single programming interface for analog input, analog output, digital I/O, and counters on hundreds of multifunction DAQ hardware devices. M Series devices are compatible with the following versions (or later) of NI application software – LabVIEW, LabWindows/CVI, or Measurement Studio versions 7.x; and LabVIEW SignalExpress 2.x.



Low-Cost, Bus-Powered Multifunction DAQ for USB – 12- or 14-Bit, up to 48 kS/s, 8 Analog Inputs

Every M Series data acquisition device also includes a copy of LabVIEW SignalExpress LE data-logging software, so you can quickly acquire, analyze, and present data without programming. The NI-DAQmx Base driver software is provided for use with Linux, Mac OS X, Windows Mobile, and Windows CE operating systems.

Recommended Accessories

The USB-6008 and USB-6009 have removable screw terminals for easy signal connectivity. For extra flexibility when handling multiple wiring configurations, NI offers the USB-600x Connectivity Kit, which includes two extra sets of screw terminals, extra labels, and a screwdriver.

In addition, the USB-600x Prototyping Kit provides space for adding more circuitry to the inputs of the USB-6008 or USB-6009.

NI USB DAQ for OEMs

Shorten your time to market by integrating world-class National Instruments OEM measurement products into your embedded system design. Board-only versions of NI USB DAQ devices are available for OEM applications, with competitive quantity pricing and available software customization. The NI OEM Elite Program offers free 30-day trial kits for qualified customers. Visit ni.com/oem for more information.

Information for Student Ownership

To supplement simulation, measurement, and automation theory courses with practical experiments, NI has developed the USB-6008 and USB-6009 student kits, which include the LabVIEW Student Edition and a ready-to-run data logger application. These kits are exclusively for students, giving them a powerful, low-cost, hands-on learning tool. Visit ni.com/academic for more details.

Information for OEM Customers

For information on special configurations and pricing, call (800) 813 3693 (U.S. only) or visit ni.com/oem. Go to the Ordering Information section for part numbers.

Ordering Information

NI USB-6008 ¹	779051-01
NI USB-6009 ¹	779026-01
NI USB-6008 OEM	193132-02
NI USB-6009 OEM	193132-01
NI USB-6008 Student Kit ^{1,2}	779320-22
NI USB-6009 Student Kit ^{1,2}	779321-22
NI USB-600x Connectivity Kit	779371-01
NI USB-600x Prototyping Kit	779511-01

¹ Includes NI-DAQmx software, LabVIEW SignalExpress LE, and a USB cable.

² Includes LabVIEW Student Edition.

BUY NOW!

For complete product specifications, pricing, and accessory information, call 800 813 3693 (U.S. only) or go to ni.com/usb.

BUY ONLINE at ni.com or CALL 800 813 3693 (U.S.)

Low-Cost, Bus-Powered Multifunction DAQ for USB – 12- or 14-Bit, up to 48 kS/s, 8 Analog Inputs

Specifications

Typical at 25 °C unless otherwise noted.

Analog Input

Absolute accuracy, single-ended

Range	Typical at 25 °C (mV)	Maximum (0 to 55 °C) (mV)
±10	14.7	138

Absolute accuracy at full scale, differential¹

Range	Typical at 25 °C (mV)	Maximum (0 to 55 °C) (mV)
±20	14.7	138
±10	7.73	84.8
±5	4.28	58.4
±4	3.59	53.1
±2.5	2.56	45.1
±2	2.21	42.5
±1.25	1.70	38.9
±1	1.53	37.5

Number of channels..... 8 single-ended/4 differential
 Type of ADC Successive approximation

ADC resolution (bits)

Module	Differential	Single-Ended
USB-6008	12	11
USB-6009	14	13

Maximum sampling rate (system dependent)

Module	Maximum Sampling Rate (kS/s)
USB-6008	10
USB-6009	48

Input range, single-ended..... ±10 V
 Input range, differential..... ±20, ±10, ±5, ±4, ±2.5, ±2, ±1.25, ±1 V
 Maximum working voltage ±10 V
 Overvoltage protection ±35 V
 FIFO buffer size 512 B
 Timing resolution 41.67 ns (24 MHz timebase)
 Timing accuracy 100 ppm of actual sample rate
 Input impedance 144 kΩ
 Trigger source..... Software or external digital trigger
 System noise..... 5 mV_{rms} (±10 V range)

Analog Output

Absolute accuracy (no load) 7 mV typical, 36.4 mV maximum at full scale
 Number of channels..... 2
 Type of DAC Successive approximation
 DAC resolution 12 bits
 Maximum update rate 150 Hz, software-timed

Output range 0 to +5 V
 Output impedance..... 50 Ω
 Output current drive..... 5 mA
 Power-on state..... 0 V
 Slew rate..... 1 V/μs
 Short-circuit current..... 50 mA

Digital I/O

Number of channels..... 12 total
 8 (P0.<0..7>)
 4 (P1.<0..3>)
 Direction control Each channel individually programmable as input or output
 Output driver type
 USB-6008..... Open-drain
 USB-6009..... Each channel individually programmable as push-pull or open-drain
 Compatibility CMOS, TTL, LVTTL
 Internal pull-up resistor 4.7 kΩ to +5 V
 Power-on state..... Input (high impedance)
 Absolute maximum voltage range..... -0.5 to +5.8 V

Digital logic levels

Level	Min	Max	Units
Input low voltage	-0.3	0.8	V
Input high voltage	2.0	5.8	V
Input leakage current	–	50	μA
Output low voltage (I = 8.5 mA)	–	0.8	V
Output high voltage (push-pull, I = -8.5 mA)	2.0	3.5	V
Output high voltage (open-drain, I = -0.6 mA, nominal)	2.0	5.0	V
Output high voltage (open-drain, I = -8.5 mA, with external pull-up resistor)	2.0	–	V

Counter

Number of counters 1
 Resolution 32 bits
 Counter measurements..... Edge counting (falling edge)
 Pull-up resistor..... 4.7 kΩ to 5 V
 Maximum input frequency..... 5 MHz
 Minimum high pulse width..... 100 ns
 Minimum low pulse width..... 100 ns
 Input high voltage 2.0 V
 Input low voltage 0.8 V

Power available at I/O connector

+5 V output (200 mA maximum) +5 V typical
 +4.85 V minimum
 +2.5 V output (1 mA maximum)..... +2.5 V typical
 +2.5 V output accuracy 0.25% max
 Voltage reference temperature drift... 50 ppm/°C max

¹Input voltages may not exceed the working voltage range.

BUY ONLINE at ni.com or CALL 800 813 3693 (U.S.)

Low-Cost, Bus-Powered Multifunction DAQ for USB – 12- or 14-Bit, up to 48 kS/s, 8 Analog Inputs

Physical Characteristics

If you need to clean the module, wipe it with a dry towel.

Dimensions (without connectors).....	6.35 by 8.51 by 2.31 cm (2.50 by 3.35 by 0.91 in.)
Dimensions (with connectors).....	8.18 by 8.51 by 2.31 cm (3.22 by 3.35 by 0.91 in.)
Weight (without connectors).....	59 g (2.1 oz)
Weight (with connectors).....	84 g (3 oz)
I/O connectors.....	USB series B receptacle (2) 16-position (screw-terminal) plug headers
Screw-terminal wiring.....	16 to 28 AWG
Screw-terminal torque.....	0.22 to 0.25 N•m (2.0 to 2.2 lb•in.)

Power Requirement

USB (4.10 to 5.25 VDC).....	80 mA typical 500 mA maximum
USB suspend.....	300 µA typical 500 µA maximum

Environmental

The USB-6008 and USB-6009 are intended for indoor use only.

Operating environment	
Ambient temperature range.....	0 to 55 °C (tested in accordance with IEC-60068-2-1 and IEC-60068-2-2)
Relative humidity range.....	10 to 90%, noncondensing (tested in accordance with IEC-60068-2-56)
Storage environment	
Ambient temperature range.....	-40 to 85 °C (tested in accordance with IEC-60068-2-1 and IEC-60068-2-2)
Relative humidity range.....	5 to 90%, noncondensing (tested in accordance with IEC-60068-2-56)
Maximum altitude.....	2,000 m (at 25 °C ambient temperature)
Pollution degree.....	2

Safety and Compliance

Safety

This product is designed to meet the requirements of the following standards of safety for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:

- IEC 61010-1, EN 61010-1
- UL 61010-1, CSA 61010-1

Note: For UL and other safety certifications, refer to the product label or visit ni.com/certification, search by model number or product line, and click the appropriate link in the Certification column.

Electromagnetic Compatibility

This product is designed to meet the requirements of the following standards of EMC for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:

- EN 61326 EMC requirements; Minimum Immunity
- EN 55011 Emissions; Group 1, Class A
- CE, C-Tick, ICES, and FCC Part 15 Emissions; Class A

Note: For EMC compliance, operate this device according to product documentation.

CE Compliance

This product meets the essential requirements of applicable European Directives, as amended for CE marking, as follows:

- 2006/95/EC; Low-Voltage Directive (safety)
- 2004/108/EC; Electromagnetic Compatibility Directive (EMC)

Note: Refer to the Declaration of Conformity (DoC) for this product for any additional regulatory compliance information. To obtain the DoC for this product, visit ni.com/certification, search by model number or product line, and click the appropriate link in the Certification column.

Waste Electrical and Electronic Equipment (WEEE)

EU Customers: At the end of their life cycle, all products must be sent to a WEEE recycling center. For more information about WEEE recycling centers and National Instruments WEEE initiatives, visit ni.com/environment/weee.htm.

电子信息产品污染控制管理办法 (中国 RoHS)

中国客户 National Instruments 符合中国电子信息产品中限制使用某些有害物质指令 (RoHS)。关于 National Instruments 中国 RoHS 合规性信息，请参见 http://www.ni.com/rohs/rohs_chinese。For information about China RoHS compliance, go to http://www.ni.com/rohs/rohs_chinese.

BUY ONLINE at ni.com or CALL 800 813 3693 (U.S.)

NI Services and Support



NI has the services and support to meet your needs around the globe and through the application life cycle – from planning and development through deployment and ongoing maintenance. We offer services and service levels to meet customer requirements in research, design, validation, and manufacturing. Visit ni.com/services.

Training and Certification

NI training is the fastest, most certain route to productivity with our products. NI training can shorten your learning curve, save development time, and reduce maintenance costs over the application life cycle. We schedule instructor-led courses in cities worldwide, or we can hold a course at your facility. We also offer a professional certification program that identifies individuals who have high levels of skill and knowledge on using NI products. Visit ni.com/training.

Professional Services

Our Professional Services Team is comprised of NI applications engineers, NI Consulting Services, and a worldwide National Instruments Alliance Partner program of more than 600 independent consultants and

integrators. Services range from start-up assistance to turnkey system integration.

Visit ni.com/alliance.



OEM Support

We offer design-in consulting and product integration assistance if you want to use our products for OEM applications. For information about special pricing and services for OEM customers, visit ni.com/oem.

Local Sales and Technical Support

In offices worldwide, our staff is local to the country, giving you access to engineers who speak your language. NI delivers industry-leading technical support through online knowledge bases, our applications engineers, and access to 14,000 measurement and automation professionals within NI Developer Exchange forums. Find immediate answers to your questions at ni.com/support.

We also offer service programs that provide automatic upgrades to your application development environment and higher levels of technical support. Visit ni.com/ssp.

Hardware Services

NI Factory Installation Services

NI Factory Installation Services (FIS) is the fastest and easiest way to use your PXI or PXI/SCXI combination systems right out of the box. Trained NI technicians install the software and hardware and configure the system to your specifications. NI extends the standard warranty by one year on hardware components (controllers, chassis, modules) purchased with FIS. To use FIS, simply configure your system online with ni.com/pxiadvisor.

Calibration Services

NI recognizes the need to maintain properly calibrated devices for high-accuracy measurements. We provide manual calibration procedures, services to recalibrate your products, and automated calibration software specifically designed for use by metrology laboratories. Visit ni.com/calibration.

Repair and Extended Warranty

NI provides complete repair services for our products. Express repair and advance replacement services are also available. We offer extended warranties to help you meet project life-cycle requirements. Visit ni.com/services.



ni.com • (800) 813 3693

National Instruments • info@ni.com



©2006 National Instruments. All rights reserved. CVI, LabVIEW, Measurement Studio, National Instruments, National Instruments Alliance Partner, NI, ni.com, SCXI, and SignalExpress are trademarks of National Instruments. The mark LabWindows is used under a license from Microsoft Corporation. Windows is a registered trademark of Microsoft Corporation in the United States and other countries. Linux® is the registered trademark of Linus Torvalds in the U.S. and other countries. Other product and company names listed are trademarks or trade names of their respective companies. A National Instruments Alliance Partner is a business entity independent from NI and has no agency partnership, or joint venture relationship with NI.

Apéndice I *Phase-Locked Loop (PLL) CD4046B*

CMOS Micropower Phase-Locked Loop

■ **CD4046B CMOS Micropower Phase-Locked Loop (PLL)** consists of a low-power, linear voltage-controlled oscillator (VCO) and two different phase comparators having a common signal-input amplifier and a common comparator input. A 5.2-V zener diode is provided for supply regulation if necessary.

The CD4046B types are supplied in 16-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (F3A suffix), 16-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), 16-lead small-outline packages (NSR suffix), and 16-lead thin shrink small-outline packages (PW and PWR suffixes).

VCO Section

The VCO requires one external capacitor C1 and one or two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance (10¹²Ω) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULATED OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R₅) of 10 kΩ or more should be connected from this terminal to V_{SS}. If unused this terminal should be left open. The VCO can be connected either directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full CMOS logic swing is available at the output of the VCO and allows direct coupling to CMOS frequency dividers such as the RCA-CD4024, CD4018, CD4020, CD4022, CD4029, and CD4059. One or more CD4018 (Presettable Divide-by-N Counter) or CD4029 (Presettable Up/Down Counter), or CD4058A (Programmable Divide-by-"N" Counter), together with the CD4046B (Phase-Locked Loop) can be used to build a micropower low-frequency synthesizer. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

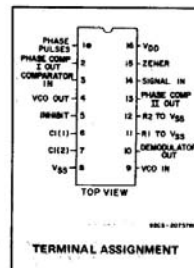
MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE, (V _{DD})	-0.5V to +20V
Voltages referenced to V _{SS} Terminal	
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	-0.5V to V _{DD} +0.5V
DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT	±10mA
POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P _D):	
For T _A = -55°C to +100°C	500mW
For T _A = +100°C to +125°C	Derate Linearly at 12mW/°C to 200mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	
FOR T _A = FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types)	100mW
OPERATING-TEMPERATURE RANGE (T _A)	-55°C to +125°C
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T _{stg})	-85°C to +150°C
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):	
At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79mm) from case for 10s max	+265°C

CD4046B Types

Features:

- Very low power consumption: 70 μW (typ.) at VCO f₀ = 10 kHz, V_{DD} = 5 V
- Operating frequency range up to 1.4 MHz (typ.) at V_{DD} = 10 V, R1 = 5 kΩ
- Low frequency drift: 0.04%/°C (typ.) at V_{DD} = 10 V
- Choice of two phase comparators: Exclusive-OR network (I) Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication (II)
- High VCO linearity: <1% (typ.) at V_{DD} = 10 V
- VCO inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- Source-follower output of VCO control input (Demod. output)
- Zener diode to assist supply regulation
- Standardized, symmetrical output characteristics
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13B, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"



Applications:

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discriminator
- Data synchronization
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK - Modems
- Signal conditioning
- (See ICAN-6101) "RCA COS/MOS Phase-Locked Loop - A Versatile Building Block for Micropower Digital and Analog Applications"

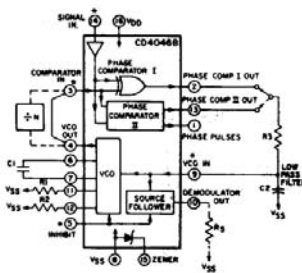


Fig. 1 - CMOS phase-locked loop block diagram.

Phase Comparators

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within CMOS logic levels [logic "0" < 30% (V_{DD}-V_{SS}), logic "1" > 70% (V_{DD}-V_{SS})]. For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input.

Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal- and comparator-input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to V_{DD}/2. The low-pass filter connected to the output of phase comparator

92CB-2072

CD4046B Types

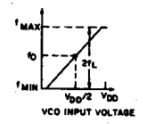
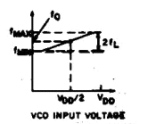
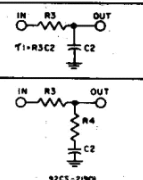
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS at T_A = Full Package-Temperature Range
 For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	LIMITS		UNITS
	Min.	Max.	
Supply-Voltage Range VCO Section: As Fixed Oscillator Phased-Lock-Loop Operation	3	18	V
	5	18	
Supply-Voltage Range Phase Comparator Section: Comparators VCO Operation	3	18	V
	5	18	

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the CD4046B in a Phase-Locked-Loop system.

The selected external components must be within the following ranges:
 $5\text{ k}\Omega \leq R_1, R_2, R_S \leq 1\text{ M}\Omega$
 $C_1 \geq 100\text{ pF}$ at $V_{DD} \geq 5\text{ V}$;
 $C_1 \geq 50\text{ pF}$ at $V_{DD} \geq 10\text{ V}$

Characteristics	Phase Comparator Used	Design Information	
		VCO WITHOUT OFFSET R ₂ = ∞	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency	1		
For No. Signal Input	2	Same as for No. 1	
	1	VCO will adjust to center frequency, f ₀	
Frequency Lock Range, 2f _L	2	VCO will adjust to lowest operating frequency, f _{min}	
	1	2f _L = full VCO frequency range	
Frequency Capture Range, 2f _C	2	2f _L = f _{max} - f _{min}	
	1	Same as for No. 1	
Loop Filter Component Selection	1		(1), (2) $2f_C \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{\tau_1}}$ For 2f _C , see Ref. (2)
Phase Angle Between Signal and Comparator	2	f _C = f _L	
	1	90° at center frequency (f ₀) approximating 0° and 180° at ends of lock range (2f _L)	
Locks On Harmonic of Center Frequency	2	Always 0° in lock	
	1	Yes	No
Signal Input Noise Rejection	1	High	Low

For further information, see

- (1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques" John Wiley and Sons, New York, 1966
- (2) G. S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.

I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the PLL to oscillate at the center frequency (f₀).

The frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out of lock is defined as the frequency capture range (2f_C).

The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range (2f_L). The capture range is ≤ the lock range.

With phase comparator I the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal.

One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180°, and is 90° at the center frequency. Fig. 2 shows the typical, triangular, phase-to-output response characteristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a CMOS phase-locked-loop employing phase comparator I in locked condition of f₀ is shown in Fig. 3.

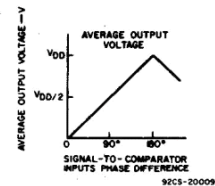


Fig. 2 - Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

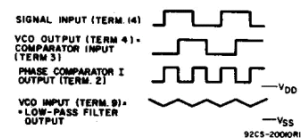


Fig. 3—Typical waveforms for CMOS phase-locked loop employing phase comparator in locked condition of f₀.

Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of four flip-flop stages, control gating, and a three-state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS}, respectively. This type of phase-comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions

3
COMMERCIAL CMOS
HIGH VOLTAGE ICs

CD4046B Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	-55	-40	+85	+125	+25			
								Min.	Typ.	Max.	
VCO Section											
Output Low (Sink) Current I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	—	
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	—	
	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	—	
Output High (Source) Current, I _{OH} Min.	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	—	
	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	—	
	9.5	0.10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	—	
	13.5	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	—	
Output Voltage: Low-Level, V _{OL} Max.	Term. 4 driving CMOS	0.5	5	0.05				—	0	0.05	
		0.10	10	0.05				—	0	0.05	
		0.15	15	0.05				—	0	0.05	
Output Voltage: High-Level, V _{OH} Min.	e.g. Term.3	0.5	5	4.95				4.95	5	—	
		0.10	10	9.95				9.95	10	—	
		0.15	15	14.95				14.95	15	—	
Input Current I _{IN} Max.	—	0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	—	±10 ⁻⁵	±0.1	
Phase Comparator Section											
Total Device Current, I _{DD} Max. Term. 14 open, Term. 5 = V _{DD}	—	0.5	5	0.2				—	0.1	0.2	
	—	0.10	10	1				—	0.5	1	
	—	0.15	15	1.5				—	0.75	1.5	
	—	0.20	20	4				—	2	4	
Term. 14 = V _{SS} or V _{DD} , Term. 5 = V _{DD}	—	0.5	5	20				—	10	20	
	—	0.10	10	40				—	20	40	
	—	0.15	15	80				—	40	80	
	—	0.20	20	160				—	80	160	
Output Low (Sink) Current I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	—	
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	—	
	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	—	
Output High (Source) Current I _{OH} Min.	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	—	
	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	—	
	9.5	0.10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	—	
	13.5	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	—	
DC-Coupled Signal Input and Comparator Input Voltage Sensitivity	0.5,4.5	—	5	1.5				—	—	1.5	
	1.9	—	10	3				—	—	3	
	1.5,13.5	—	15	4				—	—	4	
	0.5,4.5	—	5	3.5				3.5	—	—	
	1.9	—	10	7				7	—	—	
	1.5,13.5	—	15	11				11	—	—	

control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal-input frequency is higher than the comparator-input frequency, the p-type output driver is maintained ON most of the time, and both the n and p drivers OFF (3 state) the remainder

of the time. If the signal-input frequency is lower than the comparator-input frequency, the n-type output driver is maintained ON most of the time, and both the n and p drivers OFF (3 state) the remainder of the time. If the signal- and comparator-

input frequencies are the same, but the signal input lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the signal- and comparator-input frequencies are the same, but

CD4046B Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)						UNITS	
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	-55	-40	+85	+125	+25			
								Min.	Typ.		Max.
Phase Comparator Section (cont'd)											
Input Current I _{IN} Max. (except Term. 14)	-	0, 18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	-	±10 ⁻⁵	±0.1	μA
3-State Leakage Current, I _{OUT} Max.	0, 18	0, 18	18	±0.1	±0.1	±0.2	±0.2	-	±10 ⁻⁵	±0.1	μA

*Limit determined by minimum feasible leakage current measurement for automatic testing.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at T_A = 25°C

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	V _{DD} (V)	LIMITS			UNITS	
			ALL TYPES				
VCO Section							
Operating Power Dissipation, P _D	f ₀ = 10 kHz R ₂ = ∞ VCO _{IN} = V _{DD} /2	R ₁ = 1 MΩ	5	-	70	140	μW
			10	-	800	1600	
			15	-	3000	6000	
Maximum Operating Frequency f _{max}	C ₁ = 50 pF R ₂ = ∞ VCO _{IN} = V _{DD}	R ₁ = 10 kΩ	5	0.3	0.6	-	MHz
			10	0.6	1.2	-	
			15	0.8	1.6	-	
	C ₁ = 50 pF R ₂ = ∞ VCO _{IN} = V _{DD}	R ₁ = 5 kΩ	5	0.5	0.8	-	
			10	1	1.4	-	
			15	1.4	2.4	-	
Center Frequency (f ₀) and Frequency Range (f _{max} - f _{min})	Programmable with external components R ₁ , R ₂ , and C ₁ See Design Information						
Linearity	VCO _{IN} = 2.5 V ± 0.3 V, R ₁ = 10 kΩ	R ₂ = 100 kΩ	5	-	1.7	-	%
			10	-	0.5	-	
			10	-	4	-	
			15	-	0.5	-	
Temperature- Frequency Stability: No Frequency Offset f _{MIN} = 0		R ₂ = 1 MΩ	5	-	±0.12	-	% / °C
			10	-	±0.04	-	
Frequency Offset f _{MIN} ≠ 0		R ₂ = 1 MΩ	5	-	±0.09	-	% / °C
			10	-	±0.07	-	
			15	-	±0.03	-	
Output Duty Cycle			5, 10, 15	-	50	-	%
Output Transition Times, t _{THL} , t _{TLH}			5	-	100	200	ns
			10	-	50	100	
			15	-	40	80	

the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point both p- and n-type output drivers remain OFF and thus the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II, no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase comparator II. Fig. 10 shows typical waveforms for a CMOS PLL employing phase comparator II in a locked condition.

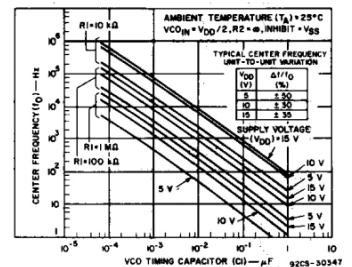


Fig. 4 - Typical center frequency as a function of C₁ and R₁ at V_{DD} = 5 V, 10 V, and 15 V.

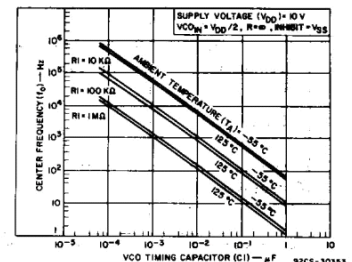


Fig. 5 - Center frequency as a function of C₁ and R₁ for ambient temperatures of -55°C to 125°C.

CD4046B Types

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = 25^\circ\text{C}$

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	V _{DD} (V)	LIMITS			UNITS
			ALL TYPES			
			Min.	Typ.	Max.	
VCO Section (cont'd)						
Source-Follower Output (Demodulated Output): Offset Voltage VCOIN-VDEM	$R_S > 10\text{ k}\Omega$	5 10 15	—	1.8	2.5	V
Linearity	$R_S = 100\text{ k}\Omega$ $= 300\text{ k}\Omega$ $= 500\text{ k}\Omega$	VCO _{IN} = 2.5±0.3 V = 5±2.5 V = 7.5± 5 V	5 10 15	— 0.3 0.7 0.9	—	%
Zener Diode Voltage (V _Z)	$I_Z = 50\ \mu\text{A}$		4.45	5.5	6.15	V
Zener Dynamic Resistance, R _Z	$I_Z = 1\text{ mA}$		—	40	—	Ω
Phase Comparator Section						
Term. 14 (SIGNAL IN) Input Resistance R ₁₄		5 10 15	— 0.2 0.1	1 0.4 0.2	—	M Ω
AC Coupled Signal Input Voltage Sensitivity* (peak-to-peak)	$f_{IN} = 100\text{ kHz}$, sine wave	5 10 15	—	180 330 900	360 660 1800	mV
Propagation Delay Times, Terms. 14 to t: High to Low Level, t _{PHL}		5 10 15	—	225 100 65	450 200 130	ns
Low to High Level, t _{PLH}		5 10 15	—	350 150 100	700 300 200	ns
3-State Propagation Delay Times, Terms. 3 to 13: High Level to High Impedance, t _{PHZ}		5 10 15	—	225 100 95	450 200 190	ns
Terms. 14 to 13: Low Level to High Impedance, t _{PLZ}		5 10 15	—	285 130 95	570 260 190	ns
Input Rise or Fall Times, t _r , t _f Comparator Input, Term. 3	See Fig. 5 for Phase Comp. II output loading	5 10 15	—	—	50 1 0.3	μs
Signal Input, Term. 14		5 10 15	—	—	500 20 2.5	μs
Output Transition Times, t _{THL} , t _{TLH}		5 10 15	—	100 50 40	200 100 80	ns

*For sine wave, the frequency must be greater than 10 kHz for Phase Comparator II.

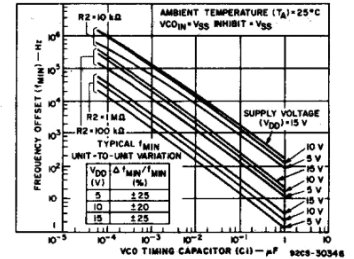


Fig. 6 — Typical frequency offset as a function of C1 and R2 for V_{DD} = 5 V, 10 V, and 15 V.

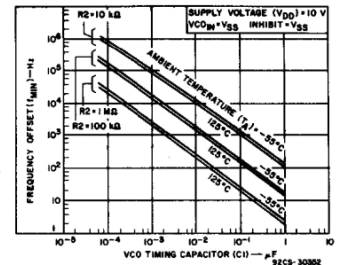


Fig. 7 — Frequency offset as a function of C1 and R2 for ambient temperatures of -55°C to 125°C .

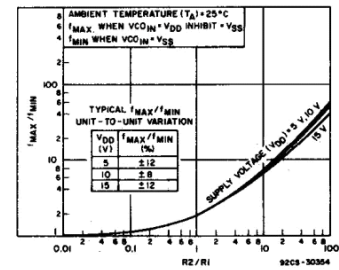


Fig. 8 — Typical f_{MAX}/f_{MIN} as a function of R2/R1.

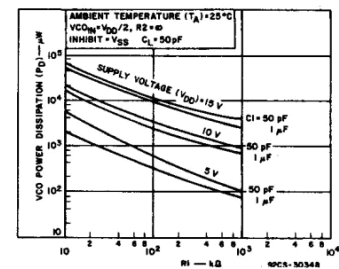


Fig. 9 — Typical VCO power dissipation at center frequency as a function of R1.

CD4046B Types

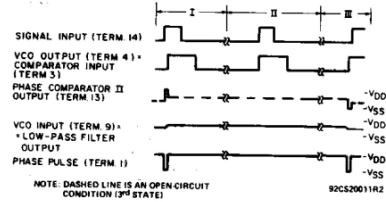


Fig. 10 - Typical waveforms for COS/MOS phase-locked loop employing phase comparator II in locked condition.

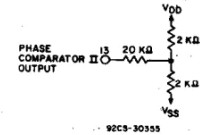


Fig. 11 - Phase comparator II output loading circuit.

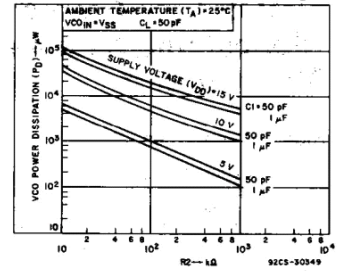


Fig. 12 - Typical VCO power dissipation at f_{MIN} as a function of R_2 .

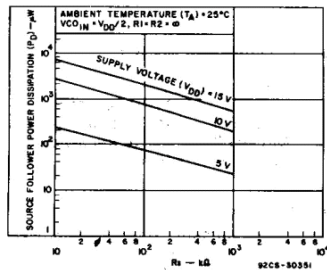


Fig. 13 - Typical source follower power dissipation as a function of R_s .

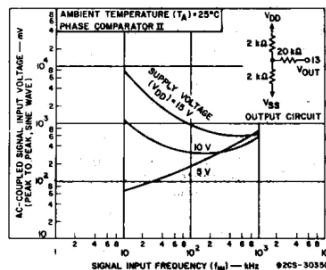


Fig. 14 - AC-coupled signal input voltage as a function of signal input frequency.

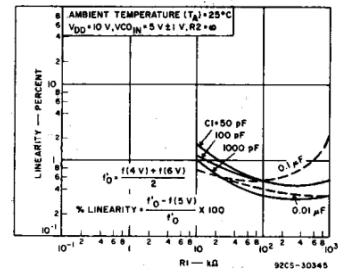
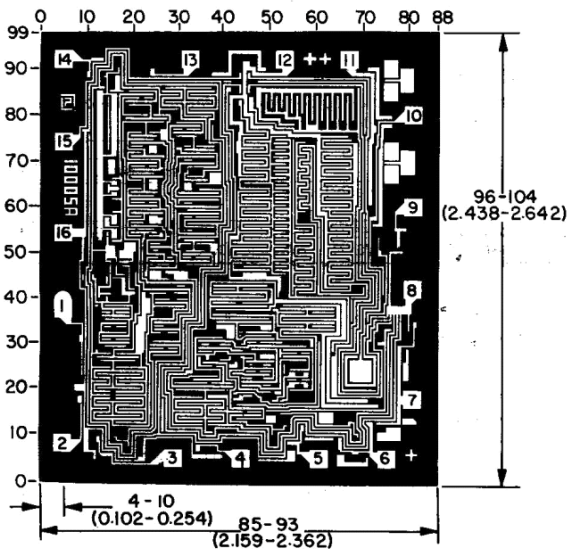


Fig. 15 - Typical VCO linearity as a function of R_1 and C_1 at $V_{DD} = 10$ V.



Dimensions and pad layout for CD4046BH.
Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10^{-3} inch).

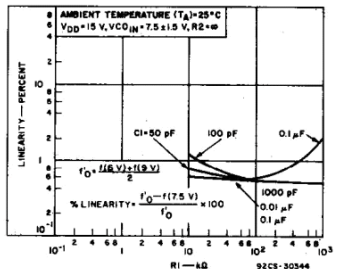


Fig. 16 - Typical VCO linearity as a function of R_1 and C_1 at $V_{DD} = 15$ V.

3
COMMERCIAL CMOS
HIGH VOLTAGE ICs

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
5962-9466401MEA	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4046BE	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-NC-NC-NC
CD4046BF	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4046BF3A	ACTIVE	CDIP	J	16	1	None	Call TI	Level-NC-NC-NC
CD4046BNSR	ACTIVE	SO	NS	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
CD4046BPW	ACTIVE	TSSOP	PW	16	90	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
CD4046BPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	16	2000	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM

⁽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 - May not be currently available - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

None: Not yet available Lead (Pb-Free).

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" and in addition, uses package materials that do not contain halogens, including bromine (Br) or antimony (Sb) above 0.1% of total product weight.

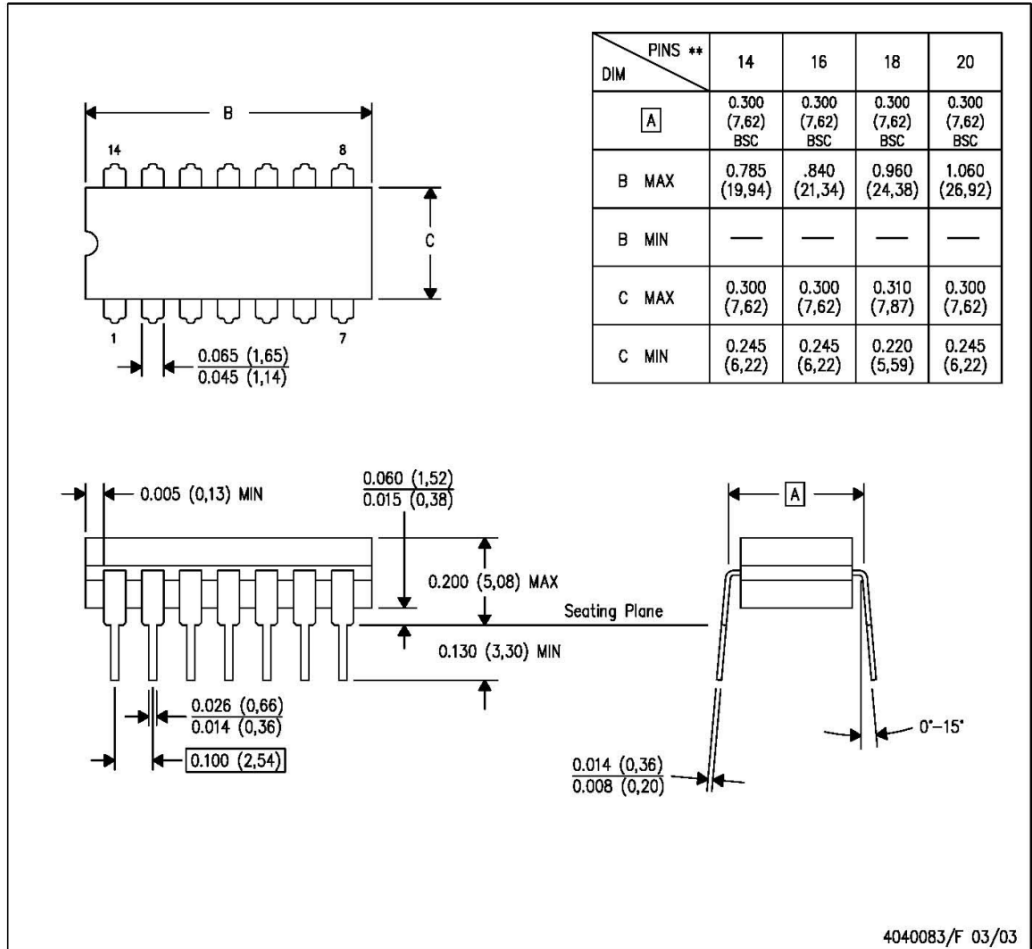
⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

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.

J (R-GDIP-T**)
14 LEADS SHOWN

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE



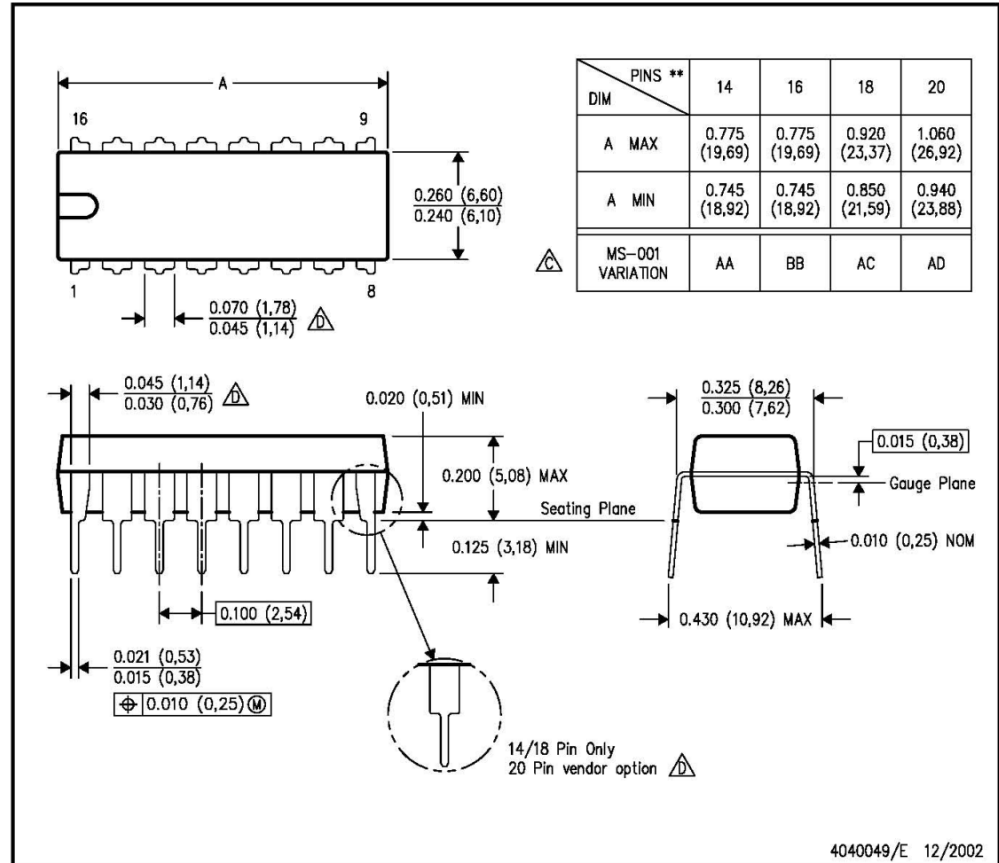
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

MECHANICAL DATA

N (R-PDIP-T**)

16 PINS SHOWN

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE



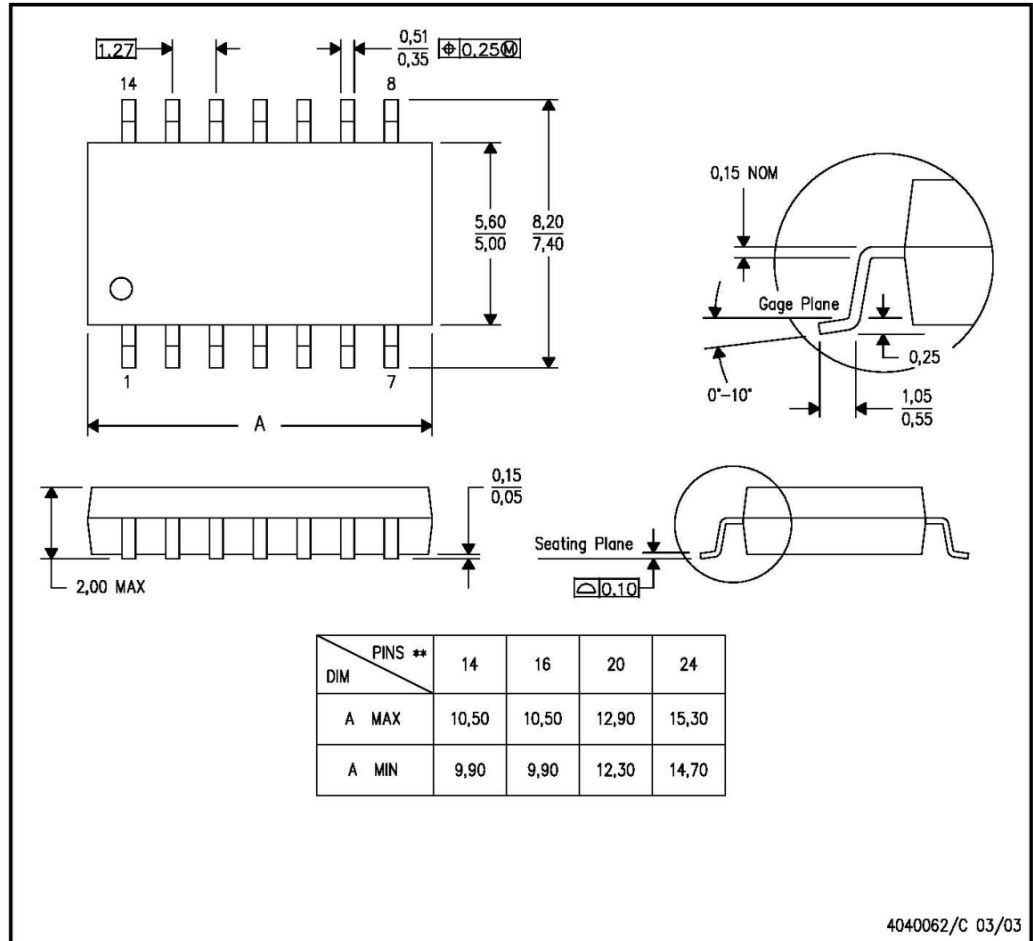
4040049/E 12/2002

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
 - The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

MECHANICAL DATA

NS (R-PDSO-G**)
14-PINS SHOWN

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

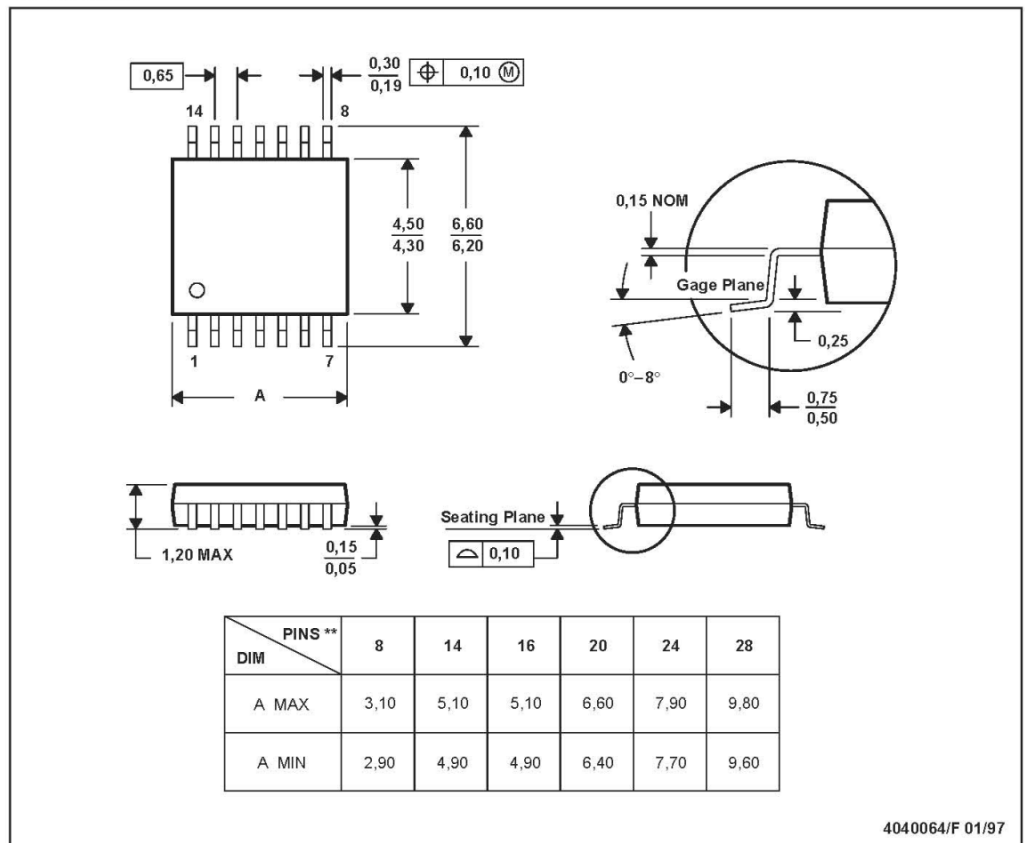
MECHANICAL DATA

MTSS001C – JANUARY 1995 – REVISED FEBRUARY 1999

PW (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14 PINS SHOWN



4040064/F 01/97

- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-153

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.

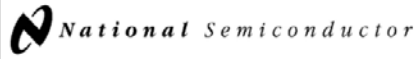
Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

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

LM108/LM208/LM308



December 1994

LM108/LM208/LM308 Operational Amplifiers

General Description

The LM108 series are precision operational amplifiers having specifications a factor of ten better than FET amplifiers over a -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ temperature range.

The devices operate with supply voltages from $\pm 2\text{V}$ to $\pm 20\text{V}$ and have sufficient supply rejection to use unregulated supplies. Although the circuit is interchangeable with and uses the same compensation as the LM101A, an alternate compensation scheme can be used to make it particularly insensitive to power supply noise and to make supply bypass capacitors unnecessary.

The low current error of the LM108 series makes possible many designs that are not practical with conventional amplifiers. In fact, it operates from $10\text{ M}\Omega$ source resistances,

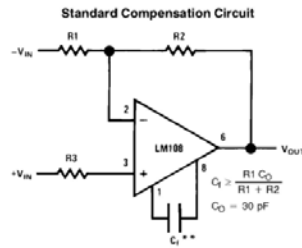
introducing less error than devices like the 709 with $10\text{ k}\Omega$ sources. Integrators with drifts less than $500\ \mu\text{V}/\text{sec}$ and analog time delays in excess of one hour can be made using capacitors no larger than $1\ \mu\text{F}$.

The LM108 is guaranteed from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM208 from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM308 from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

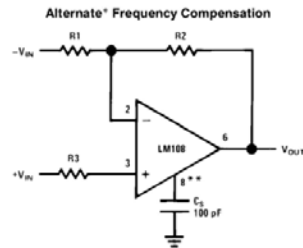
Features

- Maximum input bias current of $3.0\ \text{nA}$ over temperature
- Offset current less than $400\ \text{pA}$ over temperature
- Supply current of only $300\ \mu\text{A}$, even in saturation
- Guaranteed drift characteristics

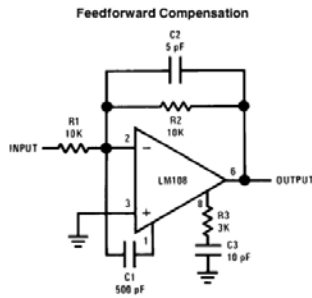
Compensation Circuits



**Bandwidth and slew rate are proportional to $1/C_1$



*Improves rejection of power supply noise by a factor of ten.
**Bandwidth and slew rate are proportional to $1/C_5$



© 1995 National Semiconductor Corporation TL/H/7756

RRO-830M115/Printed in U. S. A.

LM108/LM208/LM308 Operational Amplifiers

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM108/LM208	LM308
Supply Voltage	± 20V	± 18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	± 10 mA	± 10 mA
Input Voltage (Note 3)	± 15V	± 15V
Output Short-Circuit Duration	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range (LM108)	−55°C to +125°C	0°C to +70°C
(LM208)	−25°C to +85°C	
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		
DIP	260°C	260°C
H Package Lead Temp (Soldering 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	
Infrared (15 seconds)	220°C	
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD Tolerance (Note 6)	2000V	

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Condition	LM108/LM208			LM308			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.7	2.0		2.0	7.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.05	0.2		0.2	1	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	2.0		1.5	7	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	70		10	40		MΩ
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	0.6		0.3	0.8	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	50	300		25	300		V/mV
Input Offset Voltage				3.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			3.0	15		6.0	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				0.4			1.5	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current			0.5	2.5		2.0	10	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				3.0			10	nA
Supply Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		0.15	0.4				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	±13	±14		±13	±14		V

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Condition	LM108/LM208			LM308			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 13.5			± 14			V
Common Mode Rejection Ratio		85	100		80	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		80	96		80	96		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM108 is 150°C, for the LM208, 100°C and for the LM308, 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

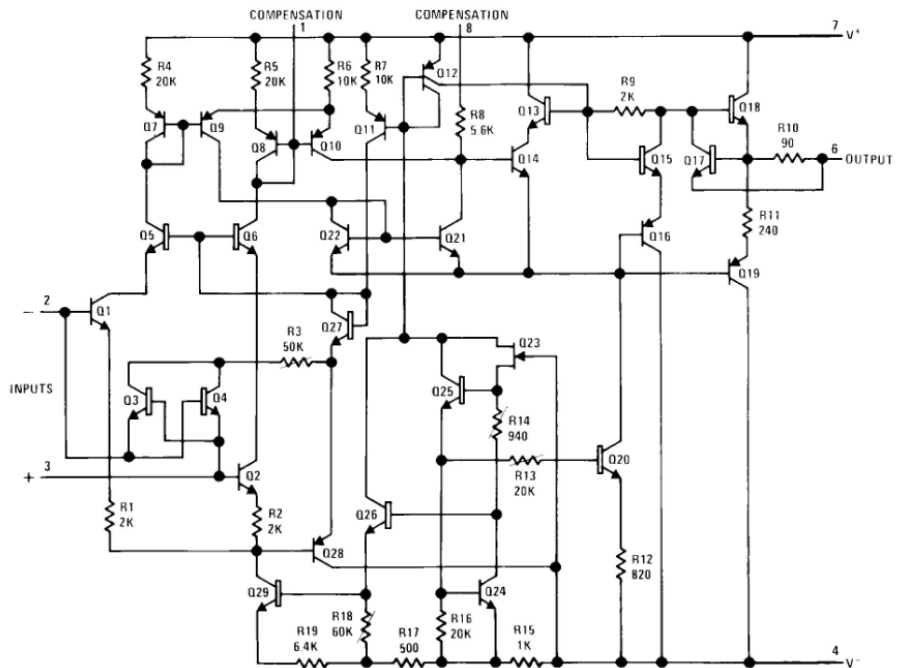
Note 3: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise specified. With the LM208, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$, and for the LM308 they are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$.

Note 5: Refer to RETS108X for LM108 military specifications and RETS 108AX for LM108A military specifications.

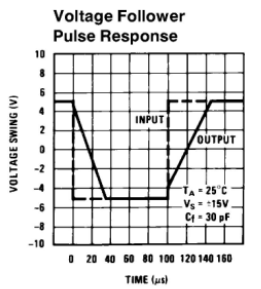
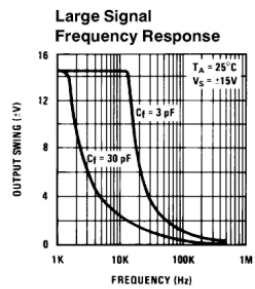
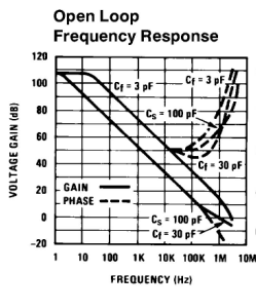
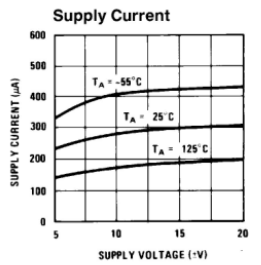
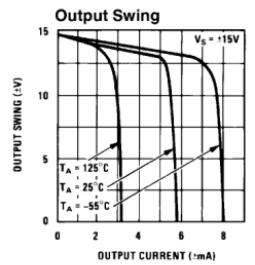
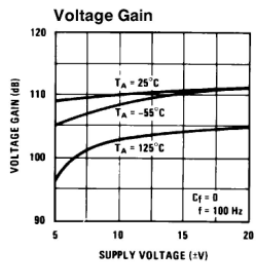
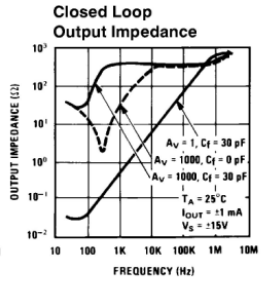
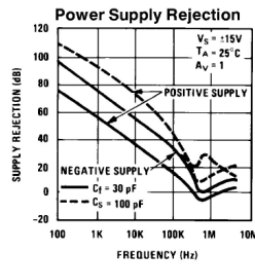
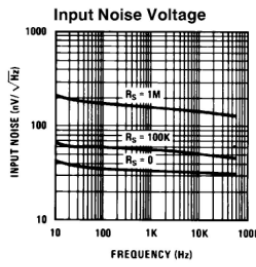
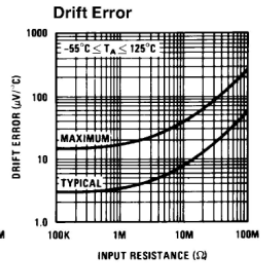
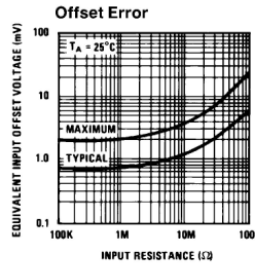
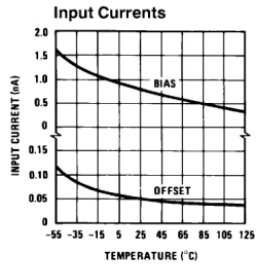
Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram



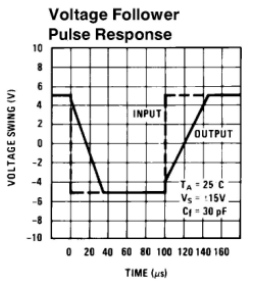
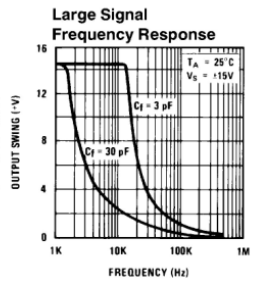
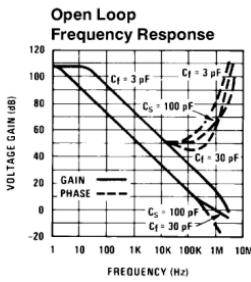
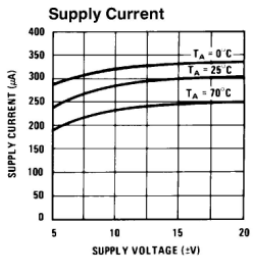
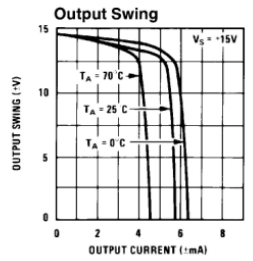
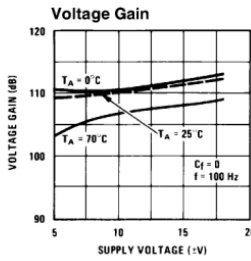
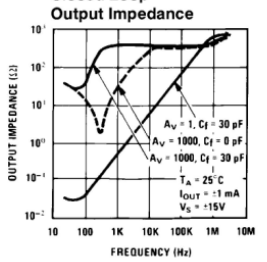
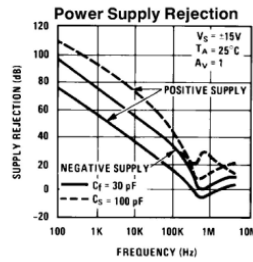
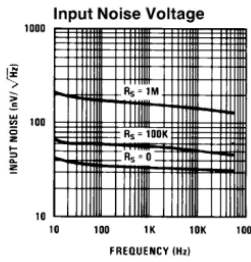
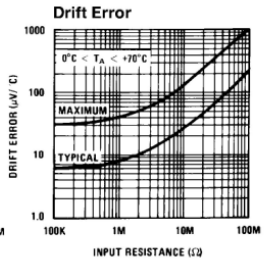
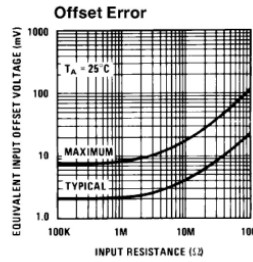
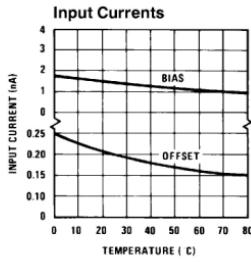
TL/H/7758-8

Typical Performance Characteristics LM108/LM208



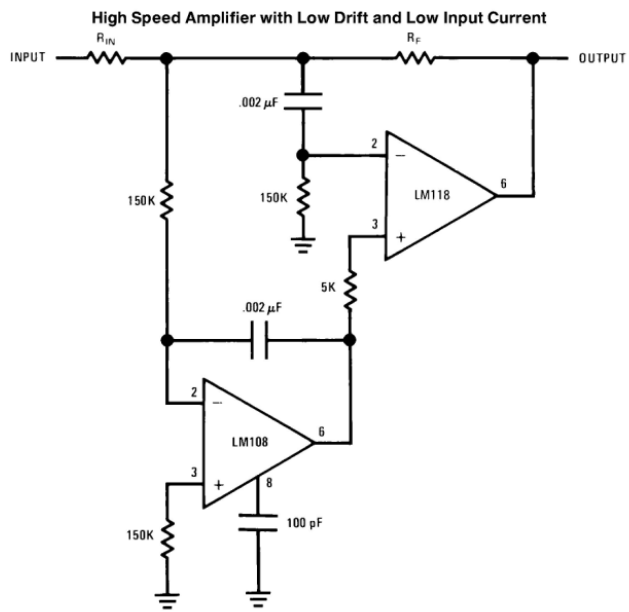
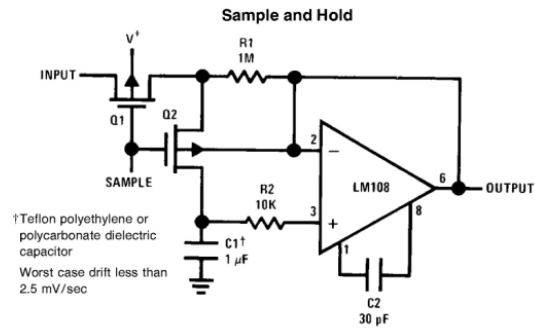
TL/H/7758-6

Typical Performance Characteristics LM308



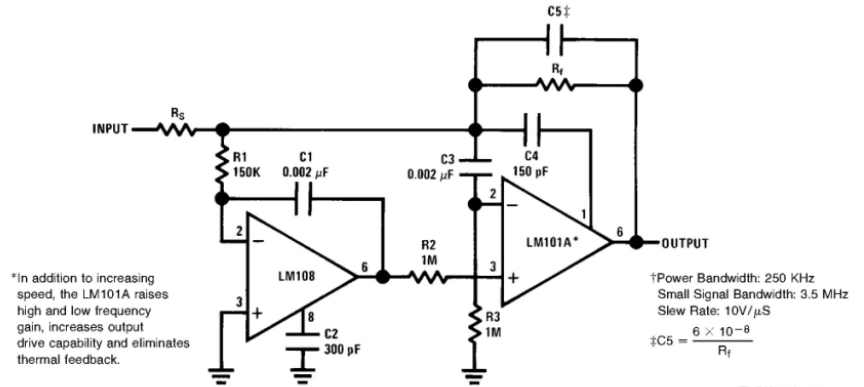
TL/H/7758-7

Typical Applications



Typical Applications (Continued)

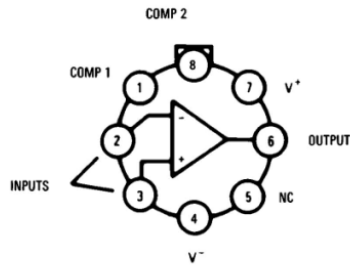
Fast[†] Summing Amplifier



TL/H/7758-12

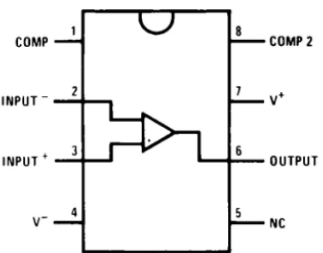
Connection Diagrams

Metal Can Package



TL/H/7758-13

Dual-In-Line Package



TL/H/7758-15

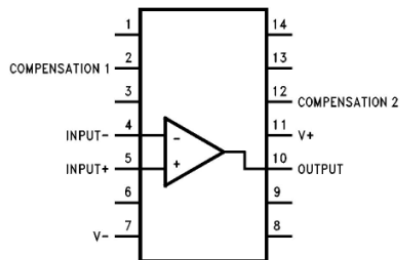
Top View

Order Number LM108J-8/883, LM308M or LM308N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

*Package is connected to Pin 4 (V-)

**Unused pin (no internal connection) to allow for input anti-leakage guard ring on printed circuit board layout.

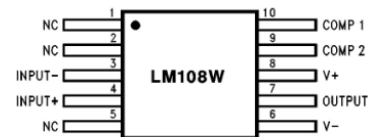
Order Number LM108H, LM108H/883,
LM308AH or LM308H
See NS Package Number H08C



TL/H/7758-16

Top View

Order Number LM108J/883
See NS Package Number J14A

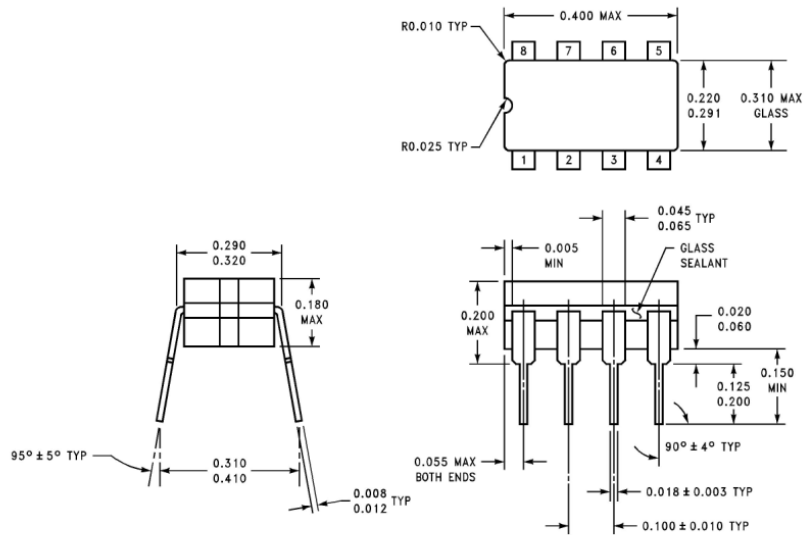


TL/H/7758-17

Order Number LM108W/883
See NS Package Number W10A

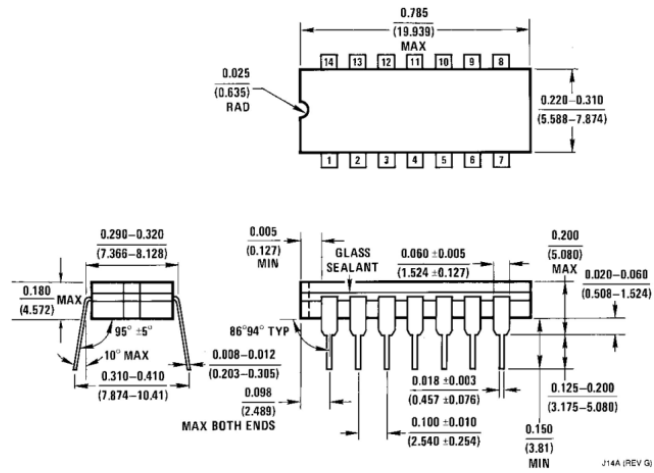
[†]Also available per JM38510/10104

Physical Dimensions inches (millimeters)



Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number LM108J/883
NS Package Number J08A

J08A (REV K)

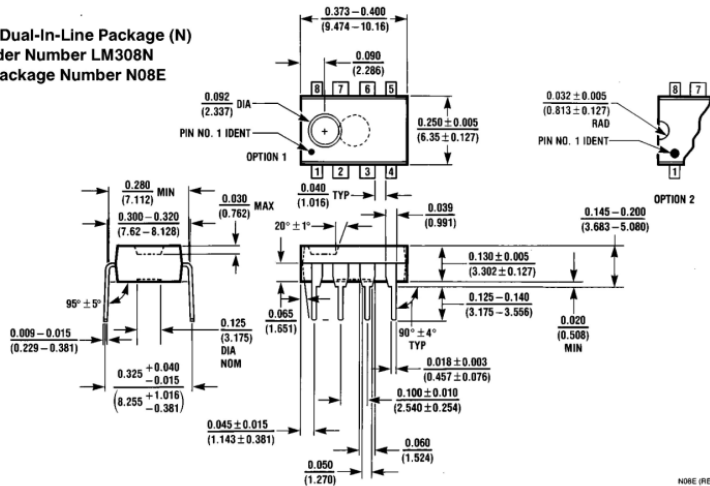


Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number LM108/883
NS Package Number J14A

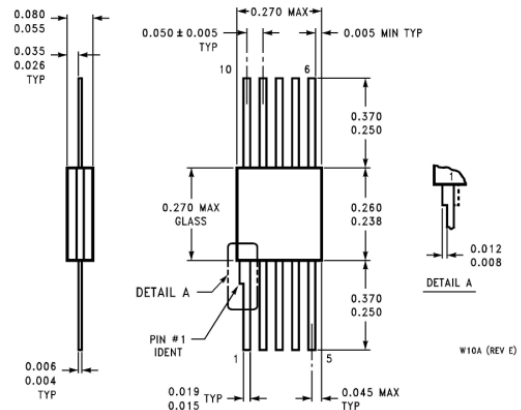
J14A (REV G)

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM308N
NS Package Number N08E



Ceramic Flatpack Package (W)
Order Number LM108AW/883 or
LM108W/883
NS Package Number W10A



LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
 1111 West Bardin Road
 Arlington, TX 76017
 Tel: 1(800) 272-9959
 Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
 Email: cnljwge@tevm2.nsc.com
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
 13th Floor, Straight Block,
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.
 Tsimshatsui, Kowloon
 Hong Kong
 Tel: (852) 2737-1600
 Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-043-299-2309
 Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

Apéndice K *LM3914 Dot/Bar Display Driver*



January 2000

LM3914 Dot/Bar Display Driver

LM3914 Dot/Bar Display Driver

General Description

The LM3914 is a monolithic integrated circuit that senses analog voltage levels and drives 10 LEDs, providing a linear analog display. A single pin changes the display from a moving dot to a bar graph. Current drive to the LEDs is regulated and programmable, eliminating the need for resistors. This feature is one that allows operation of the whole system from less than 3V.

The circuit contains its own adjustable reference and accurate 10-step voltage divider. The low-bias-current input buffer accepts signals down to ground, or V^- , yet needs no protection against inputs of 35V above or below ground. The buffer drives 10 individual comparators referenced to the precision divider. Indication non-linearity can thus be held typically to $\frac{1}{2}\%$, even over a wide temperature range.

Versatility was designed into the LM3914 so that controller, visual alarm, and expanded scale functions are easily added on to the display system. The circuit can drive LEDs of many colors, or low-current incandescent lamps. Many LM3914s can be "chained" to form displays of 20 to over 100 segments. Both ends of the voltage divider are externally available so that 2 drivers can be made into a zero-center meter.

The LM3914 is very easy to apply as an analog meter circuit. A 1.2V full-scale meter requires only 1 resistor and a single 3V to 15V supply in addition to the 10 display LEDs. If the 1 resistor is a pot, it becomes the LED brightness control. The simplified block diagram illustrates this extremely simple external circuitry.

When in the dot mode, there is a small amount of overlap or "fade" (about 1 mV) between segments. This assures that at no time will all LEDs be "OFF", and thus any ambiguous display is avoided. Various novel displays are possible.

Much of the display flexibility derives from the fact that all outputs are individual, DC regulated currents. Various effects can be achieved by modulating these currents. The individual outputs can drive a transistor as well as a LED at the same time, so controller functions including "staging" control can be performed. The LM3914 can also act as a programmer, or sequencer.

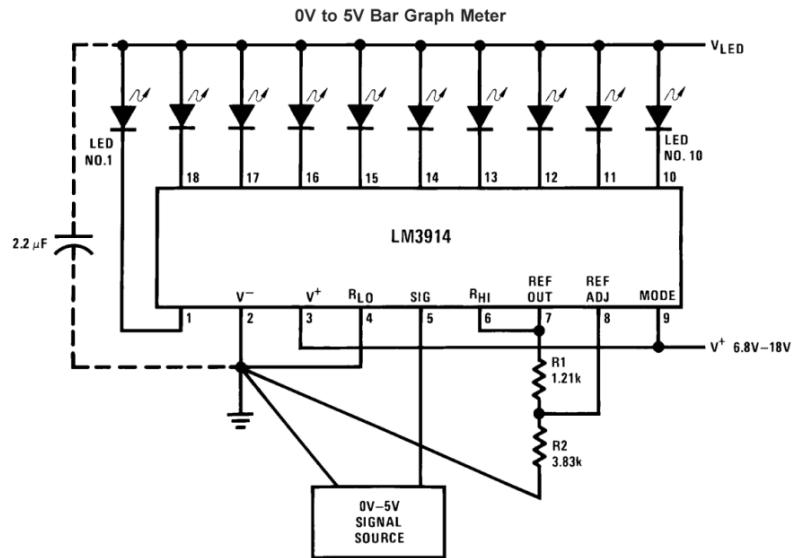
The LM3914 is rated for operation from 0°C to +70°C. The LM3914N-1 is available in an 18-lead molded (N) package.

The following typical application illustrates adjusting of the reference to a desired value, and proper grounding for accurate operation, and avoiding oscillations.

Features

- Drives LEDs, LCDs or vacuum fluorescents
- Bar or dot display mode externally selectable by user
- Expandable to displays of 100 steps
- Internal voltage reference from 1.2V to 12V
- Operates with single supply of less than 3V
- Inputs operate down to ground
- Output current programmable from 2 mA to 30 mA
- No multiplex switching or interaction between outputs
- Input withstands $\pm 35V$ without damage or false outputs
- LED driver outputs are current regulated, open-collectors
- Outputs can interface with TTL or CMOS logic
- The internal 10-step divider is floating and can be referenced to a wide range of voltages

Typical Applications



$$\text{Ref Out } V = 1.25 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

$$I_{\text{LED}} \cong \frac{12.5}{R1}$$

Note: Grounding method is typical of *all* uses. The 2.2 μF tantalum or 10 μF aluminum electrolytic capacitor is needed if leads to the LED supply are 6" or longer.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation (Note 6)	1365 mW
Molded DIP (N)	
Supply Voltage	25V
Voltage on Output Drivers	25V
Input Signal Overvoltage (Note 4)	±35V
Divider Voltage	-100 mV to V ⁺

Reference Load Current	10 mA
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Plastic Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	

Electrical Characteristics (Notes 2, 4)

Parameter	Conditions (Note 2)	Min	Typ	Max	Units
COMPARATOR					
Offset Voltage, Buffer and First Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RHI} \leq 12V$, $I_{LED} = 1 \text{ mA}$		3	10	mV
Offset Voltage, Buffer and Any Other Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RHI} \leq 12V$, $I_{LED} = 1 \text{ mA}$		3	15	mV
Gain ($\Delta I_{LED}/\Delta V_{IN}$)	$I_{L(REF)} = 2 \text{ mA}$, $I_{LED} = 10 \text{ mA}$	3	8		mA/mV
Input Bias Current (at Pin 5)	$0V \leq V_{IN} \leq V^+ - 1.5V$		25	100	nA
Input Signal Overvoltage	No Change in Display	-35		35	V
VOLTAGE-DIVIDER					
Divider Resistance	Total, Pin 6 to 4	8	12	17	kΩ
Accuracy	(Note 3)		0.5	2	%
VOLTAGE REFERENCE					
Output Voltage	$0.1 \text{ mA} \leq I_{L(REF)} \leq 4 \text{ mA}$, $V^+ = V_{LED} = 5V$	1.2	1.28	1.34	V
Line Regulation	$3V \leq V^+ \leq 18V$		0.01	0.03	%/V
Load Regulation	$0.1 \text{ mA} \leq I_{L(REF)} \leq 4 \text{ mA}$, $V^+ = V_{LED} = 5V$		0.4	2	%
Output Voltage Change with Temperature	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, $I_{L(REF)} = 1 \text{ mA}$, $V^+ = 5V$		1		%
Adjust Pin Current			75	120	μA
OUTPUT DRIVERS					
LED Current	$V^+ = V_{LED} = 5V$, $I_{L(REF)} = 1 \text{ mA}$	7	10	13	mA
LED Current Difference (Between Largest and Smallest LED Currents)	$V_{LED} = 5V$	$I_{LED} = 2 \text{ mA}$	0.12	0.4	mA
		$I_{LED} = 20 \text{ mA}$	1.2	3	
LED Current Regulation	$2V \leq V_{LED} \leq 17V$	$I_{LED} = 2 \text{ mA}$	0.1	0.25	mA
		$I_{LED} = 20 \text{ mA}$	1	3	
Dropout Voltage	$I_{LED(ON)} = 20 \text{ mA}$, $V_{LED} = 5V$, $\Delta I_{LED} = 2 \text{ mA}$			1.5	V
Saturation Voltage	$I_{LED} = 2.0 \text{ mA}$, $I_{L(REF)} = 0.4 \text{ mA}$		0.15	0.4	V
Output Leakage, Each Collector	(Bar Mode) (Note 5)		0.1	10	μA
Output Leakage	(Dot Mode) (Note 5)	Pins 10–18	0.1	10	μA
		Pin 1	60	150	450
SUPPLY CURRENT					
Standby Supply Current (All Outputs Off)	$V^+ = 5V$, $I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}$		2.4	4.2	mA
	$V^+ = 20V$, $I_{L(REF)} = 1.0 \text{ mA}$		6.1	9.2	mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Electrical Characteristics (Notes 2, 4) (Continued)

Note 2: Unless otherwise stated, all specifications apply with the following conditions:

$$3 V_{DC} \leq V^* \leq 20 V_{DC} \quad V_{REF}, V_{RHI}, V_{RLO} \leq (V^* - 1.5V)$$

$$3 V_{DC} \leq V_{LED} \leq V^* \quad 0V \leq V_{IN} \leq V^* - 1.5V$$

$$-0.015V \leq V_{RLO} \leq 12 V_{DC} \quad T_A = +25^\circ C, I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}, V_{LED} = 3.0V, \text{ pin 9 connected to pin 3 (Bar Mode).}$$

$$-0.015V \leq V_{RHI} \leq 12 V_{DC}$$

For higher power dissipations, pulse testing is used.

Note 3: Accuracy is measured referred to $+10.000 V_{DC}$ at pin 6, with $0.000 V_{DC}$ at pin 4. At lower full-scale voltages, buffer and comparator offset voltage may add significant error.

Note 4: Pin 5 input current must be limited to $\pm 3 \text{ mA}$. The addition of a $39k$ resistor in series with pin 5 allows $\pm 100V$ signals without damage.

Note 5: Bar mode results when pin 9 is within 20 mV of V^* . Dot mode results when pin 9 is pulled at least 200 mV below V^* or left open circuit. LED No. 10 (pin 10 output current) is disabled if pin 9 is pulled $0.9V$ or more below V_{LED} .

Note 6: The maximum junction temperature of the LM3914 is $100^\circ C$. Devices must be derated for operation at elevated temperatures. Junction to ambient thermal resistance is $55 \text{ }^\circ C/W$ for the molded DIP (N package).

Definition of Terms

Accuracy: The difference between the observed threshold voltage and the ideal threshold voltage for each comparator. Specified and tested with $10V$ across the internal voltage divider so that resistor ratio matching error predominates over comparator offset voltage.

Adjust Pin Current: Current flowing out of the reference adjust pin when the reference amplifier is in the linear region.

Comparator Gain: The ratio of the change in output current (I_{LED}) to the change in input voltage (V_{IN}) required to produce it for a comparator in the linear region.

Dropout Voltage: The voltage measured at the current source outputs required to make the output current fall by 10% .

Input Bias Current: Current flowing out of the signal input when the input buffer is in the linear region.

LED Current Regulation: The change in output current over the specified range of LED supply voltage (V_{LED}) as measured at the current source outputs. As the forward voltage of an LED does not change significantly with a small change in forward current, this is equivalent to changing the voltage at the LED anodes by the same amount.

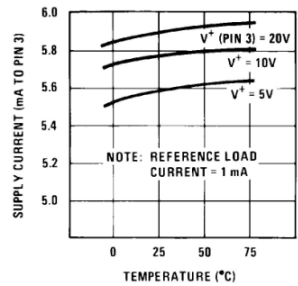
Line Regulation: The average change in reference output voltage over the specified range of supply voltage (V^*).

Load Regulation: The change in reference output voltage (V_{REF}) over the specified range of load current ($I_{L(REF)}$).

Offset Voltage: The differential input voltage which must be applied to each comparator to bias the output in the linear region. Most significant error when the voltage across the internal voltage divider is small. Specified and tested with pin 6 voltage (V_{RHI}) equal to pin 4 voltage (V_{RLO}).

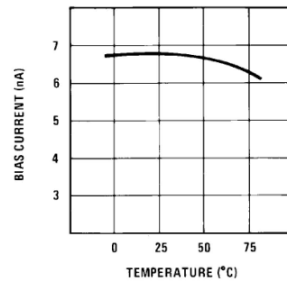
Typical Performance Characteristics

Supply Current vs Temperature



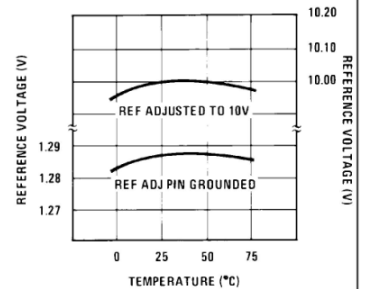
DS007970-2

Operating Input Bias Current vs Temperature



DS007970-20

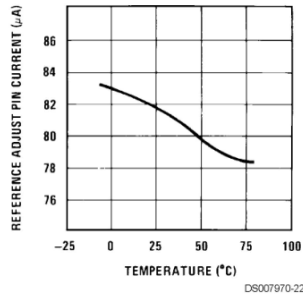
Reference Voltage vs Temperature



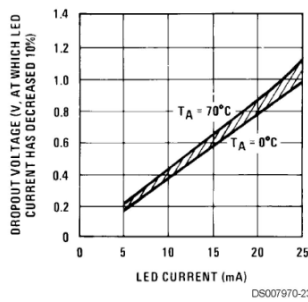
DS007970-21

Typical Performance Characteristics (Continued)

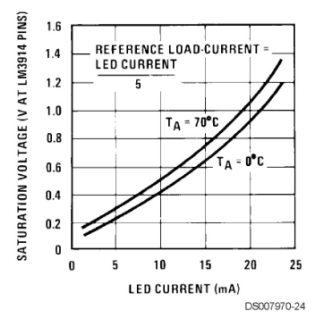
Reference Adjust Pin Current vs Temperature



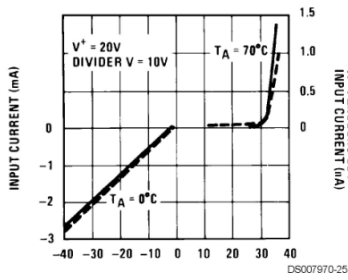
LED Current-Regulation Dropout



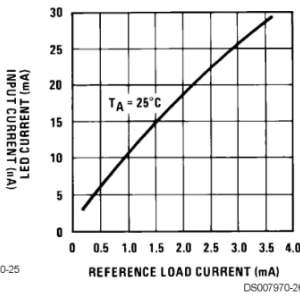
LED Driver Saturation Voltage



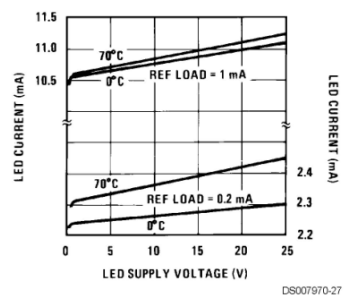
Input Current Beyond Signal Range (Pin 5)



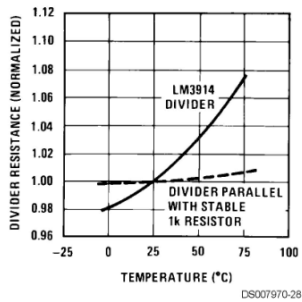
LED Current vs Reference Loading



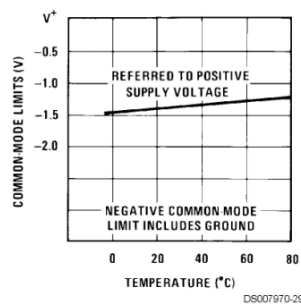
LED Driver Current Regulation



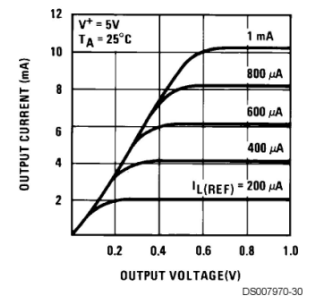
Total Divider Resistance vs Temperature



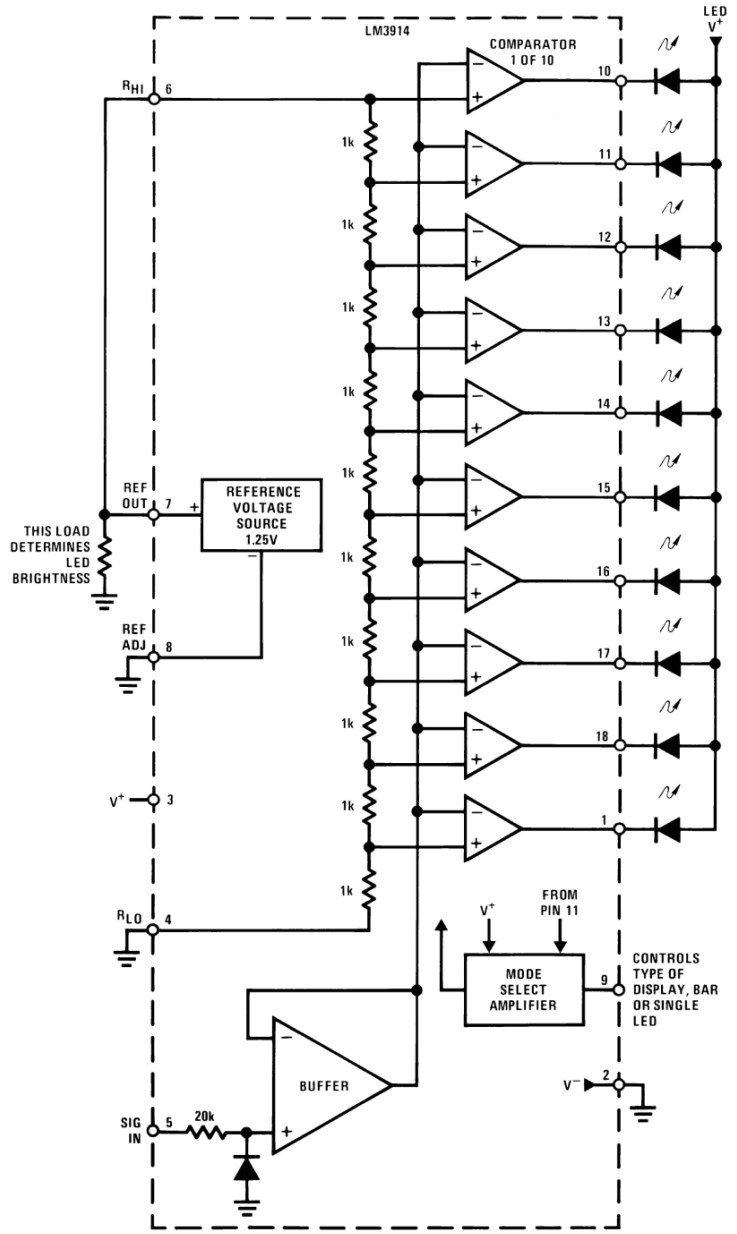
Common-Mode Limits



Output Characteristics



Block Diagram (Showing Simplest Application)



Functional Description

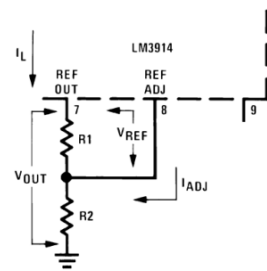
The simplified LM3914 block diagram is to give the general idea of the circuit's operation. A high input impedance buffer operates with signals from ground to 12V, and is protected against reverse and overvoltage signals. The signal is then applied to a series of 10 comparators; each of which is biased to a different comparison level by the resistor string.

In the example illustrated, the resistor string is connected to the internal 1.25V reference voltage. In this case, for each 125 mV that the input signal increases, a comparator will switch on another indicating LED. This resistor divider can be connected between any 2 voltages, providing that they are 1.5V below V^+ and no less than V^- . If an expanded scale meter display is desired, the total divider voltage can be as little as 200 mV. Expanded-scale meter displays are more accurate and the segments light uniformly only if bar mode is used. At 50 mV or more per step, dot mode is usable.

INTERNAL VOLTAGE REFERENCE

The reference is designed to be adjustable and develops a nominal 1.25V between the REF OUT (pin 7) and REF ADJ (pin 8) terminals. The reference voltage is impressed across program resistor R1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R2 giving an output voltage of:

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$



Since the 120 μ A current (max) from the adjust terminal represents an error term, the reference was designed to minimize changes of this current with V^+ and load changes.

CURRENT PROGRAMMING

A feature not completely illustrated by the block diagram is the LED brightness control. The current drawn out of the reference voltage pin (pin 7) determines LED current. Approximately 10 times this current will be drawn through each lighted LED, and this current will be relatively constant despite supply voltage and temperature changes. Current drawn by the internal 10-resistor divider, as well as by the external current and voltage-setting divider should be included in calculating LED drive current. The ability to modulate LED brightness with time, or in proportion to input voltage and other signals can lead to a number of novel displays or ways of indicating input overvoltages, alarms, etc.

MODE PIN USE

Pin 9, the Mode Select input controls chaining of multiple LM3914s, and controls bar or dot mode operation. The following tabulation shows the basic ways of using this input. Other more complex uses will be illustrated in the applications.

Bar Graph Display: Wire Mode Select (pin 9) *directly* to pin 3 (V^+ pin).

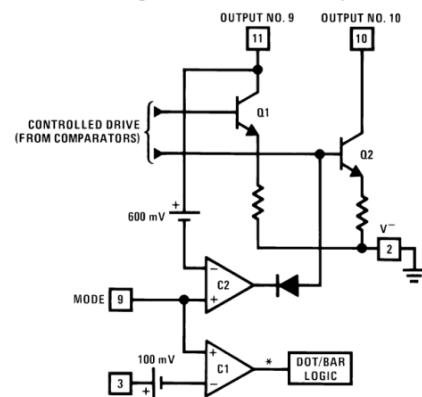
Dot Display, Single LM3914 Driver: Leave the Mode Select pin open circuit.

Dot Display, 20 or More LEDs: Connect pin 9 of the *first* driver in the series (i.e., the one with the lowest input voltage comparison points) to pin 1 of the next higher LM3914 driver. Continue connecting pin 9 of lower input drivers to pin 1 of higher input drivers for 30, 40, or more LED displays. The last LM3914 driver in the chain will have pin 9 wired to pin 11. All previous drivers should have a 20k resistor in parallel with LED No. 9 (pin 11 to V_{LED}).

Mode Pin Functional Description

This pin actually performs two functions. Refer to the simplified block diagram below.

Block Diagram of Mode Pin Description



*High for bar

DOT OR BAR MODE SELECTION

The voltage at pin 9 is sensed by comparator C1, nominally referenced to ($V^+ - 100$ mV). The chip is in bar mode when pin 9 is above this level; otherwise it's in dot mode. The comparator is designed so that pin 9 can be left open circuit for dot mode.

Taking into account comparator gain and variation in the 100 mV reference level, pin 9 should be no more than 20 mV below V^+ for bar mode and more than 200 mV below V^- (or open circuit) for dot mode. In most applications, pin 9 is either open (dot mode) or tied to V^+ (bar mode). In bar mode, pin 9 should be connected directly to pin 3. Large currents drawn from the power supply (LED current, for example) should not share this path so that large IR drops are avoided.

DOT MODE CARRY

In order for the display to make sense when multiple LM3914s are cascaded in dot mode, special circuitry has been included to shut off LED No. 10 of the first device when

Mode Pin Functional Description

(Continued)

LED No. 1 of the second device comes on. The connection for cascading in dot mode has already been described and is depicted below.

As long as the input signal voltage is below the threshold of the second LM3914, LED No. 11 is off. Pin 9 of LM3914 No. 1 thus sees effectively an open circuit so the chip is in dot mode. As soon as the input voltage reaches the threshold of LED No. 11, pin 9 of LM3914 No. 1 is pulled an LED drop (1.5V or more) below V_{LED} . This condition is sensed by comparator C2, referenced 600 mV below V_{LED} . This forces the output of C2 low, which shuts off output transistor Q2, extinguishing LED No. 10.

V_{LED} is sensed via the 20k resistor connected to pin 11. The very small current (less than 100 μ A) that is diverted from LED No. 9 does not noticeably affect its intensity.

An auxiliary current source at pin 1 keeps at least 100 μ A flowing through LED No. 11 even if the input voltage rises high enough to extinguish the LED. This ensures that pin 9 of LM3914 No. 1 is held low enough to force LED No. 10 off when *any* higher LED is illuminated. While 100 μ A does not normally produce significant LED illumination, it may be noticeable when using high-efficiency LEDs in a dark environment. If this is bothersome, the simple cure is to shunt LED No. 11 with a 10k resistor. The 1V IR drop is more than the 900 mV worst case required to hold off LED No. 10 yet small enough that LED No. 11 does not conduct significantly.

OTHER DEVICE CHARACTERISTICS

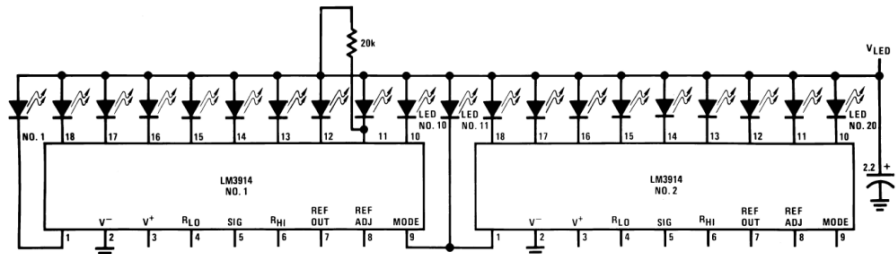
The LM3914 is relatively low-powered itself, and since any number of LEDs can be powered from about 3V, it is a very efficient display driver. Typical standby supply current (all

LEDs OFF) is 1.6 mA (2.5 mA max). However, any reference loading adds 4 times that current drain to the V^* (pin 3) supply input. For example, an LM3914 with a 1 mA reference pin load (1.3k), would supply almost 10 mA to every LED while drawing only 10 mA from its V^* pin supply. At full-scale, the IC is typically drawing less than 10% of the current supplied to the display.

The display driver does not have built-in hysteresis so that the display does not jump instantly from one LED to the next. Under rapidly changing signal conditions, this cuts down high frequency noise and often an annoying flicker. An "overlap" is built in so that at no time between segments are all LEDs completely OFF in the dot mode. Generally 1 LED fades in while the other fades out over a mV or more of range (Note 3). The change may be much more rapid between LED No. 10 of one device and LED No. 1 of a *second* device "chained" to the first.

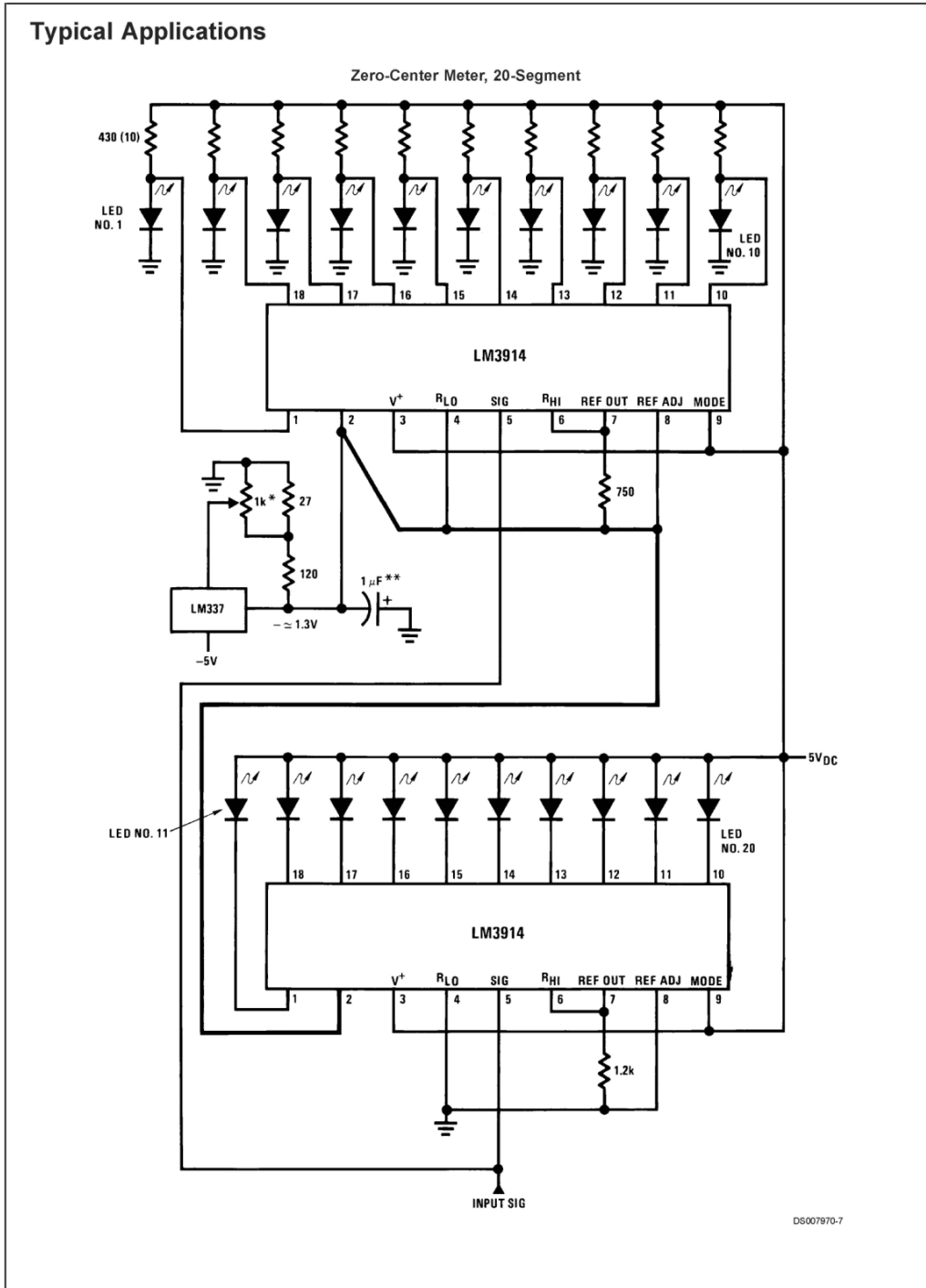
The LM3914 features individually current regulated LED driver transistors. Further internal circuitry detects when any driver transistor goes into saturation, and prevents other circuitry from drawing excess current. This results in the ability of the LM3914 to drive and regulate LEDs powered from a pulsating DC power source, i.e., largely unfiltered. (Due to possible oscillations at low voltages a nominal bypass capacitor consisting of a 2.2 μ F solid tantalum connected from the pulsating LED supply to pin 2 of the LM3914 is recommended.) This ability to operate with low or fluctuating voltages also allows the display driver to interface with logic circuitry, opto-coupled solid-state relays, and low-current incandescent lamps.

Cascading LM3914s in Dot Mode



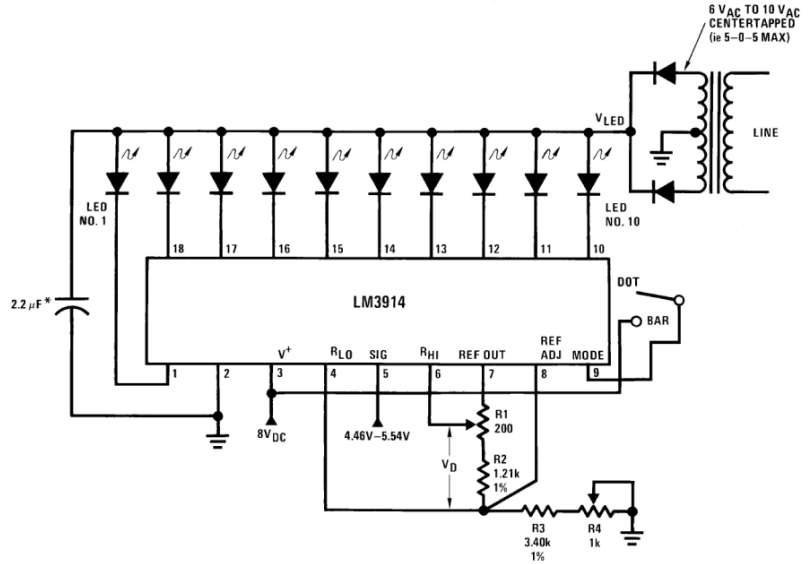
DS007970-6

Typical Applications



Typical Applications (Continued)

Expanded Scale Meter, Dot or Bar



DS007970-9

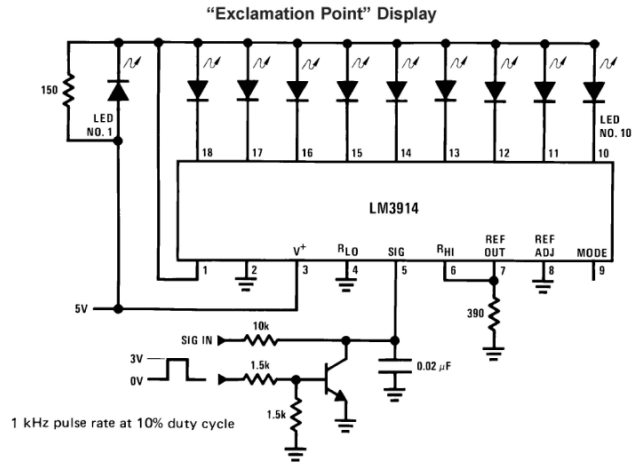
*This application illustrates that the LED supply needs practically no filtering

Calibration: With a precision meter between pins 4 and 6 adjust R1 for voltage V_D of 1.20V. Apply 4.94V to pin 5, and adjust R4 until LED No. 5 just lights. The adjustments are non-interacting.

Application Example:
Grading 5V Regulators

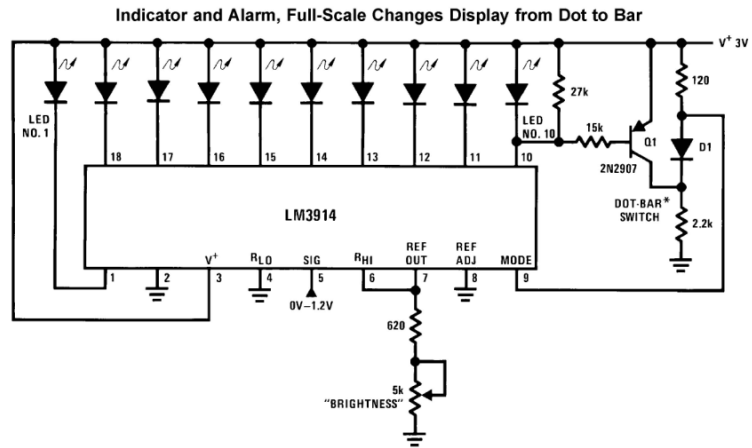
Highest No. LED on	Color	$V_{OUT(MIN)}$
10	Red	5.54
9	Red	5.42
8	Yellow	5.30
7	Green	5.18
6	Green	5.06
5V		
5	Green	4.94
4	Green	4.82
3	Yellow	4.7
2	Red	4.58
1	Red	4.46

Typical Applications (Continued)



DS007970-9

LEDs light up as illustrated with the upper lit LED indicating the actual input voltage. The display appears to increase resolution and provides an analog indication of overrange.

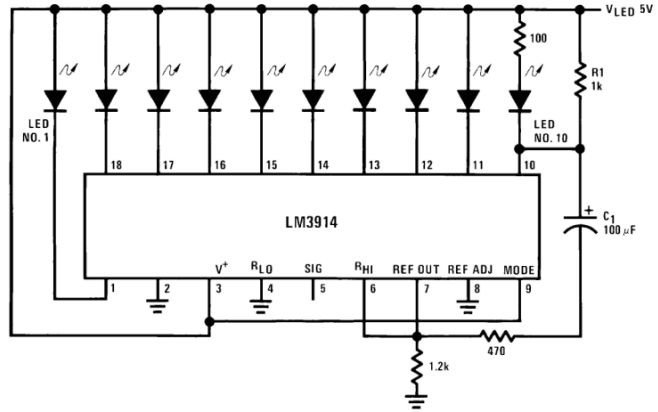


DS007970-10

*The input to the Dot-Bar Switch may be taken from cathodes of other LEDs. Display will change to bar as soon as the LED so selected begins to light.

Typical Applications (Continued)

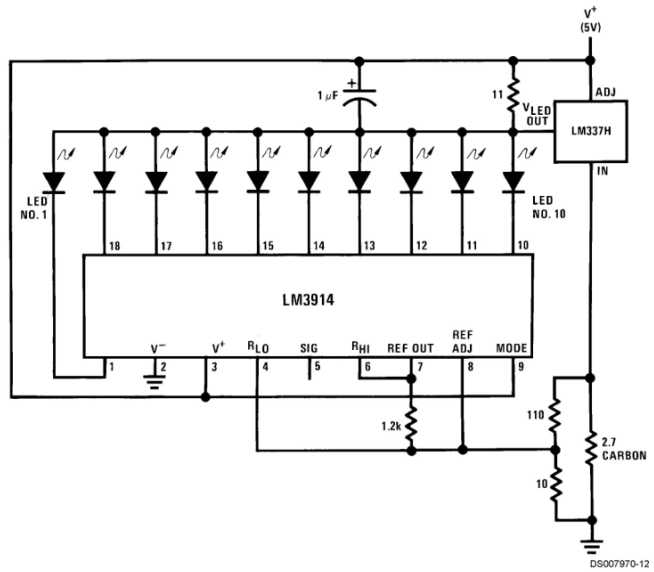
Bar Display with Alarm Flasher



DS007970-11

Full-scale causes the full bar display to flash. If the junction of R1 and C1 is connected to a different LED cathode, the display will flash when that LED lights, and at any higher input signal.

Adding Hysteresis (Single Supply, Bar Mode Only)

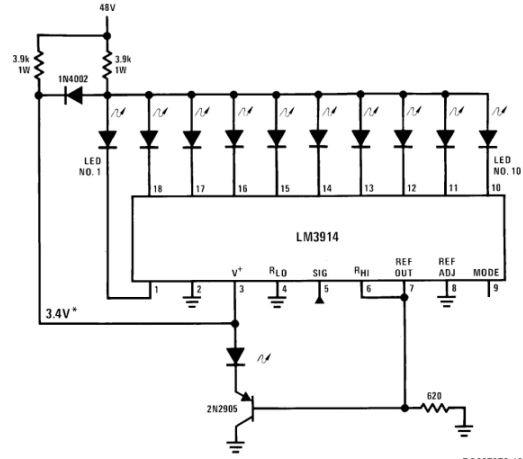


DS007970-12

Hysteresis is 0.5 mV to 1 mV

Typical Applications (Continued)

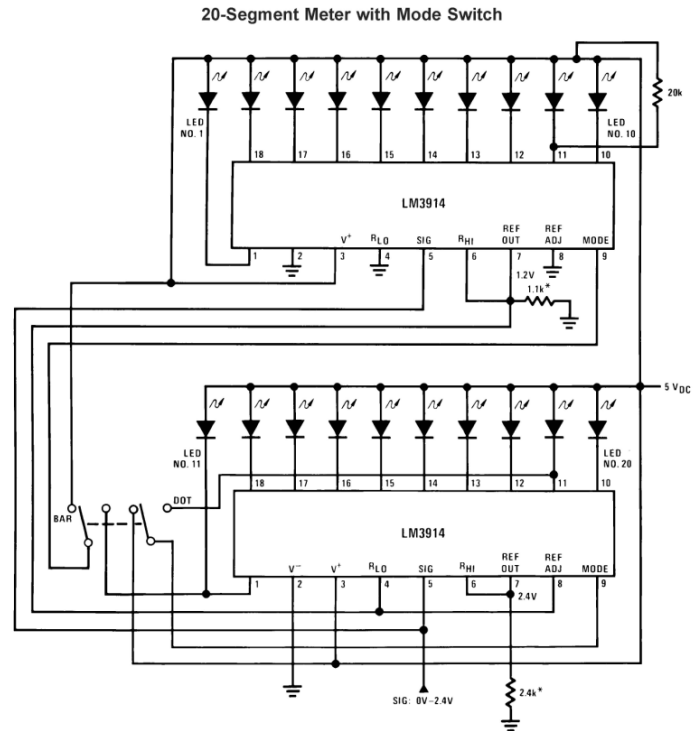
Operating with a High Voltage Supply (Dot Mode Only)



DS007970-13

The LED currents are approximately 10 mA, and the LM3914 outputs operate in saturation for minimum dissipation.
 *This point is partially regulated and decreases in voltage with temperature. Voltage requirements of the LM3914 also decrease with temperature.

Typical Applications (Continued)



DS007970-14

*The exact wiring arrangement of this schematic shows the need for Mode Select (pin 9) to sense the V^+ voltage exactly as it appears on pin 3. Programs LEDs to 10 mA

Application Hints

Three of the most commonly needed precautions for using the LM3914 are shown in the first typical application drawing showing a 0V–5V bar graph meter. The most difficult problem occurs when large LED currents are being drawn, especially in bar graph mode. These currents flowing out of the ground pin cause voltage drops in external wiring, and thus errors and oscillations. Bringing the return wires from signal sources, reference ground and bottom of the resistor string (as illustrated) to a single point very near pin 2 is the best solution.

Long wires from V_{LED} to LED anode common can cause oscillations. Depending on the severity of the problem 0.05 μ F to 2.2 μ F decoupling capacitors from LED anode common to pin 2 will damp the circuit. If LED anode line wiring is inaccessible, often similar decoupling from pin 1 to pin 2 will be sufficient.

If LED turn ON seems slow (bar mode) or several LEDs light (dot mode), oscillation or excessive noise is usually the problem. In cases where proper wiring and bypassing fail to stop oscillations, V^+ voltage at pin 3 is usually below suggested limits. Expanded scale meter applications may have one or both ends of the internal voltage divider terminated at rela-

tively high value resistors. These high-impedance ends should be bypassed to pin 2 with at least a 0.001 μ F capacitor, or up to 0.1 μ F in noisy environments.

Power dissipation, especially in bar mode should be given consideration. For example, with a 5V supply and all LEDs programmed to 20 mA the driver will dissipate over 600 mW. In this case a 7.5 Ω resistor in series with the LED supply will cut device heating in half. The negative end of the resistor should be bypassed with a 2.2 μ F solid tantalum capacitor to pin 2 of the LM3914.

Turning OFF of most of the internal current sources is accomplished by pulling positive on the reference with a current source or resistance supplying 100 μ A or so. Alternately, the input signal can be gated OFF with a transistor switch.

Other special features and applications characteristics will be illustrated in the following applications schematics. Notes have been added in many cases, attempting to cover any special procedures or unusual characteristics of these applications. A special section called "Application Tips for the LM3914 Adjustable Reference" has been included with these schematics.

Application Hints (Continued)

APPLICATION TIPS FOR THE LM3914 ADJUSTABLE REFERENCE

GREATLY EXPANDED SCALE (BAR MODE ONLY)

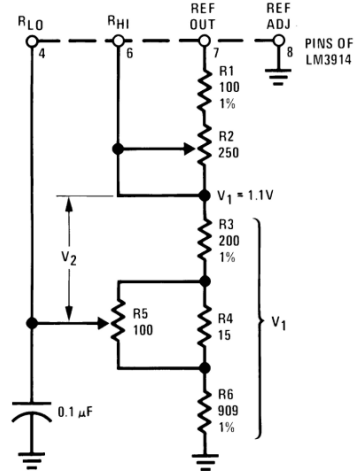
Placing the LM3914 internal resistor divider in parallel with a section ($\approx 230\Omega$) of a stable, low resistance divider greatly reduces voltage changes due to IC resistor value changes with temperature. Voltage V_1 should be trimmed to 1.1V first by use of R2. Then the voltage V_2 across the IC divider string can be adjusted to 200 mV, using R5 without affecting V_1 . LED current will be approximately 10 mA.

NON-INTERACTING ADJUSTMENTS FOR EXPANDED SCALE METER (4.5V to 5V, Bar or Dot Mode)

This arrangement allows independent adjustment of LED brightness regardless of meter span and zero adjustments. First, V_1 is adjusted to 5V, using R2. Then the span (voltage across R4) can be adjusted to exactly 0.5V using R6 without affecting the previous adjustment.

R9 programs LED currents within a range of 2.2 mA to 20 mA after the above settings are made.

Greatly Expanded Scale (Bar Mode Only)



ADJUSTING LINEARITY OF SEVERAL STACKED DIVIDERS

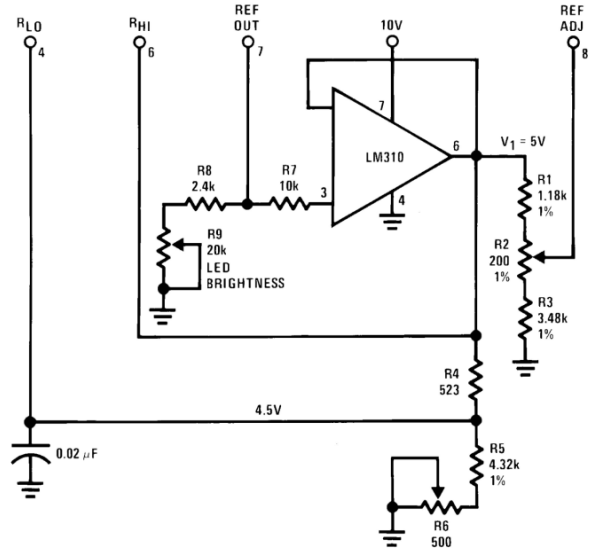
Three internal voltage dividers are shown connected in series to provide a 30-step display. If the resulting analog meter is to be accurate and linear the voltage on each divider must be adjusted, preferably without affecting any other adjustments. To do this, adjust R2 first, so that the voltage across R5 is exactly 1V. Then the voltages across R3 and R4 can be independently adjusted by shunting each with selected resistors of 6 k Ω or higher resistance. This is possible because the reference of LM3914 No. 3 is acting as a constant current source.

The references associated with LM3914s No. 1 and No. 2 should have their Ref Adj pins (pin 8) wired to ground, and their Ref Outputs loaded by a 620 Ω resistor to ground. This makes available similar 20 mA current outputs to all the LEDs in the system.

If an independent LED brightness control is desired (as in the previous application), a unity gain buffer, such as the LM310, should be placed between pin 7 and R1, similar to the previous application.

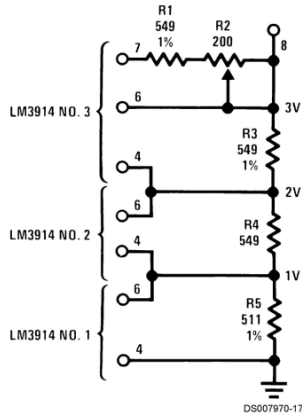
Application Hints (Continued)

Non-Interacting Adjustments for Expanded Scale Meter (4.5V to 5V, Bar or Dot Mode)



DS007970-16

Adjusting Linearity of Several Stacked Dividers



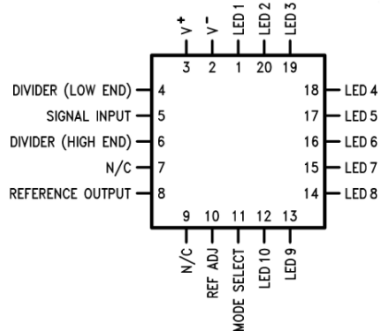
DS007970-17

Other Applications

- "Slow" — fade bar or dot display (doubles resolution)
- 20-step meter with single pot brightness control
- 10-step (or multiples) programmer
- Multi-step or "staging" controller
- Combined controller and process deviation meter
- Direction and rate indicator (to add to DVMs)
- Exclamation point display for power saving
- Graduations can be added to dot displays. Dimly light every other LED using a resistor to ground
- Electronic "meter-relay" — display could be circle or semi-circle
- Moving "hole" display — indicator LED is dark, rest of bar lit
- Drives vacuum-fluorescent and LCDs using added passive parts

Connection Diagrams

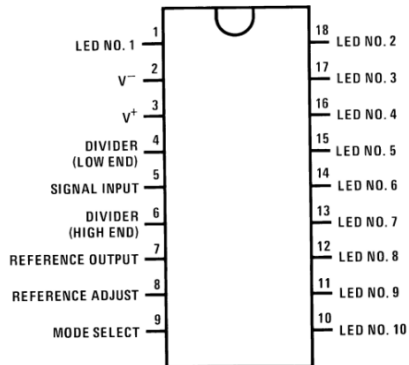
Plastic Chip Carrier Package



DS007970-18

Top View
 Order Number LM3914V
 See NS Package Number V20A

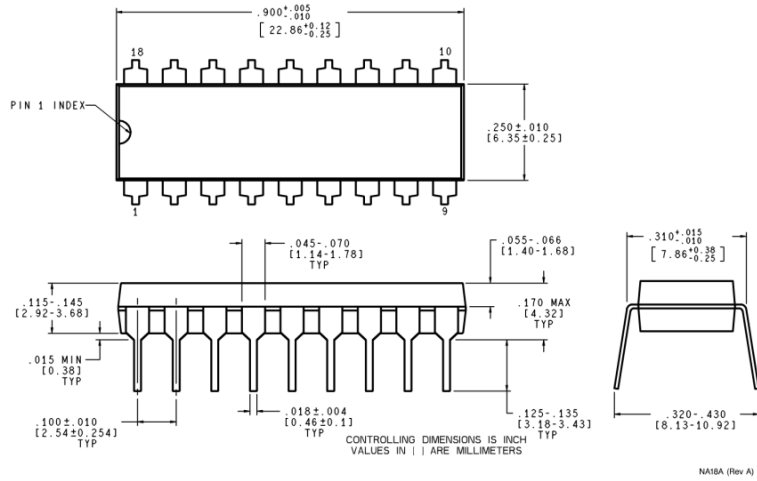
Dual-in-Line Package



DS007970-19

Top View
 Order Number LM3914N-1
 See NS Package Number NA18A
 Order Number LM3914N *
 See NS Package Number N18A
 * Discontinued, Life Time Buy date 12/20/99

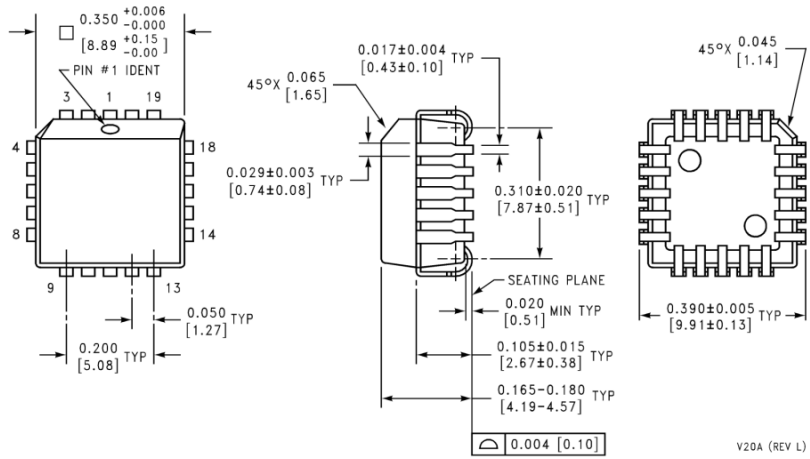
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



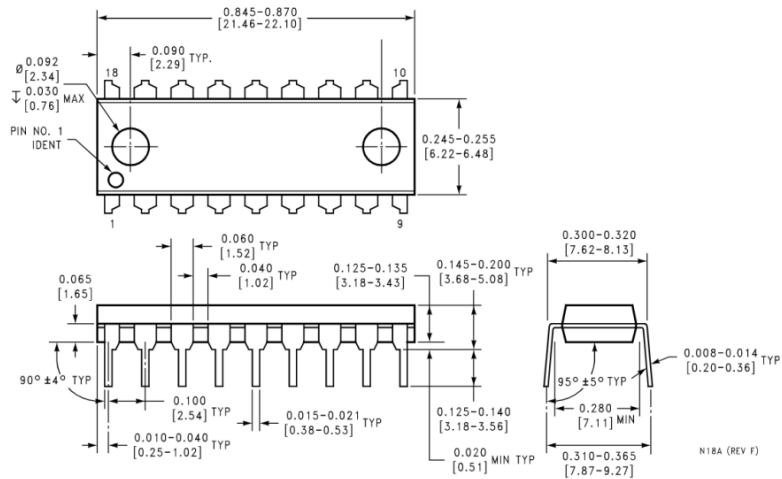
Note: Unless otherwise specified.

- Standard Lead Finish:
200 microinches /5.08 micrometer minimum
lead/tin 37/63 or 15/85 on alloy 42 or equivalent or copper
- Reference JEDEC registration MS-001, Variation AC, dated May 1993.

Dual-In-Line Package (N)
Order Number **LM3914N-1**
NS Package Number **NA18A**



Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM3914N *
NS Package Number N18A
*** Discontinued, Life Time Buy date 12/20/99**

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

 **National Semiconductor Corporation**
 Americas
 Tel: 1-800-272-9959
 Fax: 1-800-737-7018
 Email: support@nsc.com
 www.national.com

National Semiconductor Europe
 Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85
 English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32
 Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58
 Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
 Tel: 65-2544466
 Fax: 65-2504466
 Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-3-5639-7560
 Fax: 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

Apéndice L Integrado MAX – 232 Multichannel RS – 232

19-4323; Rev 15; 1/06



+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

General Description

The MAX220-MAX249 family of line drivers/receivers is intended for all EIA/TIA-232E and V.28/V.24 communications interfaces, particularly applications where $\pm 12V$ is not available.

These parts are especially useful in battery-powered systems, since their low-power shutdown mode reduces power dissipation to less than 5 μW . The MAX225, MAX233, MAX235, and MAX245/MAX246/MAX247 use no external components and are recommended for applications where printed circuit board space is critical.

Applications

- Portable Computers
- Low-Power Modems
- Interface Translation
- Battery-Powered RS-232 Systems
- Multidrop RS-232 Networks

AutoShutdown and UCSP are trademarks of Maxim Integrated Products, Inc.

Next-Generation Device Features

- † For Low-Voltage, Integrated ESD Applications
MAX3222E/MAX3232E/MAX3237E/MAX3241E/
MAX3246E: +3.0V to +5.5V, Low-Power, Up to
1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four
0.1 μF External Capacitors (MAX3246E Available
in a UCSP™ Package)
- † For Low-Cost Applications
MAX221E: $\pm 15kV$ ESD-Protected, +5V, 1 μA ,
Single RS-232 Transceiver with AutoShutdown™

Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX220CPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX220CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX220CWE	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX220C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX220EPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX220ESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX220EWE	-40°C to +85°C	16 Wide SO
MAX220EJE	-40°C to +85°C	16 CERDIP
MAX220MJJE	-55°C to +125°C	16 CERDIP

Ordering information continued at end of data sheet.

*Contact factory for dice specifications.

Selection Table

Part Number	Power Supply (V)	No. of RS-232 Drivers/Rx	No. of Ext Caps	Nominal Cap. Value (μF)	SHDN & Three-State	Rx Active in SHDN	Data Rate (kbps)	Features
MAX220	+5	2/2	4	0.047/0.33	No	—	120	Ultra-low-power, industry-standard pinout
MAX222	+5	2/2	4	0.1	Yes	—	200	Low-power shutdown
MAX223 (MAX213)	+5	4/5	4	1.0 (0.1)	Yes	✓	120	MAX241 and receivers active in shutdown
MAX225	+5	5/5	0	—	Yes	✓	120	Available in SO
MAX230 (MAX200)	+5	5/0	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	5 drivers with shutdown
MAX231 (MAX201)	+5 and +7.5 to +13.2	2/2	2	1.0 (0.1)	No	—	120	Standard +5/+12V or battery supplies; same functions as MAX232
MAX232 (MAX202)	+5	2/2	4	1.0 (0.1)	No	—	120 (64)	Industry standard
MAX232A	+5	2/2	4	0.1	No	—	200	Higher slew rate, small caps
MAX233 (MAX203)	+5	2/2	0	—	No	—	120	No external caps
MAX233A	+5	2/2	0	—	No	—	200	No external caps, high slew rate
MAX234 (MAX204)	+5	4/0	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Replaces 1488
MAX235 (MAX205)	+5	5/5	0	—	Yes	—	120	No external caps
MAX236 (MAX206)	+5	4/3	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	Shutdown, three state
MAX237 (MAX207)	+5	5/3	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Complements IBM PC serial port
MAX238 (MAX208)	+5	4/4	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Replaces 1488 and 1489
MAX239 (MAX209)	+5 and +7.5 to +13.2	3/5	2	1.0 (0.1)	No	—	120	Standard +5/+12V or battery supplies; single-package solution for IBM PC serial port
MAX240	+5	5/5	4	1.0	Yes	—	120	DIP or flatpack package
MAX241 (MAX211)	+5	4/5	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	Complete IBM PC serial port
MAX242	+5	2/2	4	0.1	Yes	✓	200	Separate shutdown and enable
MAX243	+5	2/2	4	0.1	No	—	200	Open-line detection simplifies cabling
MAX244	+5	8/10	4	1.0	No	—	120	High slew rate
MAX245	+5	8/10	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, two shutdown modes
MAX246	+5	8/10	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, three shutdown modes
MAX247	+5	8/9	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, nine operating modes
MAX248	+5	8/8	4	1.0	Yes	✓	120	High slew rate, selective half-chip enables
MAX249	+5	6/10	4	1.0	Yes	✓	120	Available in quad flatpack package



Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maxim-ic.com.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS—MAX220/222/232A/233A/242/243

Supply Voltage (V _{CC})	-0.3V to +6V	18-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C) ..889mW
V ₊ (Note 1)	(V _{CC} - 0.3V) to +14V	20-Pin Plastic DIP (derate 8.00mW/°C above +70°C) ..440mW
V ₋ (Note 1)	+0.3V to +14V	16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C) ..696mW
Input Voltages		16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C) ..762mW
T _{IN}	-0.3V to (V _{CC} - 0.3V)	18-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C) ..762mW
R _{IN} (Except MAX220)	±30V	20-Pin Wide SO (derate 10.00mW/°C above +70°C) ..800mW
R _{IN} (MAX220)	±25V	20-Pin SSOP (derate 8.00mW/°C above +70°C) ..640mW
T _{OUT} (Except MAX220) (Note 2)	±15V	16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C) ..800mW
T _{OUT} (MAX220)	±13.2V	18-Pin CERDIP (derate 10.53mW/°C above +70°C) ..842mW
Output Voltages		Operating Temperature Ranges
T _{OUT}	±15V	MAX2_AC, MAX2_C0°C to +70°C
R _{OUT}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	MAX2_AE, MAX2_E-40°C to +85°C
Driver/Receiver Output Short Circuited to GND	Continuous	MAX2_AM, MAX2_M-55°C to +125°C
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)		Storage Temperature Range-65°C to +160°C
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C)	..842mW	Lead Temperature (soldering, 10s) (Note 3)+300°C

Note 1: For the MAX220, V₊ and V₋ can have a maximum magnitude of 7V, but their absolute difference cannot exceed 13V.

Note 2: Input voltage measured with T_{OUT} in high-impedance state, SHDN or V_{CC} = 0V.

Note 3: Maximum reflow temperature for the MAX233A is +225°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 in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX220/222/232A/233A/242/243

(V_{CC} = +5V ±10%, C1-C4 = 0.1μF, MAX220, C1 = 0.047μF, C2-C4 = 0.33μF, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
RS-232 TRANSMITTERS						
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to GND	±5	±8		V	
Input Logic Threshold Low			1.4	0.8	V	
Input Logic Threshold High	All devices except MAX220	2	1.4		V	
	MAX220: V _{CC} = 5.0V	2.4				
Logic Pullup/Input Current	All except MAX220, normal operation		5	40	μA	
	SHDN = 0V, MAX222/MAX242, shutdown, MAX220		±0.01	±1		
Output Leakage Current	V _{CC} = 5.5V, SHDN = 0V, V _{OUT} = ±15V, MAX222/MAX242		±0.01	±10	μA	
	V _{CC} = SHDN = 0V	V _{OUT} = ±15V	±0.01	±10		
		MAX220, V _{OUT} = ±12V				±25
Data Rate			200	116	kbps	
Transmitter Output Resistance	V _{CC} = V ₊ = V ₋ = 0V, V _{OUT} = ±2V	300	10M		Ω	
Output Short-Circuit Current	V _{OUT} = 0V	V _{OUT} = 0V	±7	±22	mA	
		MAX220		±60		
RS-232 RECEIVERS						
RS-232 Input Voltage Operating Range				±30	V	
	MAX220			±25		
RS-232 Input Threshold Low	V _{CC} = 5V	All except MAX243 R2 _{IN}	0.8	1.3	V	
		MAX243 R2 _{IN} (Note 4)	-3			
RS-232 Input Threshold High	V _{CC} = 5V	All except MAX243 R2 _{IN}		1.8	2.4	V
		MAX243 R2 _{IN} (Note 4)		-0.5	-0.1	

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX220/222/232A/233A/242/243 (continued)

(V_{CC} = +5V ± 10%, C₁–C₄ = 0.1µF, MAX220, C₁ = 0.047µF, C₂–C₄ = 0.33µF, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 Input Hysteresis	All except MAX220/MAX243, V _{CC} = 5V, no hysteresis in SHDN		0.2	0.5	1.0	V
	MAX220		0.3			
	MAX243		1			
RS-232 Input Resistance	T _A = +25°C (MAX220)		3	5	7	kΩ
			3	5	7	
TTL/CMOS Output Voltage Low	I _{OUT} = 3.2mA		0.2			V
	I _{OUT} = 1.6mA (MAX220)		0.4			
TTL/CMOS Output Voltage High	I _{OUT} = -1.0mA		3.5	V _{CC} - 0.2		V
TTL/CMOS Output Short-Circuit Current	Sourcing V _{OUT} = GND		-2	-10		mA
	Sinking V _{OUT} = V _{CC}		10	30		
TTL/CMOS Output Leakage Current	SHDN = V _{CC} or EN = V _{CC} (SHDN = 0V for MAX222), 0V ≤ V _{OUT} ≤ V _{CC}		±0.05		±10	µA
EN Input Threshold Low	MAX242		1.4		0.8	V
EN Input Threshold High	MAX242		2.0		1.4	V
Operating Supply Voltage			4.5		5.5	V
V _{CC} Supply Current (SHDN = V _{CC}), Figures 5, 6, 11, 19	No load	MAX220	0.5		2	µA
		MAX222/MAX232A/MAX233A/ MAX242/MAX243	4		10	
	3kΩ load both inputs	MAX220	12			
		MAX222/MAX232A/MAX233A/ MAX242/MAX243	15			
Shutdown Supply Current	MAX222/ MAX242	T _A = +25°C	0.1		10	µA
		T _A = 0°C to +70°C	2		50	
		T _A = -40°C to +85°C	2		50	
		T _A = -55°C to +125°C	35		100	
SHDN Input Leakage Current	MAX222/MAX242				±1	µA
SHDN Threshold Low	MAX222/MAX242		1.4		0.8	V
SHDN Threshold High	MAX222/MAX242		2.0		1.4	V
Transition Slew Rate	C _L = 50pF to 2500pF, R _L = 3kΩ to 7kΩ, V _{CC} = 5V, T _A = +25°C, measured from +3V to -3V or -3V	MAX222/MAX232A/MAX233/ MAX242/MAX243	6	12	30	V/µs
		MAX220	1.5	3	30.0	
Transmitter Propagation Delay TLL to RS-232 (Normal Operation), Figure 1	t _{PHLT}	MAX222/MAX232A/MAX233/ MAX242/MAX243	1.3		3.5	µs
		MAX220	4		10	
	t _{PLHT}	MAX222/MAX232A/MAX233/ MAX242/MAX243	1.5		3.5	
		MAX220	5		10	

Note 4: MAX243 R_{2OUT} is guaranteed to be low when R_{2IN} is ≥ 0V or is floating.

3

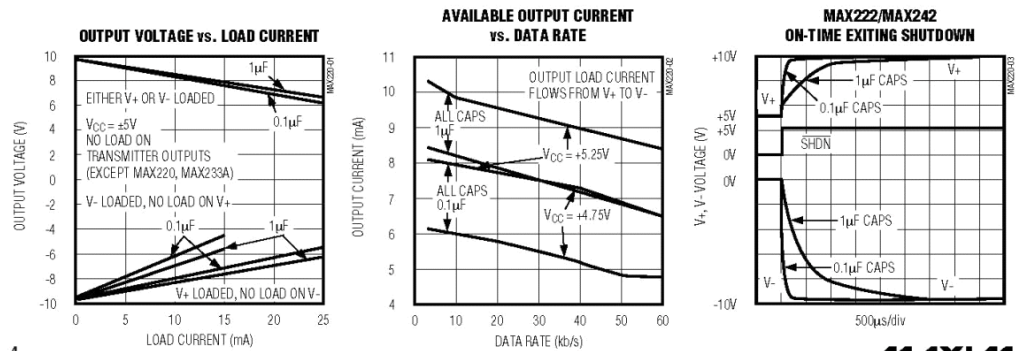
+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX220/222/232A/233A/242/243 (continued)
 (V_{CC} = +5V ± 10%, C1–C4 = 0.1µF, MAX220, C1 = 0.047µF, C2–C4 = 0.33µF, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Receiver Propagation Delay RS-232 to TLL (Normal Operation), Figure 2	t _{PHLR}	MAX222/MAX232A/MAX233/ MAX242/MAX243	0.5	1		µs
		MAX220	0.6	3		
	t _{PLHR}	MAX222/MAX232A/MAX233/ MAX242/MAX243	0.6	1		
		MAX220	0.8	3		
Receiver Propagation Delay RS-232 to TLL (Shutdown), Figure 2	t _{PHLS}	MAX242	0.5	10		µs
	t _{PHLS}	MAX242	2.5	10		
Receiver-Output Enable Time, Figure 3	t _{ER}	MAX242	125	500		ns
Receiver-Output Disable Time, Figure 3	t _{DR}	MAX242	160	500		ns
Transmitter-Output Enable Time (SHDN Goes High), Figure 4	t _{ET}	MAX222/MAX242, 0.1µF caps (includes charge-pump start-up)	250			µs
Transmitter-Output Disable Time (SHDN Goes Low), Figure 4	t _{DT}	MAX222/MAX242, 0.1µF caps	600			ns
Transmitter + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	t _{PHLT} - t _{PLHT}	MAX222/MAX232A/MAX233/ MAX242/MAX243	300			ns
		MAX220	2000			
Receiver + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	t _{PHLR} - t _{PLHR}	MAX222/MAX232A/MAX233/ MAX242/MAX243	100			ns
		MAX220	225			

Typical Operating Characteristics

MAX220/MAX222/MAX232A/MAX233A/MAX242/MAX243



+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS—MAX223/MAX230–MAX241

V _{CC}	-0.3V to +6V	20-Pin Wide SO (derate 10.00mW/°C above +70°C).....	800mW
V ₊	(V _{CC} - 0.3V) to +14V	24-Pin Wide SO (derate 11.76mW/°C above +70°C).....	941mW
V ₋	+0.3V to -14V	28-Pin Wide SO (derate 12.50mW/°C above +70°C).....	1W
Input Voltages		44-Pin Plastic FP (derate 11.11mW/°C above +70°C).....	889mW
T _{IN}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	14-Pin CERDIP (derate 9.09mW/°C above +70°C).....	727mW
R _{IN}	±30V	16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C).....	800mW
Output Voltages		20-Pin CERDIP (derate 11.11mW/°C above +70°C).....	889mW
T _{OUT}	(V ₊ + 0.3V) to (V ₋ - 0.3V)	24-Pin Narrow CERDIP	
R _{OUT}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	(derate 12.50mW/°C above +70°C).....	1W
Short-Circuit Duration, T _{OUT}	Continuous	24-Pin Sidebrazed (derate 20.0mW/°C above +70°C).....	1.6W
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)		28-Pin SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C).....	762mW
14-Pin Plastic DIP (derate 10.00mW/°C above +70°C).....	800mW	Operating Temperature Ranges	
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C).....	842mW	MAX2__C__.....	0°C to +70°C
20-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C).....	889mW	MAX2__E__.....	-40°C to +85°C
24-Pin Narrow Plastic DIP		MAX2__M__.....	-55°C to +125°C
(derate 13.33mW/°C above +70°C).....	1.07W	Storage Temperature Range.....	-65°C to +160°C
24-Pin Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C).....	500mW	Lead Temperature (soldering, 10s) (Note 4).....	+300°C
16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C).....	762mW		

Note 4: Maximum reflow temperature for the MAX233/MAX235 is +225°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 in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX223/MAX230–MAX241

(MAX223/230/232/234/236/237/238/240/241, V_{CC} = +5V ±10%; MAX233/MAX235, V_{CC} = 5V ±5%, C₁–C₄ = 1.0μF; MAX231/MAX239, V_{CC} = 5V ±10%; V₊ = 7.5V to 13.2V; T_A = T_{MIN} to T_{MAX}; unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to ground		±5.0	±7.3		V
V _{CC} Power-Supply Current	No load, T _A = +25°C	MAX232/233		5	10	mA
		MAX223/230/234–238/240/241		7	15	
		MAX231/239		0.4	1	
V ₊ Power-Supply Current		MAX231		1.8	5	mA
		MAX239		5	15	
Shutdown Supply Current	T _A = +25°C	MAX223		15	50	μA
		MAX230/235/236/240/241		1	10	
Input Logic Threshold Low	T _{IN} ; EN, $\overline{\text{SHDN}}$ (MAX233); $\overline{\text{EN}}$, SHDN (MAX230/235–241)				0.8	V
	T _{IN}		2.0			
Input Logic Threshold High	EN, $\overline{\text{SHDN}}$ (MAX223); $\overline{\text{EN}}$, SHDN (MAX230/235/236/240/241)				2.4	V
	T _{IN} = 0V		1.5	200	μA	
Receiver Input Voltage Operating Range			-30		+30	V

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX223/MAX230—MAX241 (continued)

(MAX223/230/232/234/236/237/238/240/241, $V_{CC} = +5V \pm 10\%$; MAX233/MAX235, $V_{CC} = 5V \pm 5\%$, $C1-C4 = 1.0\mu F$; MAX231/MAX239, $V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $V+ = 7.5V$ to $13.2V$; $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} ; unless otherwise noted.)

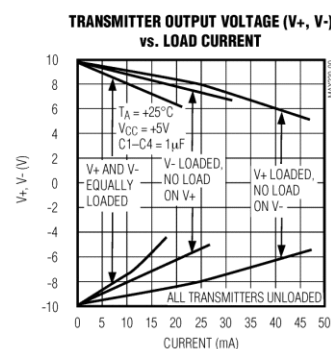
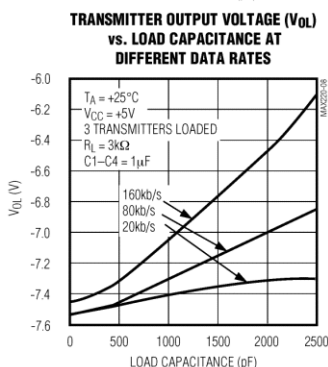
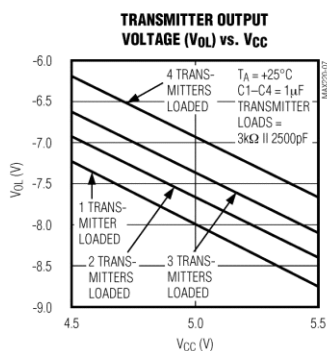
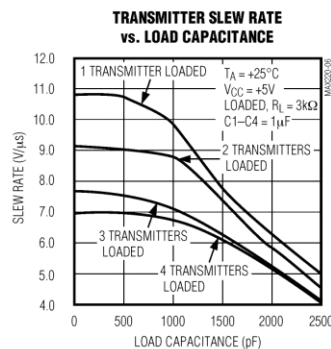
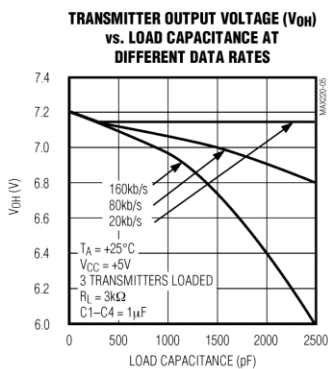
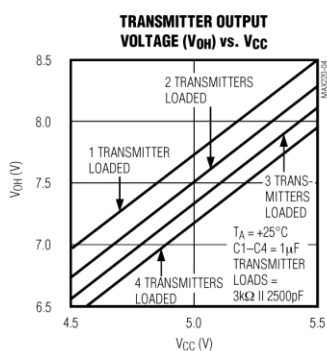
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 Input Threshold Low	$T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$	Normal operation SHDN = 5V (MAX223) SHDN = 0V (MAX235/236/240/241)	0.8	1.2		V
		Shutdown (MAX223) SHDN = 0V, EN = 5V (R_{4IN} , R_{5IN})	0.6	1.5		
RS-232 Input Threshold High	$T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$	Normal operation SHDN = 5V (MAX223) SHDN = 0V (MAX235/236/240/241)		1.7	2.4	V
		Shutdown (MAX223) SHDN = 0V, EN = 5V (R_{4IN} , R_{5IN})		1.5	2.4	
RS-232 Input Hysteresis	$V_{CC} = 5V$, no hysteresis in shutdown		0.2	0.5	1.0	V
RS-232 Input Resistance	$T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$		3	5	7	k Ω
TTL/CMOS Output Voltage Low	$I_{OUT} = 1.6mA$ (MAX231/232/233, $I_{OUT} = 3.2mA$)				0.4	V
TTL/CMOS Output Voltage High	$I_{OUT} = -1mA$		3.5	$V_{CC} - 0.4$		V
TTL/CMOS Output Leakage Current	$0V \leq R_{OUT} \leq V_{CC}$; EN = 0V (MAX223); EN = V_{CC} (MAX235-241)			0.05	± 10	μA
Receiver Output Enable Time	Normal operation	MAX223		600		ns
		MAX235/236/239/240/241		400		
Receiver Output Disable Time	Normal operation	MAX223		900		ns
		MAX235/236/239/240/241		250		
Propagation Delay	RS-232 IN to TTL/CMOS OUT, $C_L = 150pF$	Normal operation		0.5	10	μs
		SHDN = 0V (MAX223)	t_{PHLS}	4	40	
			t_{PLHS}	6	40	
Transition Region Slew Rate	MAX223/MAX230/MAX234-241, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$, $R_L = 3k\Omega$ to $7k\Omega$, $C_L = 50pF$ to $2500pF$, measured from $+3V$ to $-3V$ or $-3V$ to $+3V$		3	5.1	30	V/ μs
	MAX231/MAX232/MAX233, $T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$, $R_L = 3k\Omega$ to $7k\Omega$, $C_L = 50pF$ to $2500pF$, measured from $+3V$ to $-3V$ or $-3V$ to $+3V$			4	30	
Transmitter Output Resistance	$V_{CC} = V+ = V- = 0V$, $V_{OUT} = \pm 2V$		300			Ω
Transmitter Output Short-Circuit Current			± 10			mA

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

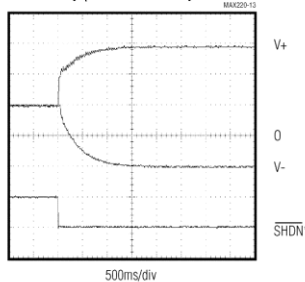
Typical Operating Characteristics

MAX220-MAX249

MAX223/MAX230-MAX241



V_+ , V_- WHEN EXITING SHUTDOWN (1µF CAPACITORS)



*SHUTDOWN POLARITY IS REVERSED FOR NON MAX241 PARTS

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS—MAX225/MAX244-MAX249

Supply Voltage (V _{CC})	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
Input Voltages		28-Pin Wide SO (derate 12.50mW/°C above +70°C)	1W
T _{IN} , ENA, ENB, ENR, ENT, ENRA,		40-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)	611mW
ENRB, ENTA, ENTB	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	44-Pin PLCC (derate 13.33mW/°C above +70°C)	1.07W
R _{IN}	±25V	Operating Temperature Ranges	
T _{OUT} (Note 5)	±15V	MAX225C_, MAX24_C_	0°C to +70°C
R _{OUT}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	MAX225E_, MAX24_E_	-40°C to +85°C
Short Circuit (one output at a time)		Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
T _{OUT} to GND	Continuous	Lead Temperature (soldering, 10s) (Note 6)	+300°C
R _{OUT} to GND	Continuous		

Note 5: Input voltage measured with transmitter output in a high-impedance state, shutdown, or V_{CC} = 0V.

Note 6: Maximum reflow temperature for the MAX225/MAX245/MAX246/MAX247 is +225°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 in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX225/MAX244-MAX249

(MAX225, V_{CC} = 5.0V ±5%; MAX244-MAX249, V_{CC} = +5.0V ±10%, external capacitors C1-C4 = 1μF; T_A = T_{MIN} to T_{MAX}; unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
RS-232 TRANSMITTERS						
Input Logic Threshold Low			1.4	0.8	V	
Input Logic Threshold High		2	1.4		V	
Logic Pullup/Input Current	Tables 1a-1d	Normal operation		10	50	μA
		Shutdown		±0.01	±1	
Data Rate	Tables 1a-1d, normal operation		120	64	kbps	
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to GND	±5	±7.5		V	
Output Leakage Current (Shutdown)	Tables 1a-1d	ENA, ENB, ENT, ENTA, ENTB = V _{CC} , V _{OUT} = ±15V		±0.01	±25	μA
		V _{CC} = 0V, V _{OUT} = ±15V		±0.01	±25	
Transmitter Output Resistance	V _{CC} = V ₊ = V ₋ = 0V, V _{OUT} = ±2V (Note 7)	300	10M		Ω	
Output Short-Circuit Current	V _{OUT} = 0V	±7	±30		mA	
RS-232 RECEIVERS						
RS-232 Input Voltage Operating Range				±25	V	
RS-232 Input Threshold Low	V _{CC} = 5V	0.8	1.3		V	
RS-232 Input Threshold High	V _{CC} = 5V		1.8	2.4	V	
RS-232 Input Hysteresis	V _{CC} = 5V	0.2	0.5	1.0	V	
RS-232 Input Resistance		3	5	7	kΩ	
TTL/CMOS Output Voltage Low	I _{OUT} = 3.2mA		0.2	0.4	V	
TTL/CMOS Output Voltage High	I _{OUT} = -1.0mA	3.5	V _{CC} - 0.2		V	
TTL/CMOS Output Short-Circuit Current	Sourcing V _{OUT} = GND	-2	-10		mA	
	Shrinking V _{OUT} = V _{CC}	10	30			
TTL/CMOS Output Leakage Current	Normal operation, outputs disabled, Tables 1a-1d, 0V ≤ V _{OUT} ≤ V _{CC} , ENR _L = V _{CC}		±0.05	±0.10	μA	

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX225/MAX244-MAX249 (continued)

(MAX225, $V_{CC} = 5.0V \pm 5\%$; MAX244-MAX249, $V_{CC} = +5.0V \pm 10\%$, external capacitors C1-C4 = 1 μ F; $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} ; unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER SUPPLY AND CONTROL LOGIC					
Operating Supply Voltage	MAX225	4.75		5.25	V
	MAX244-MAX249	4.5		5.5	
V_{CC} Supply Current (Normal Operation)	No load	MAX225	10	20	mA
		MAX244-MAX249	11	30	
	3k Ω loads on all outputs	MAX225	40		
		MAX244-MAX249	57		
Shutdown Supply Current	$T_A = +25^\circ\text{C}$		8	25	μ A
	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			50	
Control Input	Leakage current			± 1	μ A
	Threshold low		1.4	0.8	V
	Threshold high	2.4	1.4		
AC CHARACTERISTICS					
Transition Slew Rate	$C_L = 50\text{pF}$ to 2500pF , $R_L = 3\text{k}\Omega$ to $7\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 5V$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, measured from +3V to -3V or -3V to +3V	5	10	30	V/ μ s
Transmitter Propagation Delay TLL to RS-232 (Normal Operation), Figure 1	t_{PHLT}		1.3	3.5	μ s
	t_{PLHT}		1.5	3.5	
Receiver Propagation Delay TLL to RS-232 (Normal Operation), Figure 2	t_{PHLR}		0.6	1.5	μ s
	t_{PLHR}		0.6	1.5	
Receiver Propagation Delay TLL to RS-232 (Low-Power Mode), Figure 2	t_{PHLS}		0.6	10	μ s
	t_{PLHS}		3.0	10	
Transmitter + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	$t_{PHLT} - t_{PLHT}$		350		ns
Receiver + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	$t_{PHLR} - t_{PLHR}$		350		ns
Receiver-Output Enable Time, Figure 3	t_{ER}		100	500	ns
Receiver-Output Disable Time, Figure 3	t_{DR}		100	500	ns
Transmitter Enable Time	t_{ET}	MAX246-MAX249 (excludes charge-pump startup)	5		μ s
		MAX225/MAX245-MAX249 (includes charge-pump startup)	10		ms
Transmitter Disable Time, Figure 4	t_{DT}		100		ns

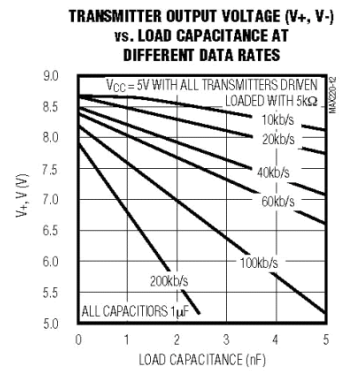
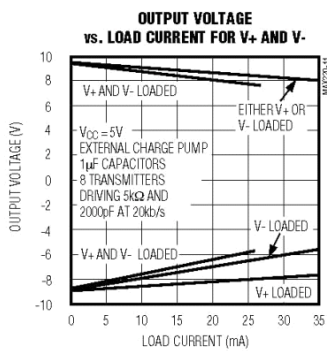
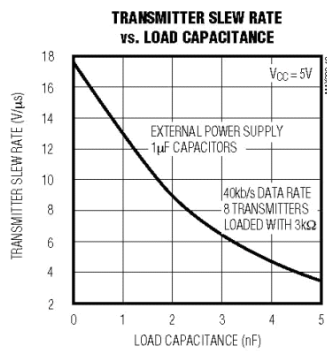
Note 7: The 300 Ω minimum specification complies with EIA/TIA-232E, but the actual resistance when in shutdown mode or $V_{CC} = 0V$ is 10M Ω as is implied by the leakage specification.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

Typical Operating Characteristics

MAX225/MAX244-MAX249



+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

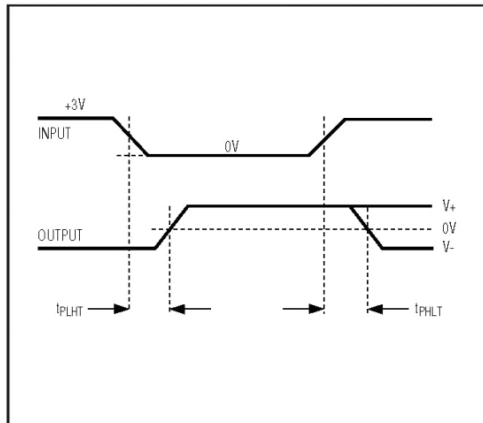


Figure 1. Transmitter Propagation-Delay Timing

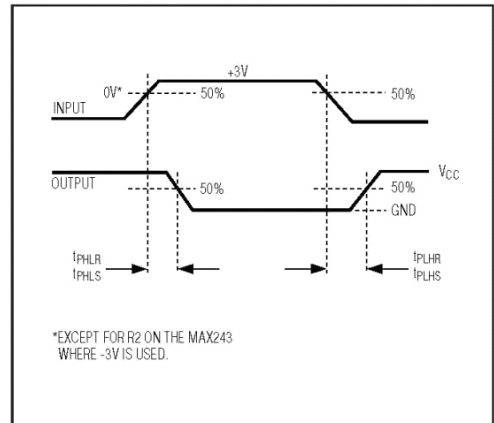


Figure 2. Receiver Propagation-Delay Timing

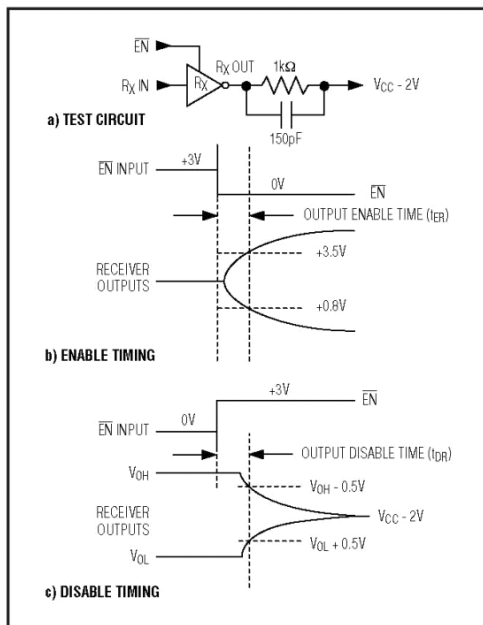


Figure 3. Receiver-Output Enable and Disable Timing

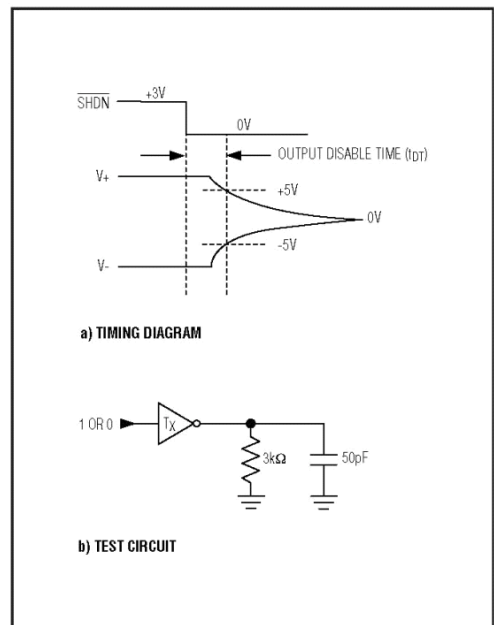


Figure 4. Transmitter-Output Disable Timing

MAXIM

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

Table 1a. MAX245 Control Pin Configurations

ENT	ENR	OPERATION STATUS	TRANSMITTERS	RECEIVERS
0	0	Normal Operation	All Active	All Active
0	1	Normal Operation	All Active	All 3-State
1	0	Shutdown	All 3-State	All Low-Power Receive Mode
1	1	Shutdown	All 3-State	All 3-State

Table 1b. MAX245 Control Pin Configurations

ENT	ENR	OPERATION STATUS	TRANSMITTERS		RECEIVERS	
			TA1-TA4	TB1-TB4	RA1-RA5	RB1-RB5
0	0	Normal Operation	All Active	All Active	All Active	All Active
0	1	Normal Operation	All Active	All Active	RA1-RA4 3-State, RA5 Active	RB1-RB4 3-State, RB5 Active
1	0	Shutdown	All 3-State	All 3-State	All Low-Power Receive Mode	All Low-Power Receive Mode
1	1	Shutdown	All 3-State	All 3-State	RA1-RA4 3-State, RA5 Low-Power Receive Mode	RB1-RB4 3-State, RB5 Low-Power Receive Mode

Table 1c. MAX246 Control Pin Configurations

ENA	ENB	OPERATION STATUS	TRANSMITTERS		RECEIVERS	
			TA1-TA4	TB1-TB4	RA1-RA5	RB1-RB5
0	0	Normal Operation	All Active	All Active	All Active	All Active
0	1	Normal Operation	All Active	All 3-State	All Active	RB1-RB4 3-State, RB5 Active
1	0	Shutdown	All 3-State	All Active	RA1-RA4 3-State, RA5 Active	All Active
1	1	Shutdown	All 3-State	All 3-State	RA1-RA4 3-State, RA5 Low-Power Receive Mode	RB1-RB4 3-State, RA5 Low-Power Receive Mode

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249
Table 1d. MAX247/MAX248/MAX249 Control Pin Configurations

ENT _A	ENT _B	EN _{RA}	EN _{RB}	OPERATION STATUS	TRANSMITTERS			RECEIVERS	
					MAX247	TA1-TA4	TB1-TB4	RA1-RA4	RB1-RB5
					MAX248	TA1-TA4	TB1-TB4	RA1-RA4	RB1-RB4
MAX249	TA1-TA3	TB1-TB3	RA1-RA5	RB1-RB5					
0	0	0	0	Normal Operation		All Active	All Active	All Active	All Active
0	0	0	1	Normal Operation		All Active	All Active	All Active	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247
0	0	1	0	Normal Operation		All Active	All Active	All 3-State	All Active
0	0	1	1	Normal Operation		All Active	All Active	All 3-State	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247
0	1	0	0	Normal Operation		All Active	All 3-State	All Active	All Active
0	1	0	1	Normal Operation		All Active	All 3-State	All Active	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247
0	1	1	0	Normal Operation		All Active	All 3-State	All 3-State	All Active
0	1	1	1	Normal Operation		All Active	All 3-State	All 3-State	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247
1	0	0	0	Normal Operation		All 3-State	All Active	All Active	All Active
1	0	0	1	Normal Operation		All 3-State	All Active	All Active	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247
1	0	1	0	Normal Operation		All 3-State	All Active	All 3-State	All Active
1	0	1	1	Normal Operation		All 3-State	All Active	All 3-State	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247
1	1	0	0	Shutdown		All 3-State	All 3-State	Low-Power Receive Mode	Low-Power Receive Mode
1	1	0	1	Shutdown		All 3-State	All 3-State	Low-Power Receive Mode	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247
1	1	1	0	Shutdown		All 3-State	All 3-State	All 3-State	Low-Power Receive Mode
1	1	1	1	Shutdown		All 3-State	All 3-State	All 3-State	All 3-State, except RB5 stays active on MAX247

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

Detailed Description

The MAX220–MAX249 contain four sections: dual charge-pump DC-DC voltage converters, RS-232 drivers, RS-232 receivers, and receiver and transmitter enable control inputs.

Dual Charge-Pump Voltage Converter

The MAX220–MAX249 have two internal charge-pumps that convert +5V to $\pm 10V$ (unloaded) for RS-232 driver operation. The first converter uses capacitor C1 to double the +5V input to +10V on C3 at the V+ output. The second converter uses capacitor C2 to invert +10V to -10V on C4 at the V- output.

A small amount of power may be drawn from the +10V (V+) and -10V (V-) outputs to power external circuitry (see the *Typical Operating Characteristics* section), except on the MAX225 and MAX245–MAX247, where these pins are not available. V+ and V- are not regulated, so the output voltage drops with increasing load current. Do not load V+ and V- to a point that violates the minimum $\pm 5V$ EIA/TIA-232E driver output voltage when sourcing current from V+ and V- to external circuitry.

When using the shutdown feature in the MAX222, MAX225, MAX230, MAX235, MAX236, MAX240, MAX241, and MAX245–MAX249, avoid using V+ and V- to power external circuitry. When these parts are shut down, V- falls to 0V, and V+ falls to +5V. For applications where a +10V external supply is applied to the V+ pin (instead of using the internal charge pump to generate +10V), the C1 capacitor must not be installed and the SHDN pin must be tied to V_{CC}. This is because V+ is internally connected to V_{CC} in shutdown mode.

RS-232 Drivers

The typical driver output voltage swing is $\pm 8V$ when loaded with a nominal 5k Ω RS-232 receiver and V_{CC} = +5V. Output swing is guaranteed to meet the EIA/TIA-232E and V.28 specification, which calls for $\pm 5V$ minimum driver output levels under worst-case conditions. These include a minimum 3k Ω load, V_{CC} = +4.5V, and maximum operating temperature. Unloaded driver output voltage ranges from (V+ -1.3V) to (V- +0.5V).

Input thresholds are both TTL and CMOS compatible. The inputs of unused drivers can be left unconnected since 400k Ω input pullup resistors to V_{CC} are built in (except for the MAX220). The pullup resistors force the outputs of unused drivers low because all drivers invert. The internal input pullup resistors typically source 12 μA , except in shutdown mode where the pullups are disabled. Driver outputs turn off and enter a high-impedance state—where leakage current is typically microamperes (maximum 25 μA)—when in shutdown

mode, in three-state mode, or when device power is removed. Outputs can be driven to $\pm 15V$. The power-supply current typically drops to 8 μA in shutdown mode. The MAX220 does not have pullup resistors to force the outputs of the unused drivers low. Connect unused inputs to GND or V_{CC}.

The MAX239 has a receiver three-state control line, and the MAX223, MAX225, MAX235, MAX236, MAX240, and MAX241 have both a receiver three-state control line and a low-power shutdown control. Table 2 shows the effects of the shutdown control and receiver three-state control on the receiver outputs.

The receiver TTL/CMOS outputs are in a high-impedance, three-state mode whenever the three-state enable line is high (for the MAX225/MAX235/MAX236/MAX239–MAX241), and are also high-impedance whenever the shutdown control line is high.

When in low-power shutdown mode, the driver outputs are turned off and their leakage current is less than 1 μA with the driver output pulled to ground. The driver output leakage remains less than 1 μA , even if the transmitter output is backdriven between 0V and (V_{CC} + 6V). Below -0.5V, the transmitter is diode clamped to ground with 1k Ω series impedance. The transmitter is also zener clamped to approximately V_{CC} + 6V, with a series impedance of 1k Ω .

The driver output slew rate is limited to less than 30V/ μs as required by the EIA/TIA-232E and V.28 specifications. Typical slew rates are 24V/ μs unloaded and 10V/ μs loaded with 3 Ω and 2500pF.

RS-232 Receivers

EIA/TIA-232E and V.28 specifications define a voltage level greater than 3V as a logic 0, so all receivers invert. Input thresholds are set at 0.8V and 2.4V, so receivers respond to TTL level inputs as well as EIA/TIA-232E and V.28 levels.

The receiver inputs withstand an input overvoltage up to $\pm 25V$ and provide input terminating resistors with

Table 2. Three-State Control of Receivers

PART	SHDN	SHDN	EN	EN(R)	RECEIVERS
MAX223	—	Low High High	X Low High	—	High Impedance Active High Impedance
MAX225	—	—	—	Low High	High Impedance Active
MAX235 MAX236 MAX240	Low Low High	—	—	Low High X	High Impedance Active High Impedance

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

nominal 5k Ω values. The receivers implement Type 1 interpretation of the fault conditions of V.28 and EIA/TIA-232E.

The receiver input hysteresis is typically 0.5V with a guaranteed minimum of 0.2V. This produces clear output transitions with slow-moving input signals, even with moderate amounts of noise and ringing. The receiver propagation delay is typically 600ns and is independent of input swing direction.

Low-Power Receive Mode

The low-power receive mode feature of the MAX223, MAX242, and MAX245-MAX249 puts the IC into shutdown mode but still allows it to receive information. This is important for applications where systems are periodically awakened to look for activity. Using low-power receive mode, the system can still receive a signal that will activate it on command and prepare it for communication at faster data rates. This operation conserves system power.

Negative Threshold—MAX243

The MAX243 is pin compatible with the MAX232A, differing only in that RS-232 cable fault protection is removed on one of the two receiver inputs. This means that control lines such as CTS and RTS can either be driven or left floating without interrupting communication. Different cables are not needed to interface with different pieces of equipment.

The input threshold of the receiver without cable fault protection is -0.8V rather than +1.4V. Its output goes positive only if the input is connected to a control line that is actively driven negative. If not driven, it defaults to the 0 or "OK to send" state. Normally, the MAX243's other receiver (+1.4V threshold) is used for the data line (TD or RD), while the negative threshold receiver is connected to the control line (DTR, DTS, CTS, RTS, etc.).

Other members of the RS-232 family implement the optional cable fault protection as specified by EIA/TIA-232E specifications. This means a receiver output goes high whenever its input is driven negative, left floating, or shorted to ground. The high output tells the serial communications IC to stop sending data. To avoid this, the control lines must either be driven or connected with jumpers to an appropriate positive voltage level.

Shutdown—MAX222-MAX242

On the MAX222, MAX235, MAX236, MAX240, and MAX241, all receivers are disabled during shutdown. On the MAX223 and MAX242, two receivers continue to operate in a reduced power mode when the chip is in shutdown. Under these conditions, the propagation delay increases to about 2.5 μ s for a high-to-low input transition. When in shutdown, the receiver acts as a CMOS inverter with no hysteresis. The MAX223 and MAX242 also have a receiver output enable input (EN for the MAX242 and EN for the MAX223) that allows receiver output control independent of SHDN (SHDN for MAX241). With all other devices, SHDN (SHDN for MAX241) also disables the receiver outputs.

The MAX225 provides five transmitters and five receivers, while the MAX245 provides ten receivers and eight transmitters. Both devices have separate receiver and transmitter-enable controls. The charge pumps turn off and the devices shut down when a logic high is applied to the ENT input. In this state, the supply current drops to less than 25 μ A and the receivers continue to operate in a low-power receive mode. Driver outputs enter a high-impedance state (three-state mode). On the MAX225, all five receivers are controlled by the ENR input. On the MAX245, eight of the receiver outputs are controlled by the ENR input, while the remaining two receivers (RA5 and RB5) are always active. RA1-RA4 and RB1-RB4 are put in a three-state mode when ENR is a logic high.

Receiver and Transmitter Enable Control Inputs

The MAX225 and MAX245-MAX249 feature transmitter and receiver enable controls.

The receivers have three modes of operation: full-speed receive (normal active), three-state (disabled), and low-power receive (enabled receivers continue to function at lower data rates). The receiver enable inputs control the full-speed receive and three-state modes. The transmitters have two modes of operation: full-speed transmit (normal active) and three-state (disabled). The transmitter enable inputs also control the shutdown mode. The device enters shutdown mode when all transmitters are disabled. Enabled receivers function in the low-power receive mode when in shutdown.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

Tables 1a–1d define the control states. The MAX244 has no control pins and is not included in these tables.

The MAX246 has ten receivers and eight drivers with two control pins, each controlling one side of the device. A logic high at the A-side control input ($\overline{\text{ENA}}$) causes the four A-side receivers and drivers to go into a three-state mode. Similarly, the B-side control input ($\overline{\text{ENB}}$) causes the four B-side drivers and receivers to go into a three-state mode. As in the MAX245, one A-side and one B-side receiver (RA5 and RB5) remain active at all times. The entire device is put into shutdown mode when both the A and B sides are disabled ($\overline{\text{ENA}} = \overline{\text{ENB}} = +5\text{V}$).

The MAX247 provides nine receivers and eight drivers with four control pins. The $\overline{\text{ENRA}}$ and $\overline{\text{ENRB}}$ receiver enable inputs each control four receiver outputs. The $\overline{\text{ENTA}}$ and $\overline{\text{ENTB}}$ transmitter enable inputs each control four drivers. The ninth receiver (RB5) is always active. The device enters shutdown mode with a logic high on both $\overline{\text{ENTA}}$ and $\overline{\text{ENTB}}$.

The MAX248 provides eight receivers and eight drivers with four control pins. The $\overline{\text{ENRA}}$ and $\overline{\text{ENRB}}$ receiver enable inputs each control four receiver outputs. The $\overline{\text{ENTA}}$ and $\overline{\text{ENTB}}$ transmitter enable inputs control four drivers each. This part does not have an always-active receiver. The device enters shutdown mode and transmitters go into a three-state mode with a logic high on both $\overline{\text{ENTA}}$ and $\overline{\text{ENTB}}$.

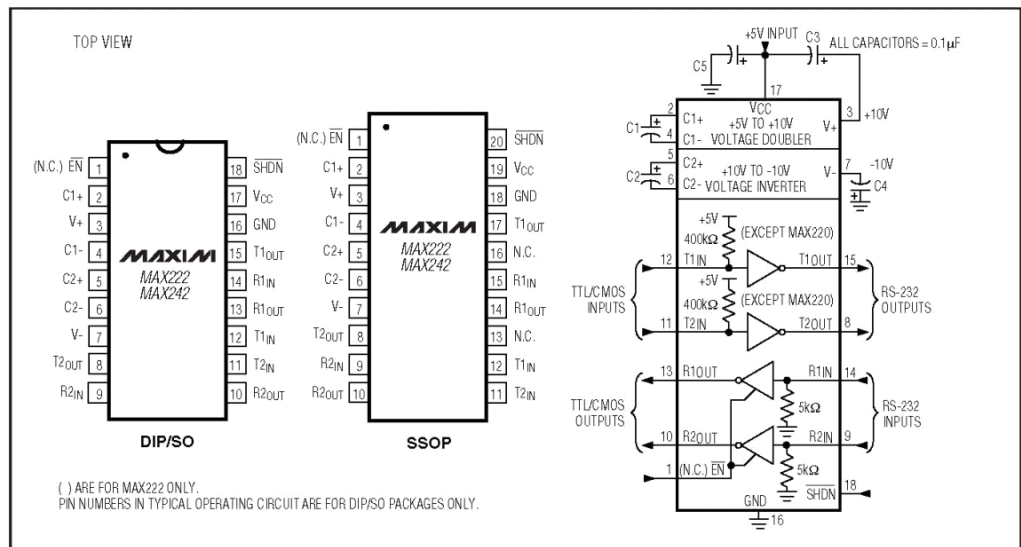
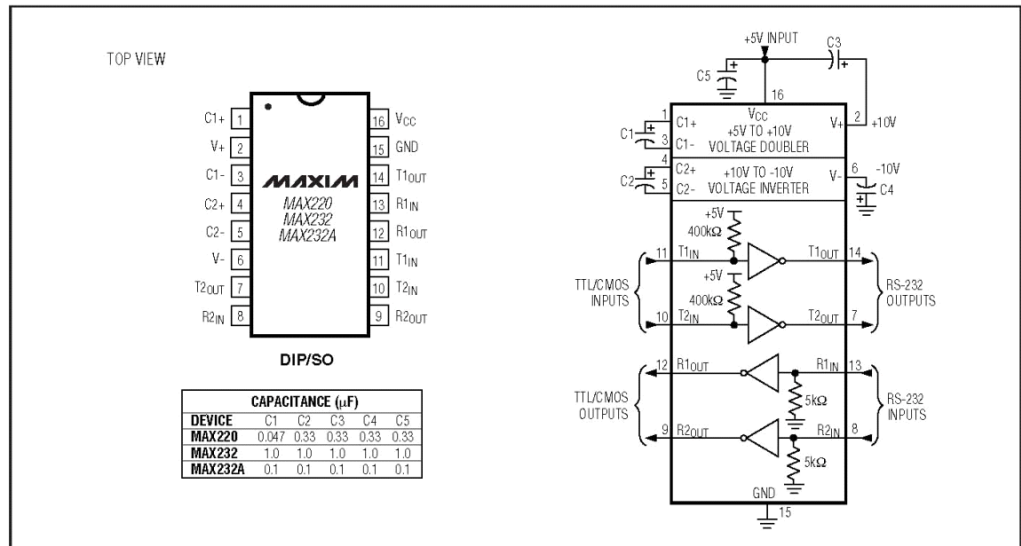
The MAX249 provides ten receivers and six drivers with four control pins. The $\overline{\text{ENRA}}$ and $\overline{\text{ENRB}}$ receiver enable inputs each control five receiver outputs. The $\overline{\text{ENTA}}$ and $\overline{\text{ENTB}}$ transmitter enable inputs control three drivers each. There is no always-active receiver. The device enters shutdown mode and transmitters go into a three-state mode with a logic high on both $\overline{\text{ENTA}}$ and $\overline{\text{ENTB}}$. In shutdown mode, active receivers operate in a low-power receive mode at data rates up to 20kb/s.

Applications Information

Figures 5 through 25 show pin configurations and typical operating circuits. In applications that are sensitive to power-supply noise, VCC should be decoupled to ground with a capacitor of the same value as C1 and C2 connected as close as possible to the device.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249



MAXIM

Apéndice M PIC 18F4455.



MICROCHIP PIC18F2455/2550/4455/4550

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

Universal Serial Bus Features:

- USB V2.0 Compliant SIE
- Low-speed (1.5 Mb/s) and full-speed (12 Mb/s)
- Supports control, interrupt, isochronous and bulk transfers
- Supports up to 32 endpoints (16 bidirectional)
- 1-Kbyte dual access RAM for USB
- On-board USB transceiver with on-chip voltage regulator
- Interface for off-chip USB transceiver
- Streaming Parallel Port (SPP) for USB streaming transfers (40/44-pin devices only)

Power Managed Modes:

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

Flexible Oscillator Structure:

- Five Crystal modes, including High-Precision PLL for USB
- Two External RC modes, up to 4 MHz
- Two External Clock modes, up to 40 MHz
- Internal oscillator block:
 - 8 user selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
 - User tunable to compensate for frequency drift
- Secondary oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Fail-Safe Clock Monitor
 - Allows for safe shutdown if any clock stops

Peripheral Highlights:

- High current sink/source: 25 mA/25 mA
- Three external interrupts
- Four Timer modules (Timer0 to Timer3)
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules:
 - Capture is 16-bit, max. resolution 6.25 ns (Tcy/16)
 - Compare is 16-bit, max. resolution 100 ns (Tcy)
 - PWM output: PWM resolution is 1 to 10-bit
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module:
 - Multiple output modes
 - Selectable polarity
 - Programmable dead-time
 - Auto-Shutdown and Auto-Restart
- Addressable USART module:
 - LIN bus support
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI™ (all 4 modes) and I²C™ Master and Slave modes
- 10-bit, up to 13-channels Analog-to-Digital Converter module (A/D) with programmable acquisition time
- Dual analog comparators with input multiplexing

Special Microcontroller Features:

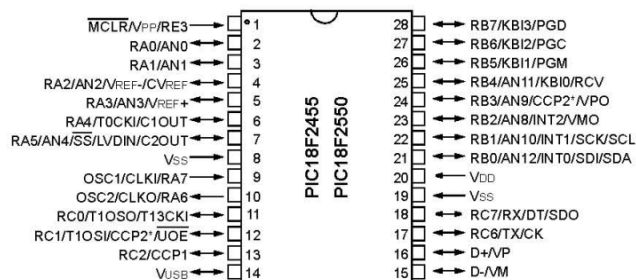
- C compiler optimized architecture with optional extended instruction set
- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle data EEPROM memory typical
- Flash/data EEPROM retention: > 40 years
- Self-programmable under software control
- Priority levels for interrupts
- 8 x 8 Single Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 41 ms to 131s
- Programmable Code Protection
- Single-supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)

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

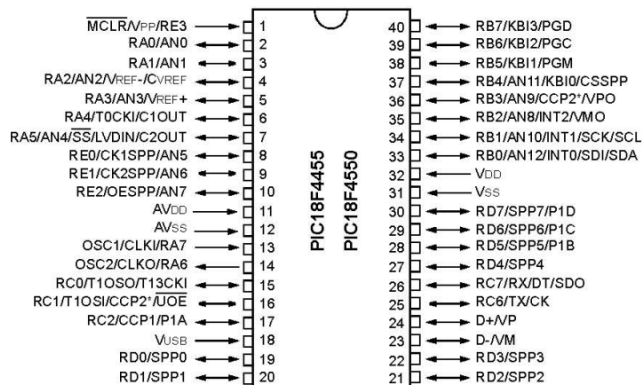
PIC18F2455/2550/4455/4550

Pin Diagrams

28-Pin SDIP, SOIC



40-Pin PDIP

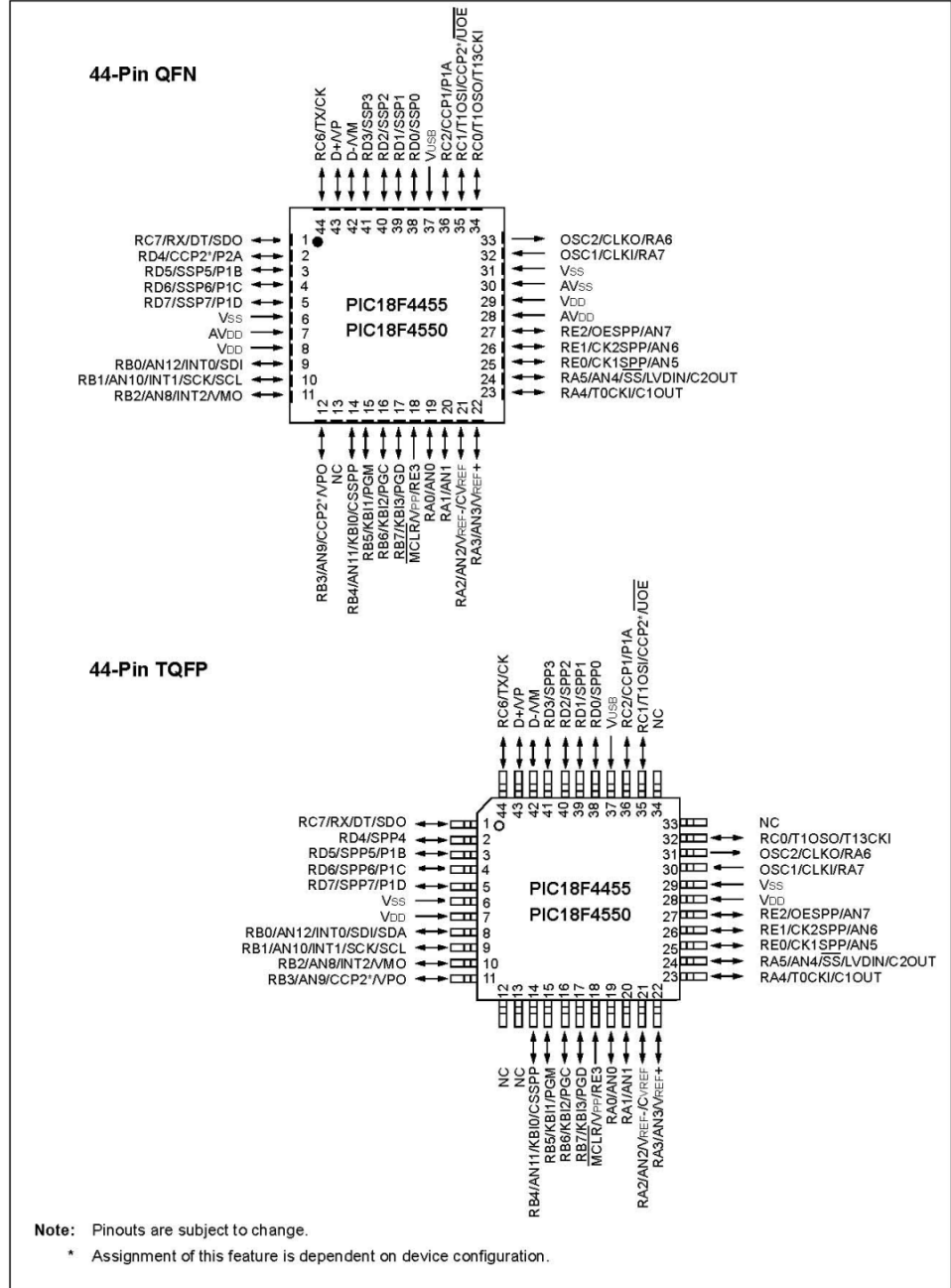


Note: Pinouts are subject to change.

* Assignment of this feature is dependent on device configuration.

PIC18F2455/2550/4455/4550

Pin Diagrams (Continued)



PIC18F2455/2550/4455/4550

NOTES:

Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is intended through suggestion only and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. No representation or warranty is given and no liability is assumed by Microchip Technology Incorporated with respect to the accuracy or use of such information, or infringement of patents or other intellectual property rights arising from such use or otherwise. Use of Microchip's products as critical components in life support systems is not authorized except with express written approval by Microchip. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any intellectual property rights.

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, dsPIC, KEELoQ, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, PRO MATE and PowerSmart are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

FilterLab, microID, MXDEV, MXLAB, PICMASTER, SEEVAL and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Accuron, Application Maestro, dsPICDEM, dsPICDEM.net, ECONOMONITOR, FanSense, FlexROM, fuzzyLAB, In-Circuit Serial Programming, ICSP, ICEPIC, microPort, Migratable Memory, MPASM, MPLIB, MPLINK, MPSIM, PICC, PICkit, PICDEM, PICDEM.net, PowerCal, PowerInfo, PowerMate, PowerTool, rLAB, rPIC, Select Mode, SmartSensor, SmartShunt, SmartTel and Total Endurance are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

Serialized Quick Turn Programming (SQTP) is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2003, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.



Microchip received QS-9000 quality system certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona in July 1999 and Mountain View, California in March 2002. The Company's quality system processes and procedures are QS-9000 compliant for its PICmicro® 8-bit MCUs, KEELoQ® code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, non-volatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001 certified.



WORLDWIDE SALES AND SERVICE

AMERICAS

Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200
Fax: 480-792-7277
Technical Support: 480-792-7627
Web Address: <http://www.microchip.com>

Atlanta

3780 Mansell Road, Suite 130
Alpharetta, GA 30022
Tel: 770-640-0034
Fax: 770-640-0307

Boston

2 Lan Drive, Suite 120
Westford, MA 01886
Tel: 978-692-3848
Fax: 978-692-3821

Chicago

333 Pierce Road, Suite 180
Itasca, IL 60143
Tel: 630-285-0071
Fax: 630-285-0075

Dallas

4570 Westgrove Drive, Suite 160
Addison, TX 75001
Tel: 972-818-7423
Fax: 972-818-2924

Detroit

Tri-Atria Office Building
32255 Northwestern Highway, Suite 190
Farmington Hills, MI 48334
Tel: 248-538-2250
Fax: 248-538-2260

Kokomo

2767 S. Albright Road
Kokomo, IN 46902
Tel: 765-864-8360
Fax: 765-864-8387

Los Angeles

18201 Von Karman, Suite 1090
Irvine, CA 92612
Tel: 949-263-1888
Fax: 949-263-1338

Phoenix

2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7966
Fax: 480-792-4338

San Jose

2107 North First Street, Suite 590
San Jose, CA 95131
Tel: 408-436-7950
Fax: 408-436-7955

Toronto

6285 Northam Drive, Suite 108
Mississauga, Ontario L4V 1X5, Canada
Tel: 905-673-0699
Fax: 905-673-6509

ASIA/PACIFIC

Australia

Suite 22, 41 Rawson Street
Epping 2121, NSW
Australia
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

China - Beijing

Unit 915
Bei Hai Wan Tai Bldg.
No. 6 Chaoyangmen Beidajie
Beijing, 100027, No. China
Tel: 86-10-85282100
Fax: 86-10-85282104

China - Chengdu

Rm. 2401-2402, 24th Floor,
Ming Xing Financial Tower
No. 88 TIDU Street
Chengdu 610016, China
Tel: 86-28-86766200
Fax: 86-28-86766599

China - Fuzhou

Unit 28F, World Trade Plaza
No. 71 Wusi Road
Fuzhou 350001, China
Tel: 86-591-7503506
Fax: 86-591-7503521

China - Hong Kong SAR

Unit 901-6, Tower 2, Metroplaza
223 Hing Fong Road
Kwai Fong, N.T., Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

China - Shanghai

Room 701, Bldg. B
Far East International Plaza
No. 317 Xian Xia Road
Shanghai, 200051
Tel: 86-21-6275-5700
Fax: 86-21-6275-5060

China - Shenzhen

Rm. 1812, 18/F, Building A, United Plaza
No. 5022 Binhe Road, Futian District
Shenzhen 518033, China
Tel: 86-755-82901380
Fax: 86-755-8295-1393

China - Shunde

Room 401, Hongjian Building
No. 2 Fengxiangnan Road, Ronggui Town
Shunde City, Guangdong 528303, China
Tel: 86-765-8395507 Fax: 86-765-8395571

China - Qingdao

Rm. B505A, Fullhope Plaza,
No. 12 Hong Kong Central Rd.
Qingdao 266071, China
Tel: 86-532-5027355 Fax: 86-532-5027205

India

Divyasree Chambers
1 Floor, Wing A (A3/A4)
No. 11, O'Shaughnessy Road
Bangalore, 560 025, India
Tel: 91-80-2290061 Fax: 91-80-2290062

Japan

Benex S-1 6F
3-18-20, Shinyokohama
Kohoku-Ku, Yokohama-shi
Kanagawa, 222-0033, Japan
Tel: 81-45-471-6166 Fax: 81-45-471-6122

Korea

168-1, Youngbo Bldg, 3 Floor
Samsung-Dong, Kangnam-Ku
Seoul, Korea 135-882
Tel: 82-2-554-7200 Fax: 82-2-558-5932 or
82-2-558-5934

Singapore

200 Middle Road
#07-02 Prime Centre
Singapore, 188980
Tel: 65-6334-8870 Fax: 65-6334-8850

Taiwan

Kaohsiung Branch
30F - 1 No. 8
Min Chuan 2nd Road
Kaohsiung 806, Taiwan
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

Taiwan

Taiwan Branch
11F-3, No. 207
Tung Hua North Road
Taipei, 105, Taiwan
Tel: 886-2-2717-7175 Fax: 886-2-2545-0139

EUROPE

Austria

Durisolstrasse 2
A-4600 Wels
Austria
Tel: 43-7242-2244-399
Fax: 43-7242-2244-393

Denmark

Regus Business Centre
Lautrup hof 1-3
Ballerup DK-2750 Denmark
Tel: 45-4420-9895 Fax: 45-4420-9910

France

Parc d'Activite du Moulin de Massy
43 Rue du Saule Trapu
Batiment A - 1er Etage
91300 Massy, France
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

Germany

Steinheilstrasse 10
D-85737 Ismaning, Germany
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

Italy

Via Quasimodo, 12
20025 Legnano (MI)
Milan, Italy
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

Netherlands

P. A. De Biesbosch 14
NL-5152 SC Drunen, Netherlands
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

United Kingdom

505 Eskdale Road
Widdersh Triangle
Wokingham
Berkshire, England RG41 5TU
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

07/28/03

Apéndice N Integrado L298



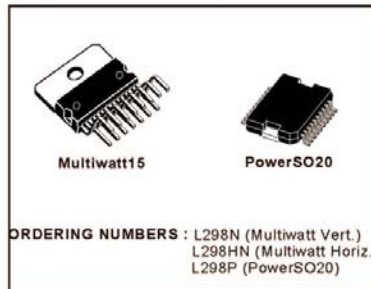
L298

DUAL FULL-BRIDGE DRIVER

- OPERATING SUPPLY VOLTAGE UP TO 46 V
- TOTAL DC CURRENT UP TO 4 A
- LOW SATURATION VOLTAGE
- OVERTEMPERATURE PROTECTION
- LOGICAL '0' INPUT VOLTAGE UP TO 1.5 V (HIGH NOISE IMMUNITY)

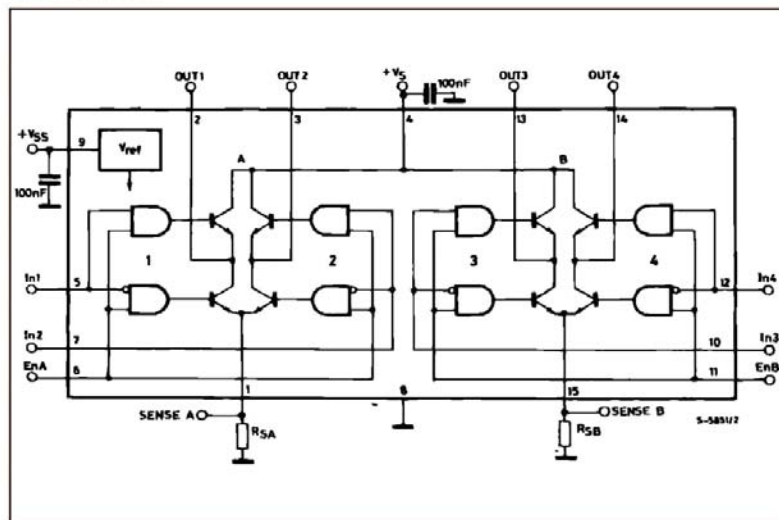
DESCRIPTION

The L298 is an integrated monolithic circuit in a 15-lead Multiwatt and PowerSO20 packages. It is a high voltage, high current dual full-bridge driver designed to accept standard TTL logic levels and drive inductive loads such as relays, solenoids, DC and stepping motors. Two enable inputs are provided to enable or disable the device independently of the input signals. The emitters of the lower transistors of each bridge are connected together and the corresponding external terminal can be used for the con-



nection of an external sensing resistor. An additional supply input is provided so that the logic works at a lower voltage.

BLOCK DIAGRAM



January 2000

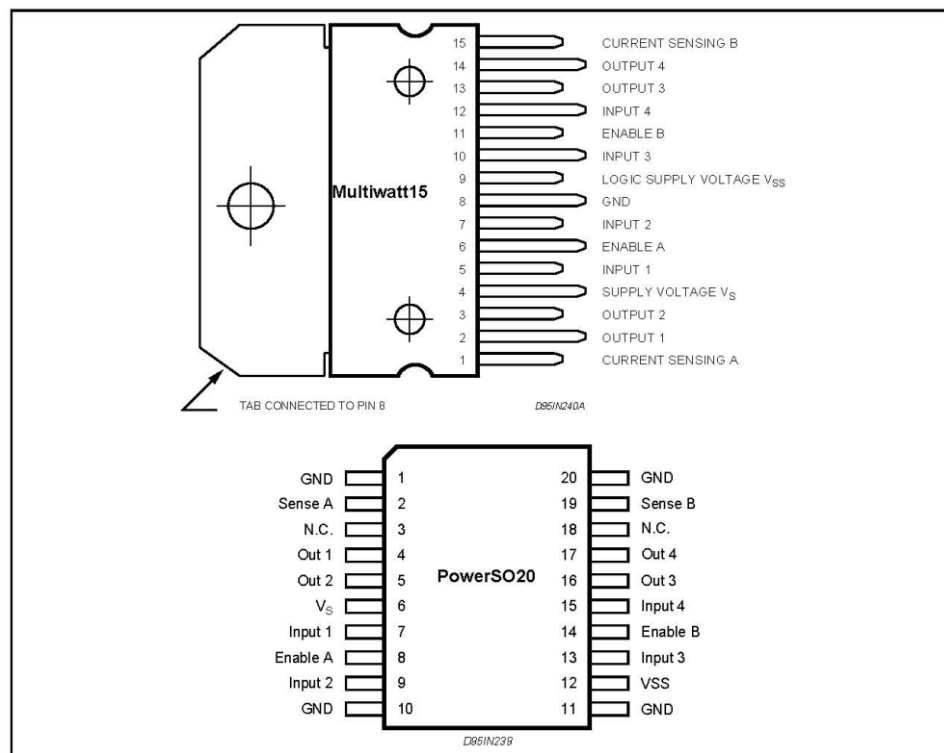
1/13

L298

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_S	Power Supply	50	V
V_{SS}	Logic Supply Voltage	7	V
V_i, V_{en}	Input and Enable Voltage	-0.3 to 7	V
I_O	Peak Output Current (each Channel)		
	- Non Repetitive ($t = 100\mu s$)	3	A
	- Repetitive (80% on -20% off, $t_{on} = 10ms$)	2.5	A
	-DC Operation	2	A
V_{sens}	Sensing Voltage	-1 to 2.3	V
P_{tot}	Total Power Dissipation ($T_{case} = 75^\circ C$)	25	W
T_{op}	Junction Operating Temperature	-25 to 130	$^\circ C$
T_{stg}, T_j	Storage and Junction Temperature	-40 to 150	$^\circ C$

PIN CONNECTIONS (top view)



THERMAL DATA

Symbol	Parameter		PowerSO20	Multiwatt15	Unit
$R_{th\ j-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max.	-	3	$^\circ C/W$
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max.	13 (*)	35	$^\circ C/W$

(*) Mounted on aluminum substrate

PIN FUNCTIONS (refer to the block diagram)

MW.15	PowerSO	Name	Function
1;15	2;19	Sense A; Sense B	Between this pin and ground is connected the sense resistor to control the current of the load.
2;3	4;5	Out 1; Out 2	Outputs of the Bridge A; the current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 1.
4	6	V _S	Supply Voltage for the Power Output Stages. A non-inductive 100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
5;7	7;9	Input 1; Input 2	TTL Compatible Inputs of the Bridge A.
6;11	8;14	Enable A; Enable B	TTL Compatible Enable Input: the L state disables the bridge A (enable A) and/or the bridge B (enable B).
8	1, 10, 11, 20	GND	Ground.
9	12	V _{SS}	Supply Voltage for the Logic Blocks. A 100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
10; 12	13;15	Input 3; Input 4	TTL Compatible Inputs of the Bridge B.
13; 14	16;17	Out 3; Out 4	Outputs of the Bridge B. The current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 15.
-	3;18	N.C.	Not Connected

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_S = 42V; V_{SS} = 5V, T_j = 25°C; unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _S	Supply Voltage (pin 4)	Operative Condition	V _{IH} +2.5		46	V
V _{SS}	Logic Supply Voltage (pin 9)		4.5	5	7	V
I _S	Quiescent Supply Current (pin 4)	V _{en} = H; I _L = 0 V _I = L V _I = H		13 50	22 70	mA mA
		V _{en} = L V _I = X			4	mA
I _{SS}	Quiescent Current from V _{SS} (pin 9)	V _{en} = H; I _L = 0 V _I = L V _I = H		24 7	36 12	mA mA
		V _{en} = L V _I = X			6	mA
V _{IL}	Input Low Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		-0.3		1.5	V
V _{IH}	Input High Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		2.3		V _{SS}	V
I _{IL}	Low Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V _I = L			-10	μA
I _{IH}	High Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V _I = H ≤ V _{SS} - 0.6V		30	100	μA
V _{en} = L	Enable Low Voltage (pins 6, 11)		-0.3		1.5	V
V _{en} = H	Enable High Voltage (pins 6, 11)		2.3		V _{SS}	V
I _{en} = L	Low Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V _{en} = L			-10	μA
I _{en} = H	High Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V _{en} = H ≤ V _{SS} - 0.6V		30	100	μA
V _{CEsat} (H)	Source Saturation Voltage	I _L = 1A I _L = 2A	0.95	1.35 2	1.7 2.7	V V
V _{CEsat} (L)	Sink Saturation Voltage	I _L = 1A (5) I _L = 2A (5)	0.85	1.2 1.7	1.6 2.3	V V
V _{CEsat}	Total Drop	I _L = 1A (5) I _L = 2A (5)	1.80		3.2 4.9	V V
V _{sens}	Sensing Voltage (pins 1, 15)		-1 (1)		2	V

L298

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
T ₁ (V _I)	Source Current Turn-off Delay	0.5 V _I to 0.9 I _L (2); (4)		1.5		μs
T ₂ (V _I)	Source Current Fall Time	0.9 I _L to 0.1 I _L (2); (4)		0.2		μs
T ₃ (V _I)	Source Current Turn-on Delay	0.5 V _I to 0.1 I _L (2); (4)		2		μs
T ₄ (V _I)	Source Current Rise Time	0.1 I _L to 0.9 I _L (2); (4)		0.7		μs
T ₅ (V _I)	Sink Current Turn-off Delay	0.5 V _I to 0.9 I _L (3); (4)		0.7		μs
T ₆ (V _I)	Sink Current Fall Time	0.9 I _L to 0.1 I _L (3); (4)		0.25		μs
T ₇ (V _I)	Sink Current Turn-on Delay	0.5 V _I to 0.9 I _L (3); (4)		1.6		μs
T ₈ (V _I)	Sink Current Rise Time	0.1 I _L to 0.9 I _L (3); (4)		0.2		μs
f _c (V _I)	Commutation Frequency	I _L = 2A		25	40	KHz
T ₁ (V _{en})	Source Current Turn-off Delay	0.5 V _{en} to 0.9 I _L (2); (4)		3		μs
T ₂ (V _{en})	Source Current Fall Time	0.9 I _L to 0.1 I _L (2); (4)		1		μs
T ₃ (V _{en})	Source Current Turn-on Delay	0.5 V _{en} to 0.1 I _L (2); (4)		0.3		μs
T ₄ (V _{en})	Source Current Rise Time	0.1 I _L to 0.9 I _L (2); (4)		0.4		μs
T ₅ (V _{en})	Sink Current Turn-off Delay	0.5 V _{en} to 0.9 I _L (3); (4)		2.2		μs
T ₆ (V _{en})	Sink Current Fall Time	0.9 I _L to 0.1 I _L (3); (4)		0.35		μs
T ₇ (V _{en})	Sink Current Turn-on Delay	0.5 V _{en} to 0.9 I _L (3); (4)		0.25		μs
T ₈ (V _{en})	Sink Current Rise Time	0.1 I _L to 0.9 I _L (3); (4)		0.1		μs

- 1) Sensing voltage can be -1 V for t ≤ 50 μsec; in steady state V_{sens} min ≥ -0.5 V.
- 2) See fig. 2.
- 3) See fig. 4.
- 4) The load must be a pure resistor.

Figure 1 : Typical Saturation Voltage vs. Output Current.

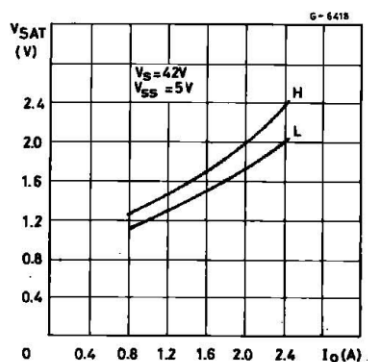
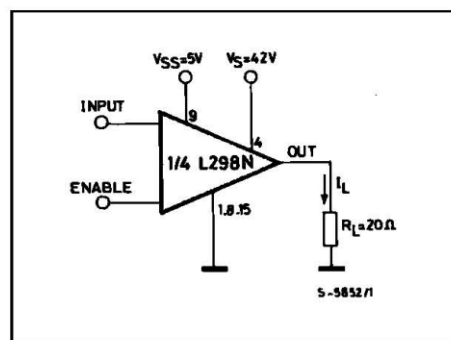


Figure 2 : Switching Times Test Circuits.



Note : For INPUT Switching, set EN = H
For ENABLE Switching, set IN = H

Figure 3 : Source Current Delay Times vs. Input or Enable Switching.

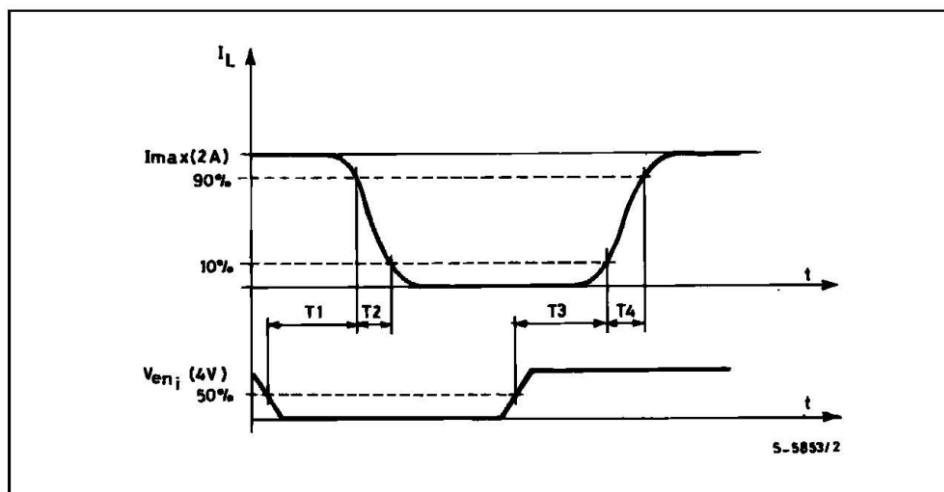
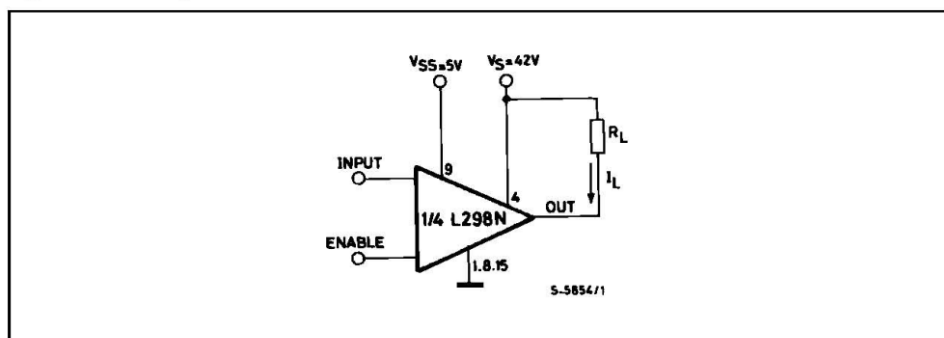


Figure 4 : Switching Times Test Circuits.



Note : For INPUT Switching, set EN = H
For ENABLE Switching, set IN = L

Figure 5 : Sink Current Delay Times vs. Input 0 V Enable Switching.

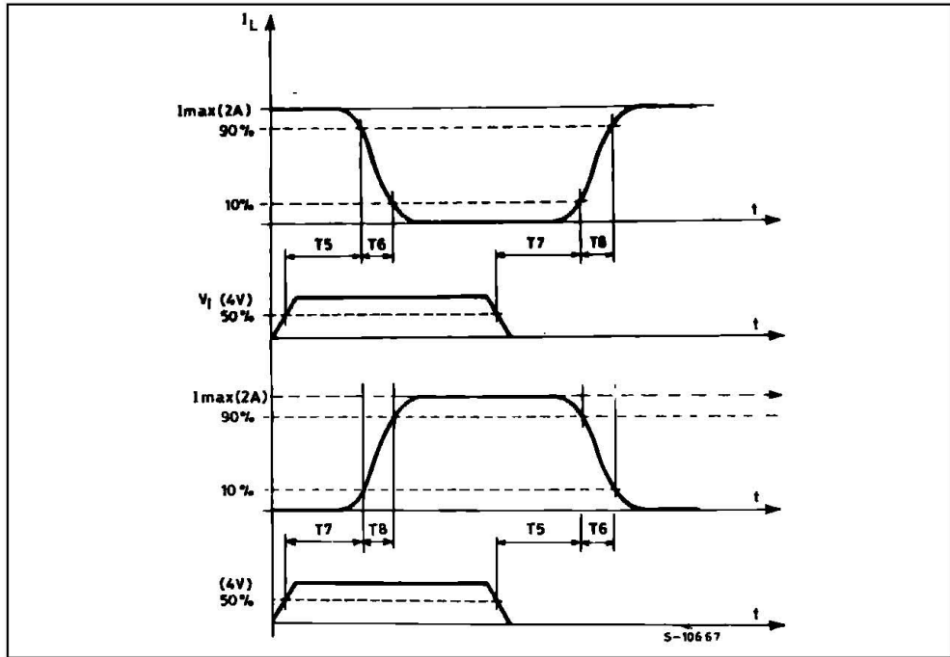


Figure 6 : Bidirectional DC Motor Control.

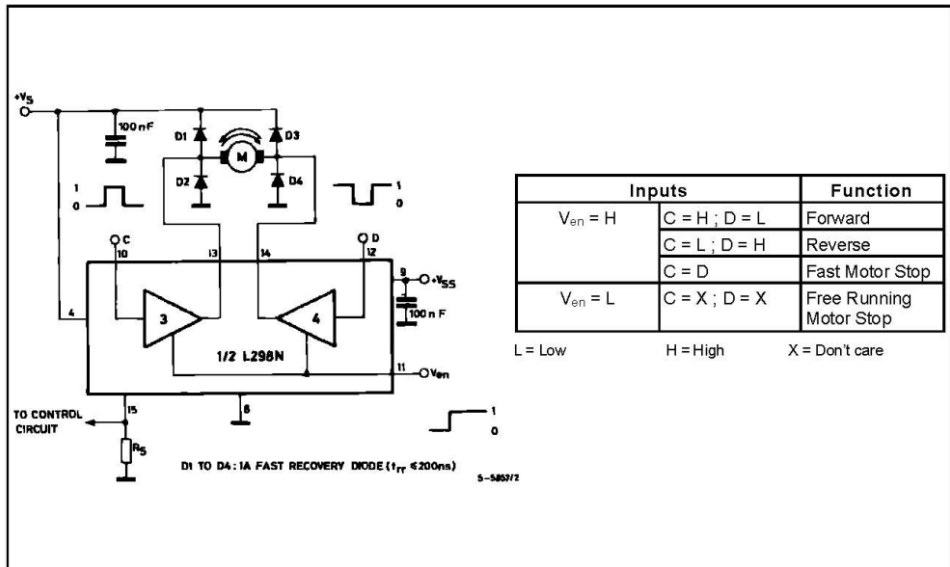
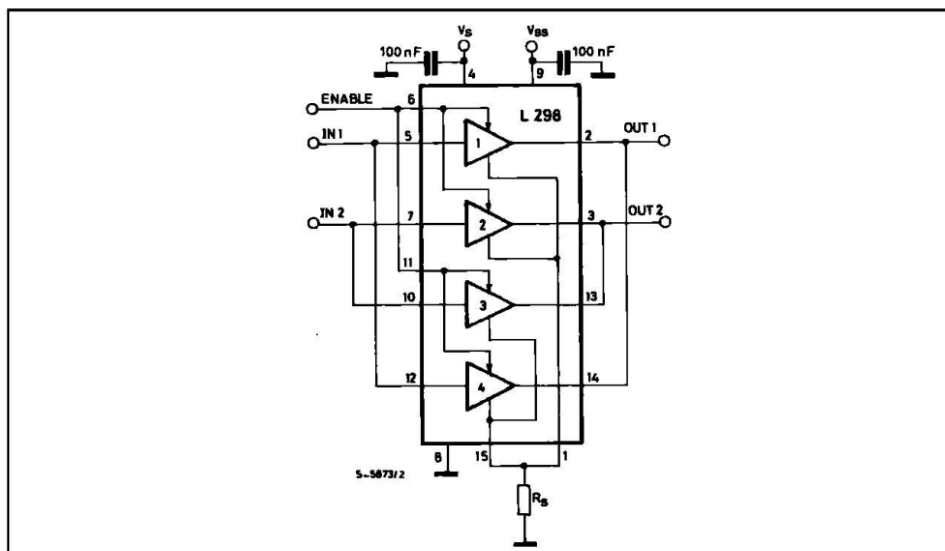


Figure 7 : For higher currents, outputs can be paralleled. Take care to parallel channel 1 with channel 4 and channel 2 with channel 3.



APPLICATION INFORMATION (Refer to the block diagram)

1.1. POWER OUTPUT STAGE

The L298 integrates two power output stages (A ; B). The power output stage is a bridge configuration and its outputs can drive an inductive load in common or differential mode, depending on the state of the inputs. The current that flows through the load comes out from the bridge at the sense output : an external resistor (R_{SA} ; R_{SB} .) allows to detect the intensity of this current.

1.2. INPUT STAGE

Each bridge is driven by means of four gates the input of which are $In1$; $In2$; EnA and $In3$; $In4$; EnB . The In inputs set the bridge state when The En input is high ; a low state of the En input inhibits the bridge. All the inputs are TTL compatible.

2. SUGGESTIONS

A non inductive capacitor, usually of 100 nF, must be foreseen between both V_s and V_{ss} , to ground, as near as possible to GND pin. When the large capacitor of the power supply is too far from the IC, a second smaller one must be foreseen near the L298.

The sense resistor, not of a wire wound type, must be grounded near the negative pole of V_s that must be near the GND pin of the I.C.

Each input must be connected to the source of the driving signals by means of a very short path.

Turn-On and Turn-Off : Before to Turn-ON the Supply Voltage and before to Turn it OFF, the Enable input must be driven to the Low state.

3. APPLICATIONS

Fig 6 shows a bidirectional DC motor control Schematic Diagram for which only one bridge is needed. The external bridge of diodes D1 to D4 is made by four fast recovery elements ($t_{rr} \leq 200$ nsec) that must be chosen of a VF as low as possible at the worst case of the load current.

The sense output voltage can be used to control the current amplitude by chopping the inputs, or to provide overcurrent protection by switching low the enable input.

The brake function (Fast motor stop) requires that the Absolute Maximum Rating of 2 Amps must never be overcome.

When the repetitive peak current needed from the load is higher than 2 Amps, a paralleled configuration can be chosen (See Fig.7).

An external bridge of diodes are required when inductive loads are driven and when the inputs of the IC are chopped ; Shottky diodes would be preferred.

L298

This solution can drive until 3 Amps In DC operation and until 3.5 Amps of a repetitive peak current.

On Fig 8 it is shown the driving of a two phase bipolar stepper motor ; the needed signals to drive the inputs of the L298 are generated, in this example, from the IC L297.

Fig 9 shows an example of P.C.B. designed for the application of Fig 8.

Figure 8 : Two Phase Bipolar Stepper Motor Circuit.

This circuit drives bipolar stepper motors with winding currents up to 2 A. The diodes are fast 2 A types.

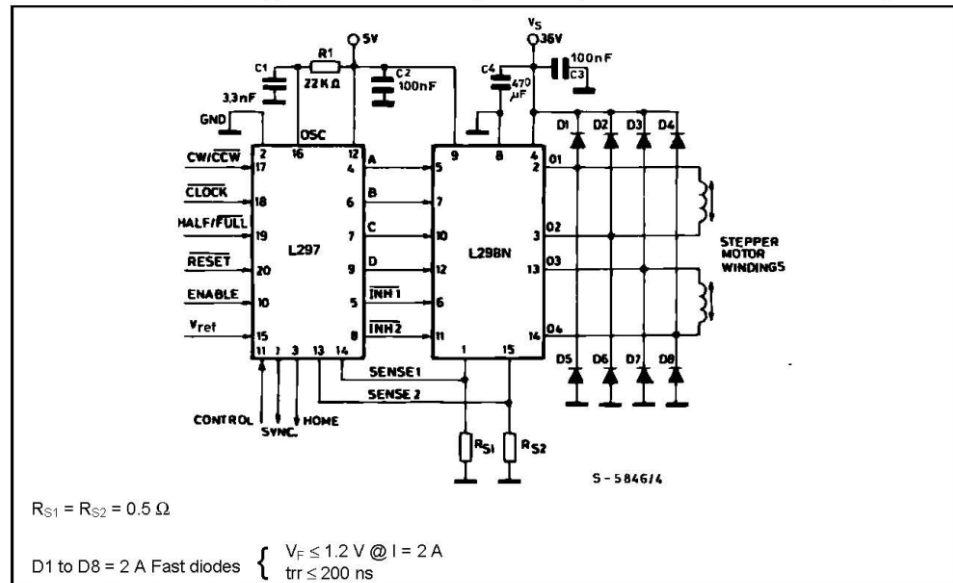


Fig 10 shows a second two phase bipolar stepper motor control circuit where the current is controlled by the I.C. L6506.

Figure 9 : Suggested Printed Circuit Board Layout for the Circuit of fig. 8 (1:1 scale).

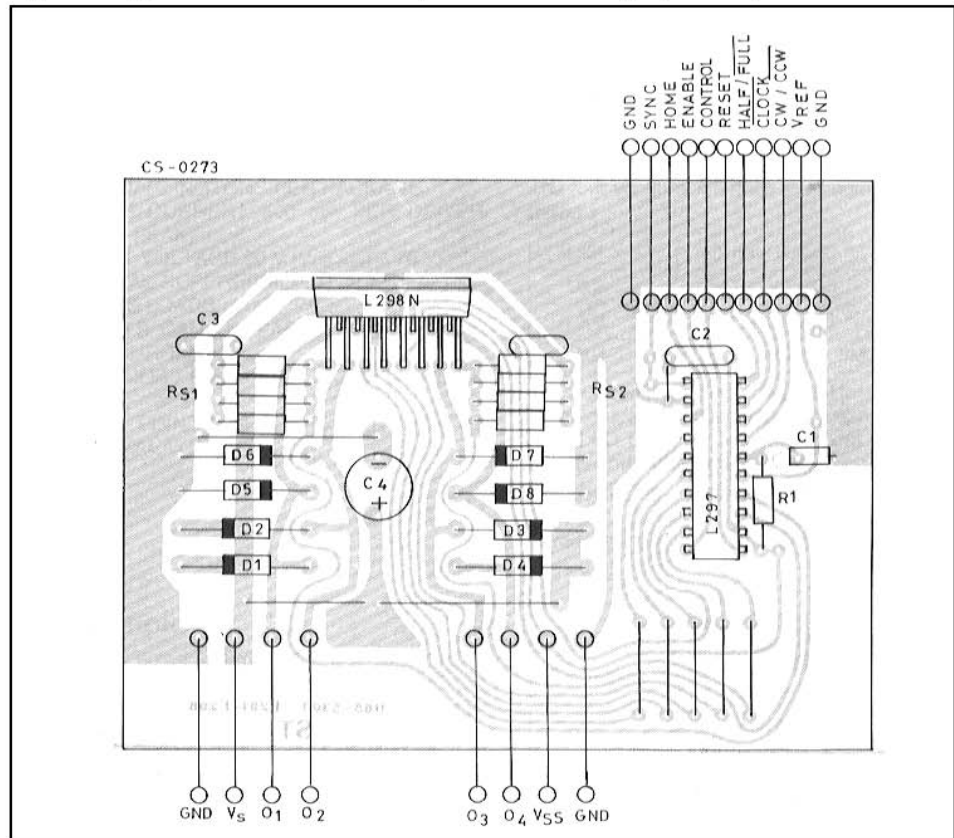
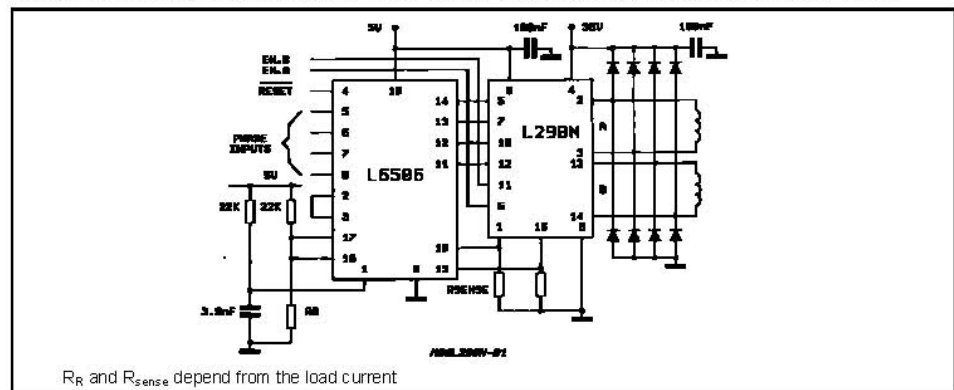


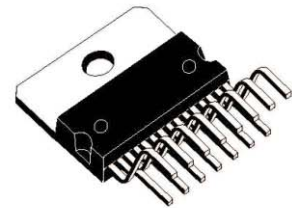
Figure 10 : Two Phase Bipolar Stepper Motor Control Circuit by Using the Current Controller L6506.



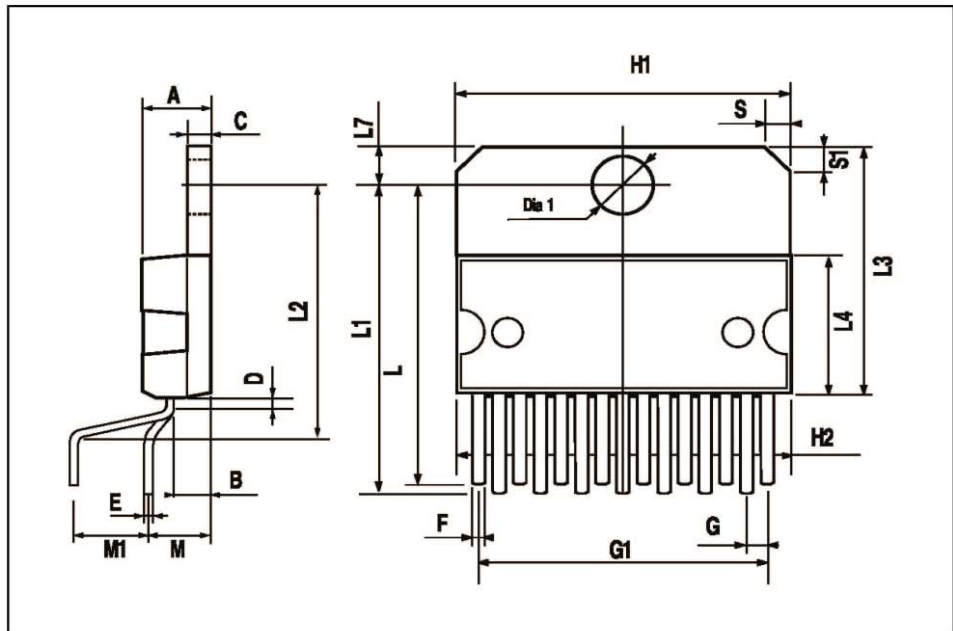
L298

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			5			0.197
B			2.65			0.104
C			1.6			0.063
D		1			0.039	
E	0.49		0.55	0.019		0.022
F	0.66		0.75	0.026		0.030
G	1.02	1.27	1.52	0.040	0.050	0.060
G1	17.53	17.78	18.03	0.690	0.700	0.710
H1	19.6			0.772		
H2			20.2			0.795
L	21.9	22.2	22.5	0.862	0.874	0.886
L1	21.7	22.1	22.5	0.854	0.870	0.886
L2	17.65		18.1	0.695		0.713
L3	17.25	17.5	17.75	0.679	0.689	0.699
L4	10.3	10.7	10.9	0.406	0.421	0.429
L7	2.65		2.9	0.104		0.114
M	4.25	4.55	4.85	0.167	0.179	0.191
M1	4.63	5.08	5.53	0.182	0.200	0.218
S	1.9		2.6	0.075		0.102
S1	1.9		2.6	0.075		0.102
Dia1	3.65		3.85	0.144		0.152

OUTLINE AND MECHANICAL DATA

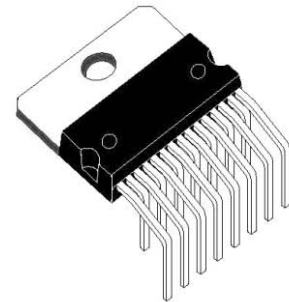


Multiwatt15 V

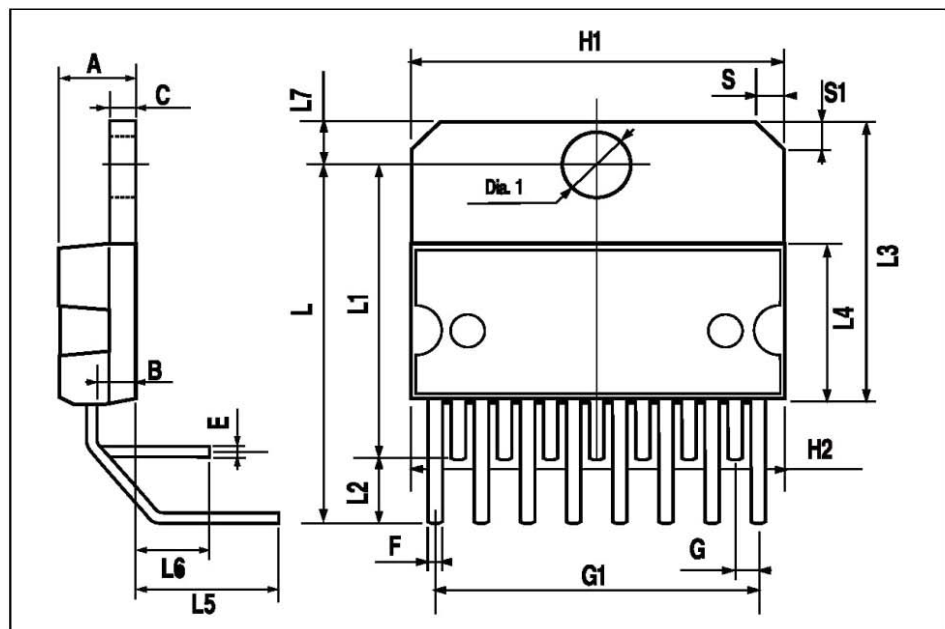


DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			5			0.197
B			2.65			0.104
C			1.6			0.063
E	0.49		0.55	0.019		0.022
F	0.66		0.75	0.026		0.030
G	1.14	1.27	1.4	0.045	0.050	0.055
G1	17.57	17.78	17.91	0.692	0.700	0.705
H1	19.6			0.772		
H2			20.2			0.795
L		20.57			0.810	
L1		18.03			0.710	
L2		2.54			0.100	
L3	17.25	17.5	17.75	0.679	0.689	0.699
L4	10.3	10.7	10.9	0.406	0.421	0.429
L5		5.28			0.208	
L6		2.38			0.094	
L7	2.65		2.9	0.104		0.114
S	1.9		2.6	0.075		0.102
S1	1.9		2.6	0.075		0.102
Dia1	3.65		3.85	0.144		0.152

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



Multiwatt15 H

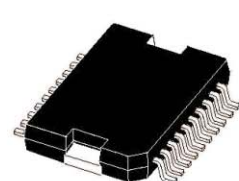


L298

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			3.6			0.142
a1	0.1		0.3	0.004		0.012
a2			3.3			0.130
a3	0		0.1	0.000		0.004
b	0.4		0.53	0.016		0.021
c	0.23		0.32	0.009		0.013
D (1)	15.8		16	0.622		0.630
D1	9.4		9.8	0.370		0.386
E	13.9		14.5	0.547		0.570
e		1.27			0.050	
e3		11.43			0.450	
E1 (1)	10.9		11.1	0.429		0.437
E2			2.9			0.114
E3	5.8		6.2	0.228		0.244
G	0		0.1	0.000		0.004
H	15.5		15.9	0.610		0.626
h			1.1			0.043
L	0.8		1.1	0.031		0.043
N	10° (max.)					
S	8° (max.)					
T		10			0.394	

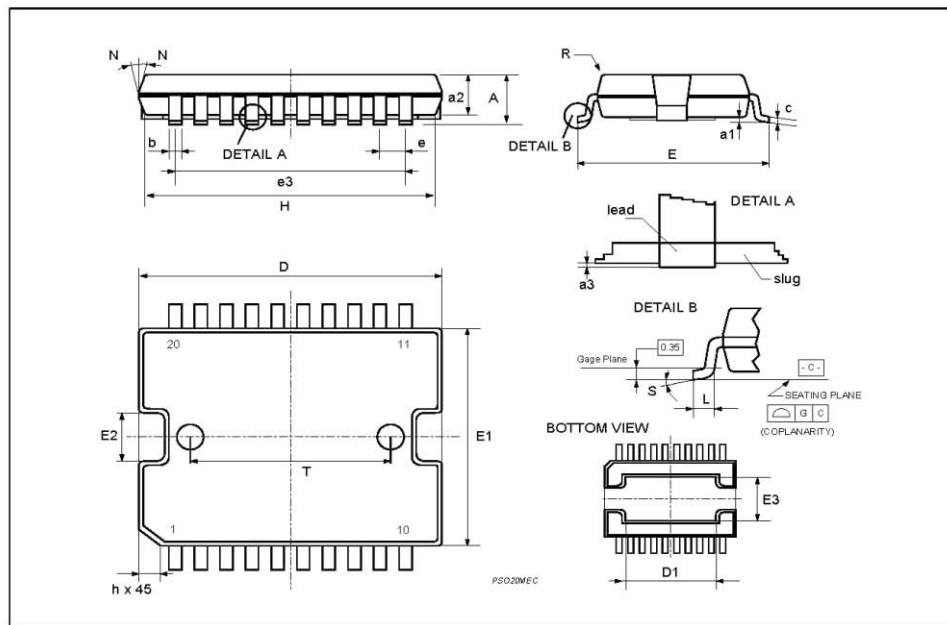
(1) "D and F" do not include mold flash or protrusions.
 - Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm (0.006").
 - Critical dimensions: "E", "G" and "a3"

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



JEDEC MO-166

PowerSO20



Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement 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 STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics
© 2000 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco -
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.
<http://www.st.com>



Apéndice O Ficha resumen de las Especificaciones del amplificador operacional.

1. Descripción.

En esta ficha se define las principales especificaciones del amplificador operacional real, y se incluye la notación utilizada y aceptada a nivel mundial.

2. Especificaciones de entrada o referidas a la entrada.

- Tensión de desviación de entrada (*input offset voltage*) $|V_{io}|$.

Valor absoluto de la tensión a aplicar entre las entradas para obtener tensión de salida nula.

- Deriva de la tensión de entrada (*input offset voltage drift*) $\left[\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T} \right]$.

Variación de la tensión de desviación de entrada con la temperatura. Se suele especificar por el valor medio en el margen de la temperatura de trabajo (Average offset voltage drift).

- Intensidad de desviación de entrada (*input offset current*) $[I_{io}]$.

Valor absoluto de la diferencia entre las intensidades absorbidas por las dos entradas, con tensión de salida nula y sin carga.

- Deriva de la intensidad de entrada (*input offset current drift*) $\left[\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T} \right]$.

Variación de la intensidad de desviación de entrada con la temperatura. Se suele especificar por el valor medio en el margen de la temperatura de trabajo (Average offset current drift).

- Intensidad de polarización de entrada (*input bias current*) $|I_B|$

Semisuma de los valores absolutos de las intensidades absorbidas por las dos entradas con tensión de modo común de entrada y tensión de salida nula en vacío.

- Tensión de ruido de entrada (*input noise voltage*)

Valor de pico a pico de la tensión de ruido en una banda de frecuencia especificada.

- Densidad de ruido de tensión de entrada (*input noise voltage density*)

Valor eficaz de la tensión de ruido en una banda de 1 (Hz) centrada en una frecuencia especificada.

- Intensidad de ruido de entrada (*input noise current*)

Valor de pico a pico de la intensidad de ruido en una banda de frecuencia especificada.

- Densidad de ruido de intensidad de entrada (*input noise current density*)

Valor eficaz de la intensidad de ruido en una banda de 1 (Hz) centrada en una frecuencia especificada.

- Impedancia de entrada en modo común (*common – mode input impedance*)

$[Z_i]$

Impedancia efectiva existente entre cada entrada y masa.

- Impedancia diferencial de entrada (*Differential input impedance*) $[Z_d]$

Impedancia efectiva existente entre las dos entradas.

• Factor de rechazo de la tensión de alimentación (*power supply voltage rejection ratio*) $[PSRR]$.

Variación de la tensión offset de la entrada con la tensión de alimentación. Si la alimentación es mixta, se determina independientemente para cada una y se define

respecto a la que tenga mayor sensibilidad dentro de todo el margen de variación de ésta. Normalmente se expresa en forma logarítmica.

$$PSRR=20\log \frac{\Delta V_{cc}}{\Delta V_{io}}$$

3. Especificaciones de salida o referidas a la salida.

- Tensión de desviación de salida (*Output offset voltage*) [V_{oo}].

Tensión existente en la salida cuando las dos entradas se conectan a masa.

- Resistencia de salida (*output offset resistance*) [R_o].

Resistencia existente entre los bornes de salida y más, en lazo abierto.

- Margen de tensión de salida (*Output voltaje swing*) [V_o].

Valor máximo de la tensión de salida que puede ser obtenido sin que el amplificador operacional sature, para una determinada resistencia de carga.

- Máxima velocidad de crecimiento de la tensión de salida (*Slew – rate*) [SR].

Valor máximo de la derivada temporal de la tensión de salida que puede ser seguido por el amplificador operacional.

$$SR = \left[\frac{\Delta v_o}{\Delta t} \right]_M$$

El SR depende del signo de la tensión de salida, generalmente es superior para tensión negativa ($SR \rightarrow SR +$):

Cuando no se especifican los valores, se refiere al menor de ellos.

4. Respuesta en frecuencia.

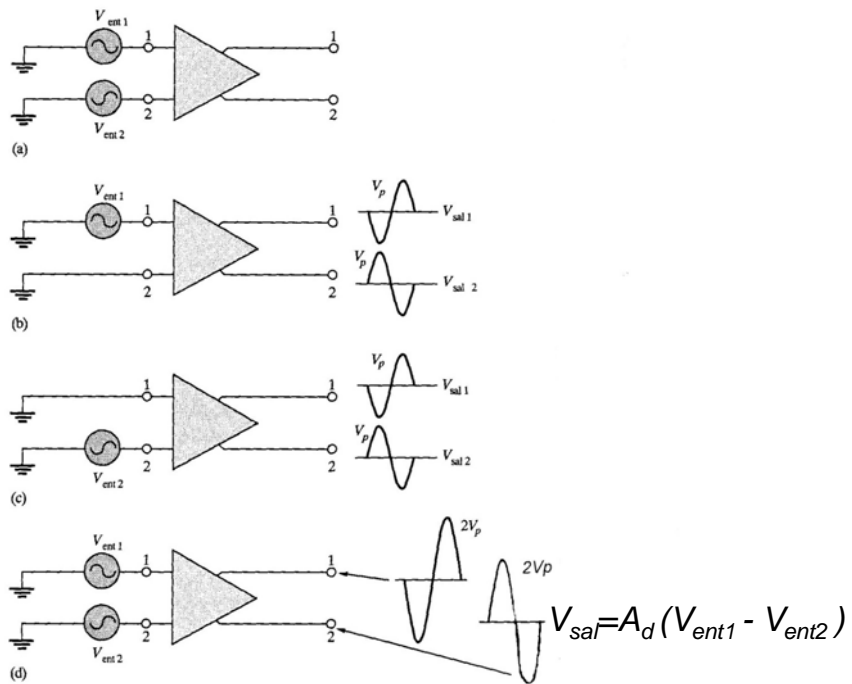
- Ganancia diferencial o en lazo abierto. (*Voltage gain/Open – loop/Diferencial – mode gain*)[A_d].

Relación entre tensión de salida y tensión diferencial de entrada ver figura a continuación.

$$A_d = \frac{V_o}{V_d}$$

o también

$$A_d = \frac{V_{sal}}{V_{ent}}$$

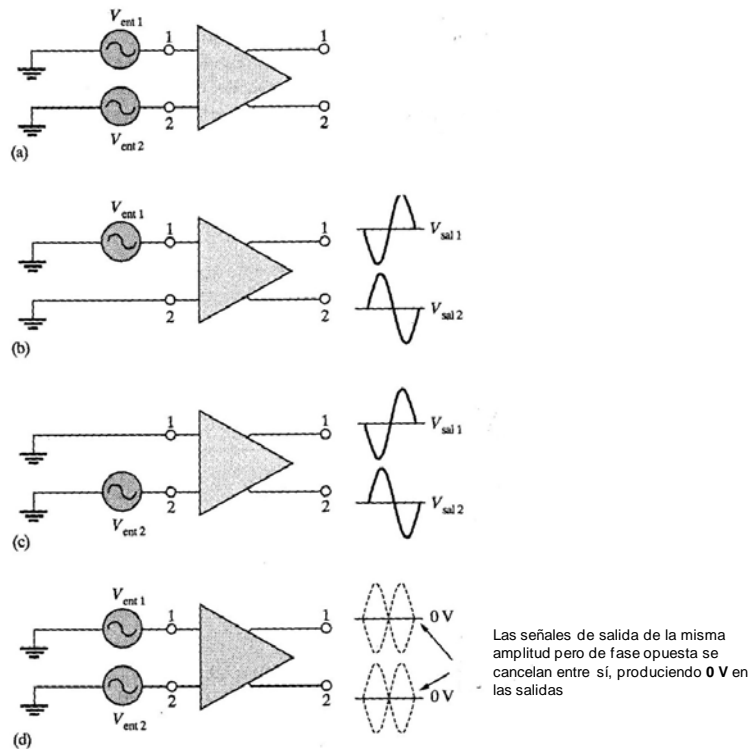


- Ganancia diferencial en modo común. (*Common – mode gain*) [A_c].
Relación entre tensión de salida y la aplicada a la unión de las dos entradas ver figura a continuación.

$$A_c = \frac{V_o}{V_c}$$

o también

$$A_c = \frac{V_{sal}}{V_{ent}}$$



$$V_{sal} = A_d (V_{ent1} - V_{ent2})$$

• Factor de rechazo en modo común. (*Common – mode rejection ratio*) [CMRR].

Relación entre las ganancias en modo diferencial y en modo común.

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$