



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

*ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL PROVENIENTE
DE UN ACELERÓMETRO MEMS*

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO

P R E S E N T A:

EFRÉN FARFÁN SUÁREZ

TUTOR:

ING. RODOLFO PETERS LAMMEL



MÉXICO D.F.

2010

Agradezco a:

A mi Madre María Del Carmen, le atribuyó este éxito ya que con su amor, su enseñanza moral, intelectual y física ha sido mi combustible para lograr lo imposible en esta vida.

A mi Padre Oliverio que me ha enriquecido para siempre con su idea constructiva y me ha enseñado hacer las cosas que no puedo hacer.

A mis hermanos Aldo Lisandro y Oliver que siempre están para apoyarme.

A Citlalli que es parte de la sinfonía de mi vida.

A mis Compañeros por darme ratos de alegría.

A mis Profesores de Carrera que me enseñaron a caminar por donde no hay camino y dejar rastro.

Al Ing. Rodolfo Peters Lammel por guiarme en este trabajo y seguir aprendiendo día con día.

A la Universidad Nacional Autónoma de México que me enseñó a vivir contento teniendo poco, buscar elegancia sin buscar el lujo, lo refinado en lugar de lo que está de moda. Ser digno sin ser respetable y ser pudiente sin ser rico. Estudiar intensamente, pensar tranquilamente y hablar suavemente, ser franco; escuchar a los ignorantes y a los sabios con el corazón abierto.

A todos aquellos que estuvieron siempre conmigo en las buenas y en las malas, muchas gracias.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1. EL ACELERÓMETRO ADXL330	
1.1. DESCRIPCIÓN GENERAL	5
1.1.1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL ACELERÓMETRO CAPACITIVO	5
1.1.2. EL ADXL330 DE ANALOG DEVICES	6
1.2. ACELERÓMETRO ADXL330 ANALOG DEVICES	6
1.2.1. TEORÍA DE OPERACIÓN	6
1.2.2. VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN DEL ACELERÓMETRO	7
1.2.3. ANCHO DE BANDA	8
1.2.4. PRUEBA DE FUNCIONAMIENTO (SELF TEST)	9
1.3. CARACTERÍSTICAS RUIDO/ANCHO DE BANDA	9
1.4. SENSIBILIDAD	10
1.5. ESQUEMA DEL ADXL330 Y DIMENSIONES	13
CAPÍTULO 2. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	
2.1. DEFINICIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	17
2.2. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL	20
2.3. CONFIGURACIONES BÁSICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	21
2.3.1. AMPLIFICADOR INVERSOR	21
2.3.2. AMPLIFICADOR NO INVERSOR	22
2.3.3. AMPLIFICADOR SEGUIDOR	23
2.4. OTRAS CONFIGURACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	23
2.4.1. AMPLIFICADOR SUMADOR	23
2.4.2. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL	24
2.4.3. AMPLIFICADOR INTEGRADOR Y DERIVADOR	24
2.4.4. AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO Y ANTILOGARITMO	25
2.5. LIMITACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	26
2.5.1. VOLTAJES Y CORRIENTES DE OFFSET	27
2.5.2. PARÁMETROS DE FRECUENCIA	28
2.5.3. SLEW-RATE	29
2.5.4. OTROS PARÁMETROS	31
CAPÍTULO 3. FILTROS ACTIVOS	
3.1. DEFINICIÓN BÁSICA DE UN FILTRO	35
3.2. POLOS Y RESPUESTA EN FRECUENCIA	37
3.2.1. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE FILTROS IDEALES	38
3.2.1.1. FILTRO PASO BAJAS	38
3.2.1.2. FILTRO PASO ALTAS	40
3.2.1.3. FILTRO PASO BANDA	41

3.3. CONFIGURACIONES DE FILTROS ACTIVOS	43
3.3.1. DEFINICIONES	44
3.3.1.1. FACTOR DE AMORTIGUAMIENTO	44
3.3.1.2. FACTOR DE CALIDAD	45
3.3.1.3. GANANCIA	45
3.3.1.4. SENSIBILIDAD	46
3.3.2. TIPOS DE RESPUESTA DEL FILTRO	46
3.3.2.1. EL BUTTERWORTH	46
3.3.2.2. EL CHEBYSHEV	47
3.3.2.3. EL BESSEL	48
3.3.2.4. OTRAS RESPUESTAS	49
3.4. CONFIGURACIÓN DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE	50
3.4.1. FILTRO PASO BAJAS	51
3.4.2. FILTRO PASO ALTAS	53
3.4.3. FILTRO PASO BANDA	55
3.4.4. FILTROS DE ORDEN SUPERIOR	56
CAPÍTULO 4. DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DEL ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DEL ACELERÓMETRO ADXL330	
4.1. OBJETIVOS	61
4.2. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA	61
4.3. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL SISTEMA	63
CAPÍTULO 5. DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL DEL ACELERÓMETRO ADXL330	
5.1. ENSAMBLE Y MONTAJE DEL ACELERÓMETRO ADXL330	67
5.2. IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO ACTIVO BUTTERWORTH DE 6º ORDEN A 30 HZ	69
5.3. IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIADOR UNITARIO	76
5.4. IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR NO INVERSOR	80
5.5. IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR SUMADOR CON GANANCIA UNITARIA E INVERSOR	83
5.6. FUENTES DE VOLTAJE	87
5.6.1. FUENTE ANALÓGICA DE +9V	87
5.6.1. FUENTE ANALÓGICA DE -9V	88
5.6.3. FUENTE ANALÓGICA DE 5V	89
5.6.4. FUENTE ANALÓGICA DE 3V PARA EL ACELERÓMETRO ADXL330	89

CAPÍTULO 6. PRUEBAS EN CONJUNTO

6.1. PRUEBAS ESTÁTICAS	93
6.2. PRUEBAS EN FILTROS ACTIVOS	97
6.3. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL ACELERÓMETRO ADXL330	99
6.4. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL ACONDICIONADOR DE SEÑAL	101
6.4.1. SEÑAL DE ENTRADA 1V Y GANANCIA DE LING ($G=1$)	101
6.4.2. SEÑAL DE ENTRADA 1V Y GANANCIA DE LING ($G=3$)	103
6.4.3. SEÑAL DE ENTRADA 1V Y GANANCIA DE LING ($G=5$)	106
6.5. PRUEBAS DE VIBRACIÓN AMBIENTAL	108
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	113
ANEXO 1	117
ANEXO 2	139
FUENTES DE CONSULTA	143

INTRODUCCIÓN

Las señales siempre han sido acondicionadas con el fin de proporcionar la fiabilidad de interpretación y manipulación alcanzando un propósito único. Por ejemplo, gracias a la manipulación y a la interpretación que dan las señales de la naturaleza, se puede pronosticar si un día será nublado, caluroso, templado o con mucho frío.

Sin embargo hay señales que provienen de diferentes sistemas en las cuales es muy difícil de interpretar o proporciona el mensaje de tal forma que la resolución no es la adecuada para describir su información. Por lo tanto es necesario un tratamiento a base de electrónica para que la señal resulte favorable al momento de querer trabajar con ella.

Este trabajo consiste en describir las señales que provienen de un acelerómetro MEMs usando los conceptos principales que han sido tomados de las materias impartidas en la carrera de Ingeniero Eléctrico- Electrónico.

También este trabajo tiene como fin el dar la pauta a diferentes aplicaciones que se le pueden dar a este sistema, como por ejemplo, medir las inclinaciones causada por pendientes en cualquier tramo o hasta el hecho de detectar sismos que puedan ayudar a la población en general, añadiendo componentes para poder realizar sistemas más complejos.

Por ese motivo, se acondiciona el sistema para poder interpretar la señal, eliminando otras señales que no estén dentro de nuestro interés y ajustando los valores para proporcionar la mejor interpretación de nuestra señal.

El acelerómetro que se usa para manipular su información es el ADXL330 cuya ventaja es su costo en comparación de los demás acelerómetros que existen en el mercado. Dadas las características de valores iniciales que arroja el acelerómetro, es importante realizar este acondicionamiento por medio de electrónica fundamental para ajustar esos valores de salida, así como las fuentes de alimentación para que el dispositivo opere. Lo más importante es que podemos tener un instrumento que podría medir movimientos tanto estáticos como dinámicos.

CAPÍTULO 1

EL ACELERÓMETRO ADXL330

CAPÍTULO 1- EL ACELERÓMETRO ADXL330

1.1- DESCRIPCIÓN GENERAL

1.1.1 -PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL ACELERÓMETRO CAPACITIVO

El principio físico de este microsistema es el efecto capacitivo por flexión de una viga, que tiene un espesor aproximado de $10\ \mu m$ incrementando el área de gravedad lateral y la capacitancia de sensado. El espesor disminuye la sensibilidad a la aceleración, cuando los ejes están paralelos a la superficie de la tierra.

En este tipo de acelerómetro existe un elemento que conecta una masa inercial en una viga conectada a dos placas que forman un capacitor. Una de las paredes está fija, la segunda pared está sujeta la masa. Cuando ocurre una aceleración la masa presiona a la placa variando la distancia entre placas asignando un valor de voltaje que es proporcional a la aceleración. En la figura 1.1 se muestra el principio físico de este acelerómetro. [6]

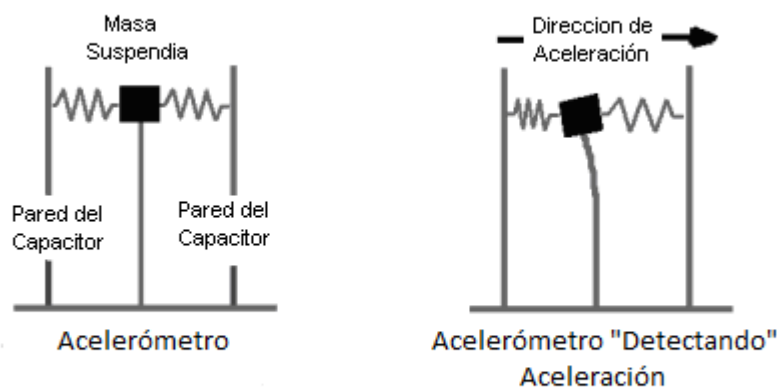


FIGURA 1.1- PRINCIPIO FÍSICO DEL ACELERÓMETRO CAPACITIVO

1.1.2-EL ADXL DE ANALOG DEVICES

Los acelerómetros de esta familia pueden ser utilizados en una gran variedad de aplicaciones con aceleraciones de baja “g”, entre ellas se puede usar como sensor de inclinación u orientación, vibraciones, choques y detección de movimientos.

Estos sensores están formados por una superficie micromecanizada (de buen funcionamiento y tamaño reducido), formado por un pequeño sensor de aceleración (aproximadamente de 1 mm^2) en un circuito integrado de silicio.

Su tecnología se realiza utilizando los mismos pasos para hacer circuitos, maquinaria o cualquier otro tipo de objeto del que se precise un óptimo comportamiento y un mejor control.

En estos sensores el límite de resolución viene delimitado por el ruido del ambiente y del propio acelerómetro. El nivel de ruido varía directamente con el ancho de banda utilizado.

1.2-ACELERÓMETRO AXDL330 ANALOG DEVICES

1.2.1-TEORÍA DE OPERACIÓN

El ADXL330 es un sistema de triple eje que se utiliza para medir aceleración en un solo circuito integrado. Puede medir aceleraciones en el rango de $\pm 3g$. Para cada eje un circuito de salida interno convierte la aceleración en una señal analógica en voltaje proporcional a la magnitud de la aceleración. El acelerómetro puede medir aceleraciones estáticas como la gravedad, permitiendo que sea utilizado como sensor de inclinación, también es usado en aplicaciones de aceleraciones dinámicas que resultan del movimiento, choques y vibraciones. En la figura 1.2 se muestra el diagrama de bloques de este dispositivo.

Se puede seleccionar el ancho de banda del acelerómetro usando un capacitor C_x, C_y y C_z en los pines de salida X_{out}, Y_{out} y Z_{out} . Estas bandas se pueden seleccionar dependiendo de la aplicación. Con un rango de 0.5 Hz a 1600 Hz para el eje X e Y , para el eje Z el rango es de 0.5Hz a 550Hz. [6]

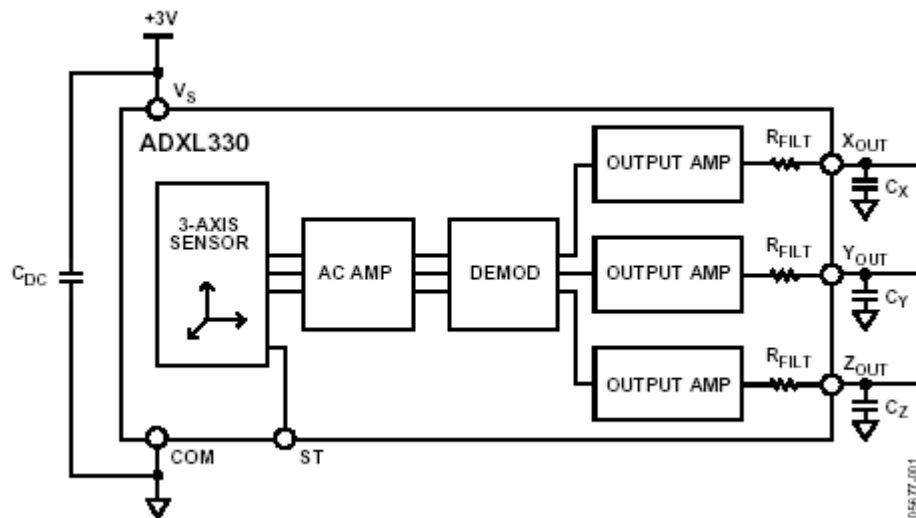


FIGURA 1.2- DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ACELERÓMETRO ADXL330

La deformación de la estructura se mide utilizando un capacitor diferencial que son dos placas fijas independientes y una placa adjunta a la masa de movimiento. Cuando la aceleración desvía la masa provoca un desequilibrio en el capacitor resultando en el sensor un voltaje cuya magnitud es proporcional a la aceleración.

Mediante técnicas de demodulación que presenta en su interior este acelerómetro podemos rectificar la señal medida y determinar la dirección de la aceleración.

La salida (una vez demodulada) es amplificada y extraída a través de una resistencia interna de $32\text{ k}\Omega$.

En este punto es justo donde se puede fijar el valor del ancho de banda (BW) para cada eje mediante un capacitor en las salidas X_{OUT} , Y_{OUT} y Z_{OUT} .

1.2.2- VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN DEL ACELERÓMETRO

El rango de alimentación V_s de este dispositivo es de 1.8V a 3.6V. Es recomendable añadir un capacitor C_{DC} al ADXL330 para reducir el ruido de la fuente de alimentación. Es necesario ya que el ruido de la fuente puede provocar errores en la medición de la aceleración en este dispositivo, el ruido

de la entrada del suministro puede aparecer a la salida de este. Por lo tanto un valor aceptable de C_{DC} es de $0.1\mu F$. Aunque se pueden seguir añadiendo en paralelo capacitores de mayor valor.

Al ser una salida radiométrica tendremos que el valor de la tensión correspondiente a la salida para $0g$ es aproximado a $\frac{V_s}{2}$. Para $V_s = 3.6V$ tendremos un valor de corriente de $375\mu A$. [6]

1.2.3-ANCHO DE BANDA

Para acondicionar el ancho de banda al ADXL330 dependiendo de la aplicación hay que añadir como se dijo anteriormente un capacitor a los pines de salida X_{OUT} , Y_{OUT} y Z_{OUT} . Al tener este capacitor se tiene en la salida un filtro paso bajas, esto permite obtener el ancho de banda, reducir el aliasing y el ruido de la señal. El ancho de banda nos fija el valor de la resolución mínima de aceleración que pueda detectar el dispositivo. Se recomienda un mínimo de $0.0047\mu F$.

La expresión de ancho de banda es la siguiente:

$$BW = \frac{1}{(2\pi)(32k\Omega)C} \quad (1.1)$$

Si $C = C_x = C_y = 0.003\mu F$. El valor máximo de ancho de banda para los ejes X e Y , es igual a $1.6kHz$.

El valor máximo de ancho de banda en el eje Z , si $C_z = 10\mu F$, será de $BW = 500Hz$. [10]

A continuación se muestra en la tabla 1 los valores de capacitores para determinados anchos de banda. [6]

Ancho de banda	Valor de Capacitancia
10 Hz	0.47 μF
50 Hz	0.10 μF
100 Hz	0.05 μF
200 Hz	0.027 μF
500 Hz	0.01 μF
5 kHz	0.001 μF

TABLA 1.1- SELECCIÓN DE LOS CAPACITORES EN LOS EJES X, Y, Z

1.2.4-PRUEBA DE FUNCIONAMIENTO (SELF TEST)

El pin **ST** sirve para realizar una prueba de funcionamiento del acelerómetro. Al conectar este pin a **Vs**, provoca una fuerza electrostática desplazando la masa en el acelerómetro. El movimiento resultante de la viga permite comprobar si el acelerómetro funciona. El cambio de esta prueba provoca una medición de -500mg que corresponde a -150mV para el eje X, 500mg correspondiente a 150 mV para el eje Y y -200mg (o -60mV) para el eje Z. El pin **ST** puede dejarse en circuito abierto o conectado a común para condiciones de uso normal. No se debe exponer nunca el pin ST a voltajes superiores a $V_s + 0,3 \text{ V}$.

1.3- CARACTERÍSTICAS RUIDO / ANCHO DE BANDA

Como se mencionó antes, en la última etapa del acelerómetro y con ayuda de un capacitor externo se determina el ancho de banda y se reduce el ruido para mejorar la resolución del acelerómetro. La resolución depende del filtro analógico formado por el capacitor y la resistencia interna de $32k\Omega$ en las salidas X_{OUT} , Y_{OUT} y Z_{OUT} . Se puede adicionar un nuevo filtro analógico para poder reducir aun más el ruido y mejorar la resolución.

El ruido del ADXL330 tiene las característica de ruido blanco Gaussiano, es decir, es un ruido que presenta todas las frecuencias posibles y se describen en términos de $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ (el ruido es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda del acelerómetro). [10]

Se debe limitar el ancho de banda a la frecuencia mínima de aplicación para aumentar al máximo la resolución, así como el rango dinámico de la aceleración. Por lo tanto tenemos las siguientes expresiones. [10]

Para los ejes X e Y los ruidos eficaces están determinados por:

$$RmsNoise | Cx, Cy = \left[\frac{280 \mu g}{(Hz)^{\frac{1}{2}}} \right] \cdot \left[(BW \cdot 1.6)^{\frac{1}{2}} \right] rms \quad (1.2)$$

Para el eje Z el ruido eficaz está determinado por:

$$RmsNoise | Cz = \left[\frac{350 \mu g}{(Hz)^{\frac{1}{2}}} \right] \cdot \left[(BW \cdot 1.6)^{\frac{1}{2}} \right] rms \quad (1.3)$$

1.4-SENSIBILIDAD

El ADXL330 se prueba y se especifica a $V_s = 3 V$; sin embargo, puede operar con V_s bajos como 1,8 V o tan alto como 3,6 V. El ADXL330 tiene una salida radiométrica, por lo tanto, la salida presenta una sensibilidad que varía proporcionalmente al voltaje de alimentación. Si $V_s = 3.6V$, la sensibilidad de la salida es aproximada a 360 mV / **g**. Si $V_s = 2V$, la salida tiene una sensibilidad aproximada a 195 mV / **g**.

La salida del acelerómetro en **0g**, también es radiométrico, por lo que nominalmente es igual a $\frac{V_s}{2}$ en todos los voltajes de alimentación. La densidad de ruido disminuye a medida que la tensión de alimentación aumenta. Esto se debe a que el factor de escala (mV/**g**) aumenta mientras que el ruido de tensión se mantiene constante. [10]

En $V_s = 3.6V$, la densidad de ruido en el eje $X-Y$ es de $230 \mu g / \sqrt{Hz}$, mientras que en $V_s = 2V$, la densidad de ruido en el eje $X-Y$ es de $350 \mu g / \sqrt{Hz}$.

Al tener diferente voltaje de alimentación la prueba de funcionamiento puede presentar variaciones, ejemplo, si se alimenta con $V_s = 3.6V$, el ADXL330 presenta una salida aproximada de $-275 mV$ para el eje X , $+275 mV$ para el eje Y y $-100 mV$ para la eje Z . Si $V_s = 2V$, la prueba de funcionamiento es aproximadamente de $-60 mV$ para el eje X , $+60 mV$ para el eje Y y $-25 mV$ para la eje Z . Al disminuir el voltaje de alimentación, disminuye las salidas de la prueba de funcionamiento.

La sensibilidad en condiciones normales es de $300 \left(\frac{mV}{g} \right)$ aproximadamente el 10% respecto al voltaje de operación $V_s = 3V$, su rango de sensibilidad va de $270 \left[\frac{mV}{g} \right]$ a $330 \left[\frac{mV}{g} \right]$. El rango de temperatura de funcionamiento es de $25^\circ C$ a $70^\circ C$.

La sensibilidad varía respecto a cambios de temperatura a razón de 0.015% por grado centígrado respecto a la temperatura ambiente ($25^\circ C$). Las siguientes gráficas ilustran este fenómeno en distintos ejes de movimiento. [6]

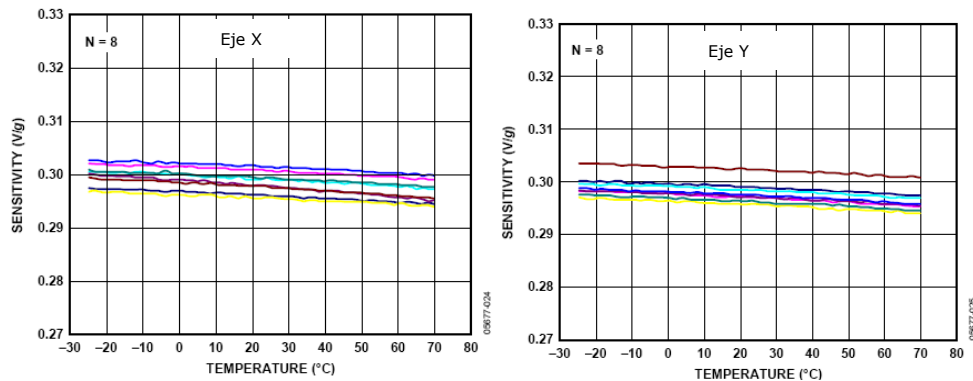


FIGURA 1.3- SENSIBILIDAD RESPECTO A LA TEMPERATURA [6]

A continuación se muestran diversas colocaciones del dispositivo con el fin de obtener los valores de cada una de las salidas en función de su posición. [6]

Sensibilidad de los Ejes de Aceleración

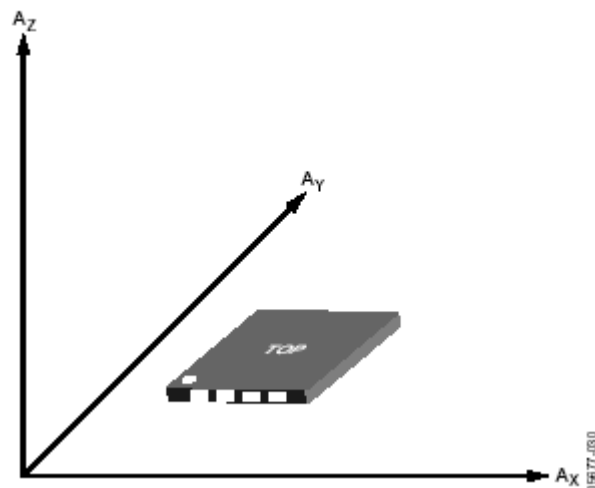


FIGURA 1.4- SENSIBILIDAD DE LOS EJES DE ACELERACIÓN

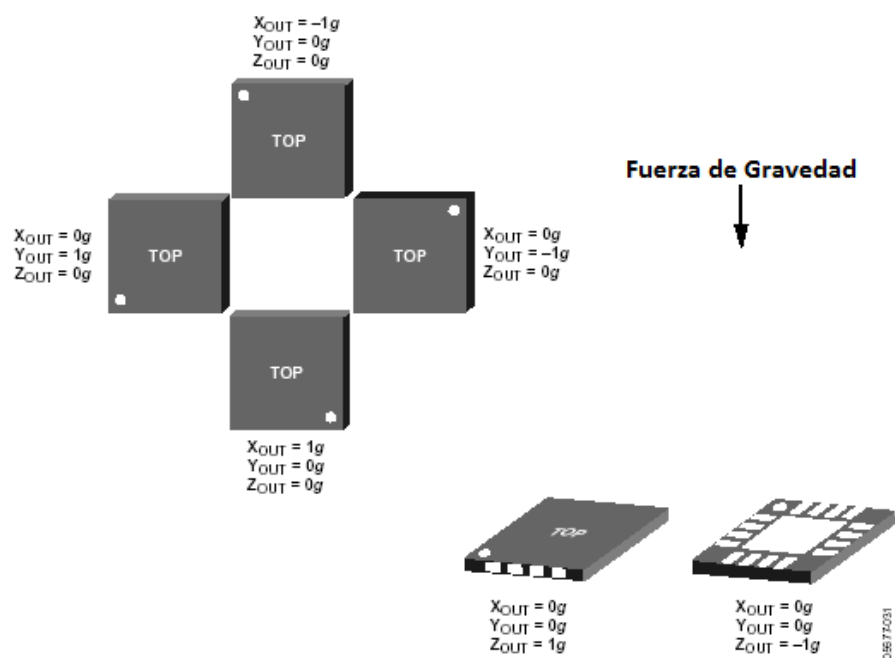


FIGURA 1.5- POSICIONES DEL ACELERÓMETRO Y SU SALIDA [6]

Para una colocación perpendicular a la gravedad se tendrá que los valores de salida en voltaje son aproximados a $\frac{V_s}{2}$. Por ejemplo, para una aceleración de $0g$ a $V_s = 3V$ el voltaje de salida es $1.5V$ aproximadamente. [6]

1.5- ESQUEMA DEL ADXL330 Y DIMENSIONES

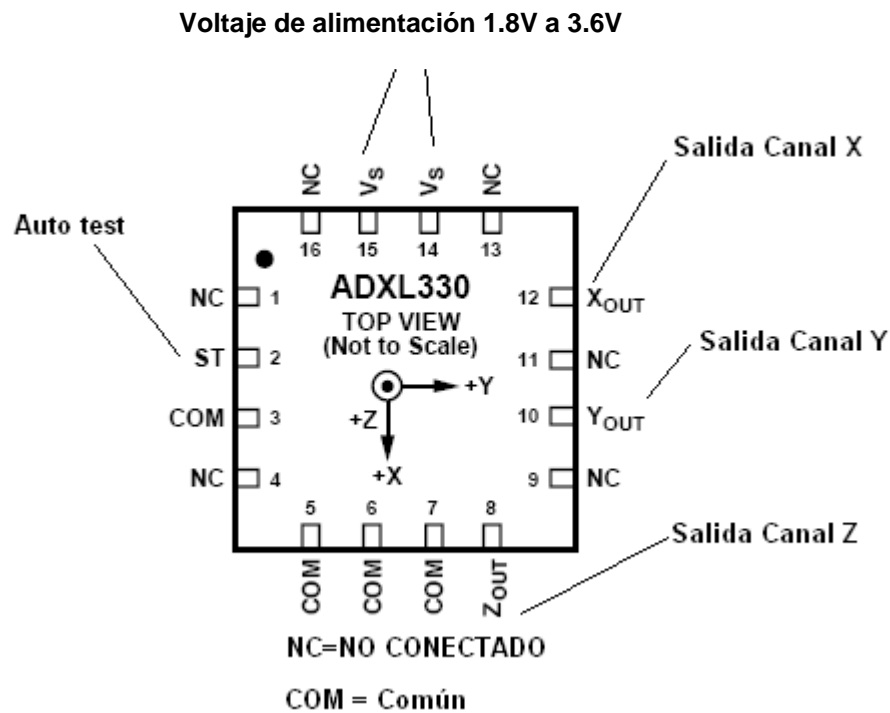


FIGURA 1.6- DISTRIBUCIÓN DE PINES DEL ADXL330

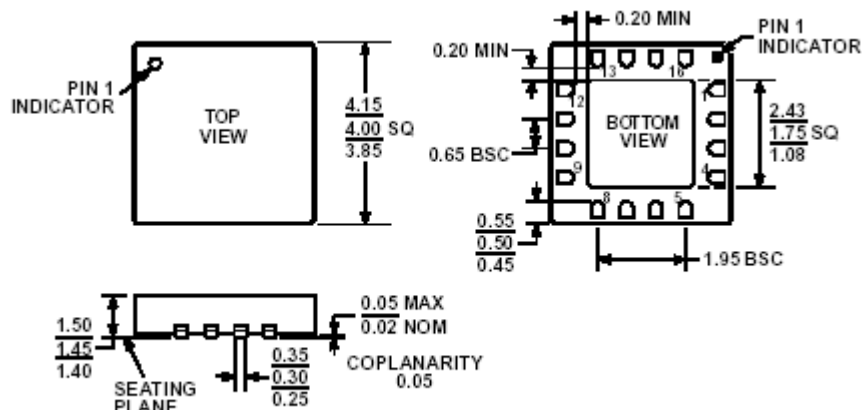


FIGURA 1.7- DIMENSIONES DEL ADXL330 EN MILÍMETROS [6]

506-A

CAPÍTULO 2

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

CAPÍTULO 2-EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

2.1- DEFINICIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El término de amplificador operacional (*operational amplifier* o *OA* o *op amp*) fue asignado alrededor de 1940 para designar una clase de amplificadores que permiten realizar una serie de operaciones tales como suma, resta, multiplicación, integración, diferenciación, importantes dentro de la computación analógica de esa época.

La aparición y desarrollo de la tecnología integrada, que permitía fabricar sobre un único sustrato monolítico de silicio gran cantidad de dispositivos, dio lugar al surgimiento de amplificadores operacionales integrados que desembocaron en una revolución dentro de las aplicaciones analógicas.

Los amplificadores basados en tecnología CMOS han surgido como parte de circuitos VLSI de mayor complejidad, aunque sus características eléctricas no pueden competir con los de la tecnología bipolar. Su campo de aplicación es más restrictivo pero su estructura sencilla y su relativa baja área de ocupación les hacen idóneos en aplicaciones donde no se necesitan altas prestaciones como son los circuitos de capacitor conmutado (*switched-capacitor*). Combinando las ventajas de los dispositivos CMOS y bipolares, la tecnología Bi-CMOS permite el diseño de excelentes amplificadores operacionales.

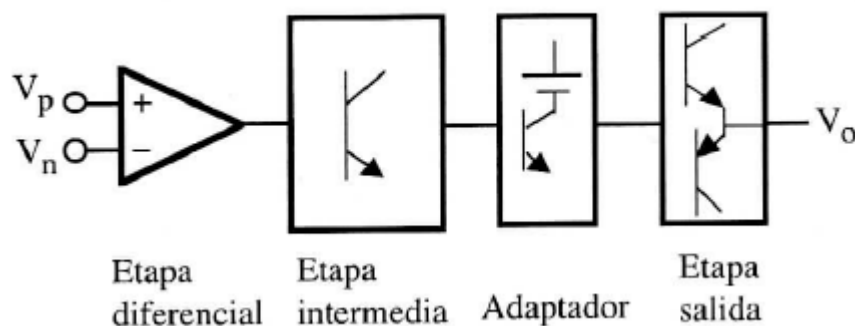


FIGURA 2.1- ETAPAS DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Los amplificadores operacionales integrados están constituidos por muy diversas y complejas configuraciones que dependen de sus componentes y de la habilidad del diseñador a la hora de combinarlas. Tradicionalmente, un amplificador operacional está formado por cuatro bloques bien diferenciados conectados en cascada: amplificador diferencial de entrada, etapa amplificadora, adaptador, desplazamiento de nivel y etapa de salida. Estos

bloques están polarizados con fuentes de corrientes, circuitos estabilizadores, adaptadores y desplazadores de nivel. La figura 2.1 muestra a nivel de bloque la configuración de un OA. La etapa diferencial presenta las siguientes características: tiene dos entradas (inversora y no inversora), su relación de rechazo en modo común es muy alto, las señales van directamente acopladas a las entradas y presentan una deriva de tensión de salida muy pequeña. El amplificador intermedio proporciona la ganancia de tensión suplementaria. Suele ser un emisor común con carga activa y está acoplada al amplificador diferencial a través de un seguidor de un amplificador en colector común de muy alta impedancia de entrada para minimizar su efecto de carga. El adaptador permite acoplar la etapa intermedia con la etapa de salida que generalmente es una clase AB. [1]

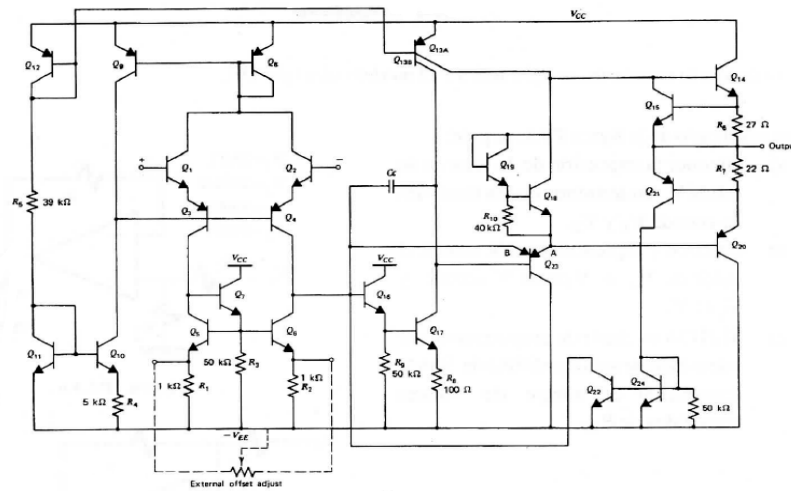


FIGURA 2.2a)- ESQUEMA DEL OPAM $\mu A741$ COMPLETO

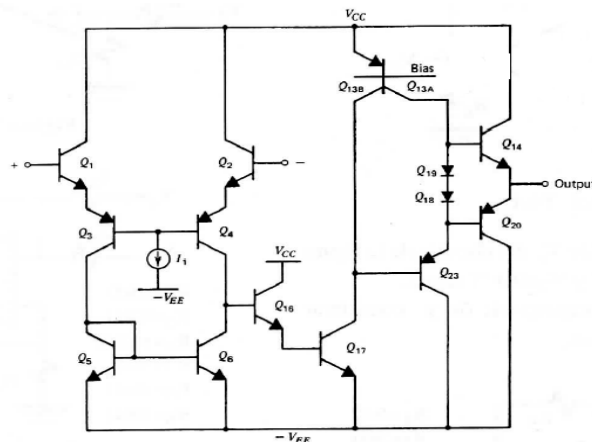


FIGURA 2.2b)- ESQUEMA DEL OPAM SIMPLIFICADO

La figura 2.2.a) describe el esquema del amplificador operacional UA741. Este amplificador mantiene la filosofía del diseño de circuitos integrados: gran número de transistores, pocas resistencias y un condensador para compensación interna. Es el resultado de la necesidad de fabricación de dispositivos integrados donde se combina área de silicio, sencillez de fabricación y calidad de los componentes. El 741 requiere dos tensiones de alimentación que normalmente son de $\pm 15V$. La figura 2.2.b) describe la versión simplificada con los elementos del circuito más importantes. En este circuito se observa la etapa diferencial constituida por los transistores Q1 y Q2, la etapa amplificadora intermedia por Q16, Q17 y Q23, y la etapa de salida *push-pull* por Q14 y Q20 también conocida como etapa de potencia.

Es un amplificador de ganancia extraordinaria. Por ejemplo, el UA741 tiene una ganancia de 200,000 y el OP-77 (Precisión Monolithics) de 12,000,000. En la figura 2.3 se muestra el símbolo de un OA. Aunque no se indica explícitamente, los OA son alimentados con tensiones simétricas de valor $\pm V_{cc}$; recientemente han sido puestos en el mercado OA de polarización simple (*single supply*). Las entradas, identificadas por signos positivos y negativos, son denominadas entrada inversora y no inversora. Si denominamos V_p y V_n a las tensiones aplicadas a la entrada de un OA, se define la tensión de entrada en modo diferencial (V_d) y modo común (V_c) como: [11]

$$V_d = V_p - V_n \dots\dots\dots (2.1)$$

$$V_c = \frac{V_p + V_n}{2} \dots\dots\dots (2.2)$$

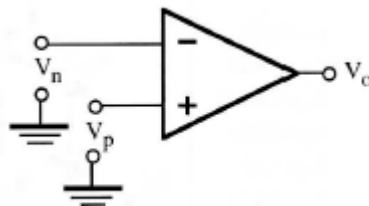


FIGURA 2.3 – REPRESENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

La tensión de salida se expresa como:

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c \dots\dots\dots (2.3)$$

La A_d , denominada ganancia en modo diferencial, viene reflejada en las hojas de características del OA como *Large Signal Voltage Gain* o *Open Loop Voltage Gain*. La A_c , o ganancia en modo común no se indica directamente, sino a través del parámetro de relación de rechazo en modo común o CMRR (*Common-Mode Rejection Ratio*) definido como:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \text{ o } CMRR(dB) = 20 \log \frac{A_d}{A_c} \dots\dots\dots (2.4)$$

El UA741 tiene un CMRR típico de 90dB. Fácilmente se demuestra que sustituyendo la ecuación 2.4 en 2.3 resulta:

$$V_o = A_d V_d \left(1 + \frac{1}{CMRR} \frac{V_c}{V_d} \right) \dots\dots\dots (2.5)$$

2.2.- EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

Un OA ideal, indicado esquemáticamente en la figura 2.4, presenta las siguientes características:

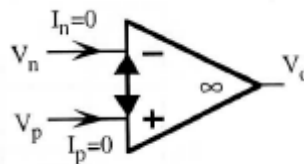


FIGURA 2.4- AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

- 1) Resistencia de entrada ∞ .
- 2) Resistencia de salida 0.
- 3) Ganancia en tensión en modo diferencial ∞ .
- 4) Ganancia en tensión en modo común 0 (CMRR= ∞).
- 5) Corrientes de entrada nulas ($I_p = I_n = 0$).
- 6) Ancho de banda ∞ .
- 7) Ausencia de desviación con la temperatura.

Las características 1) y 2) definen, desde el punto de vista de impedancias, a un amplificador de tensión ideal que no está afectado por el valor de la carga que se conecta a su salida. Por otra parte, las características 4) y 5) aplicadas a la ecuación (2.3) crean una indeterminación ya que al ser $A_d = \infty \Rightarrow V_0 = A_d V_d$ debería ser infinito. Sin embargo, esa indeterminación se resuelve cuando $V_d = 0$; el producto $A_d V_d$ da como resultado un valor finito. Por ello, la entrada del OA ideal tiene corrientes de entrada nulas ($I_p = I_n = 0$) y verifica que $V_p = V_n$ (en el caso de realimentación negativa); este modelo simplifica mucho el análisis de circuitos basados en el OA. El modelo del OA ideal solo es un concepto idealizado del OA real que sin embargo resulta muy práctico y se acerca con mucha exactitud al comportamiento real de estos circuitos. [11]

2.3- CONFIGURACIONES BÁSICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

2.3.1-AMPLIFICADOR INVERSOR

La ganancia en tensión del amplificador inversor (figura 2.5) se obtiene analizando el circuito y aplicando características del OA ideal. Si las corrientes a través de las líneas de entrada son nulas, se cumple:

$$\frac{V_i - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_0}{R_2} \dots\dots\dots (2.6)$$

En el OA ideal $V_n = V_p$. Pero en este caso $V_p = 0 \Rightarrow V_n = 0$, y por ello, a este nodo se le denomina tierra virtual al tener una tensión de 0. Si $V_n = 0$, sustituyendo en la ecuación 2.6 resulta que la ganancia vale:

$$A = \frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \dots\dots\dots (2.7)$$

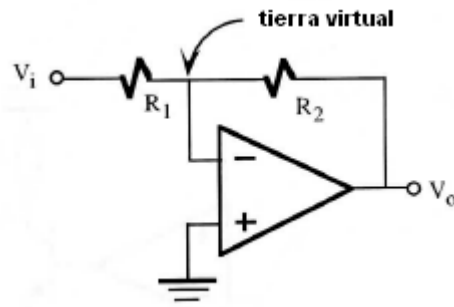


FIGURA 2.5- AMPLIFICADOR INVERSOR

El término inversor es debido al signo negativo de esta expresión que indica un desfase de 180° entre la entrada y salida. La impedancia de entrada de este circuito es R_1 . [11]

2.3.2-AMPLIFICADOR NO INVERSOR

La ganancia en tensión del amplificador no inversor (figura 2.6) se resuelve de manera similar al caso anterior a partir de las siguientes ecuaciones:

$$V_n = \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_o \quad V_n = V_p = V_i \dots\dots\dots (2.8)$$

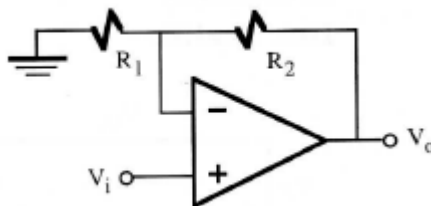


FIGURA 2.6- AMPLIFICADOR NO INVERSOR

resultando que

$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \dots\dots\dots (2.9)$$

La impedancia de entrada es ∞ .

2.3.3-AMPLIFICADOR SEGUIDOR

La configuración seguidor (figura 2.7) tiene una ganancia $A_v = 1$, pero la impedancia de entrada y salida de este circuito valen $Z_i \cong A_d R_i$ y $Z_o \cong \frac{R_o}{A_d}$, siendo R_i y R_o las impedancias de entrada y salida del OA. Por ejemplo, el UA741 tiene las siguientes características: $A_d = 200000$, $R_i = 1M\Omega$ y $R_o = 75\Omega$. Aplicando las anteriores relaciones, se obtiene que las impedancias de entrada y salida del seguidor valen $Z_i = 2 \times 10^{10} \Omega$ y $Z_o = 3.7 \times 10^{-4} \Omega$. [11]

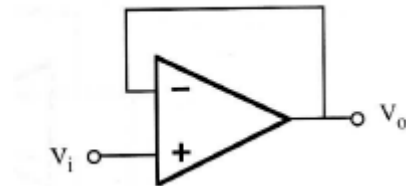


FIGURA 2.7. AMPLIFICADOR SEGUIDOR

2.4- OTRAS CONFIGURACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

2.4.1-AMPLIFICADOR SUMADOR

El circuito mostrado en la figura 2.8, como su propio nombre indica, permite sumar algebraicamente varias señales analógicas. La tensión de salida se expresa en términos de la tensión de entrada como:

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right) = -R_f \left(\sum_{i=1}^N \frac{V_i}{R_i} \right) \dots \dots \dots (2.10)$$

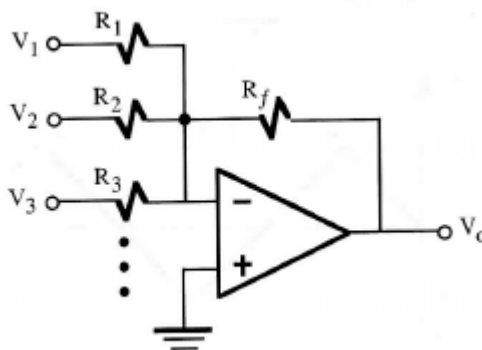


FIGURA 2.8- AMPLIFICADOR SUMADOR

2.4.2-AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Analizando el circuito de la figura 2.9, fácilmente se obtiene la siguiente expresión:

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 \right) \dots\dots\dots (2.11)$$

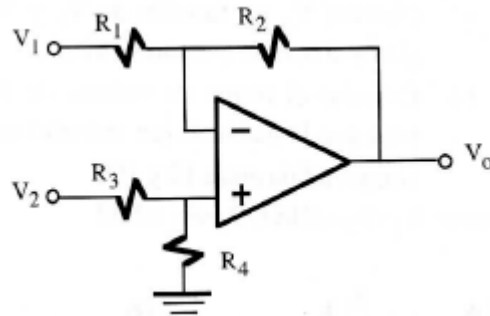


FIGURA 2.9- AMPLIFICADOR RESTADOR

Si se verifica la siguiente relación entre las resistencias:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \dots\dots\dots (2.12)$$

Se obtiene la expresión simplificada que indica el voltaje de salida es función de la diferencia de los voltajes de entrada:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \dots\dots\dots (2.13)$$

2.4.3-AMPLIFICADOR INTEGRADOR Y DERIVADOR

Un integrador se obtiene sustituyendo en la configuración inversora la resistencia de realimentación por un capacitor. La relación que existe entre la tensión y corriente a través de un capacitor es:

$$I = C \frac{dV}{dt} \dots\dots\dots (2.14)$$

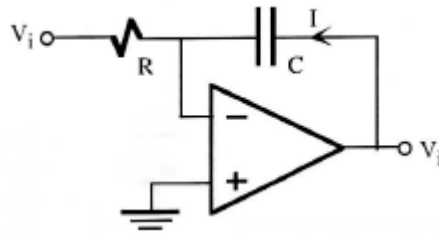


FIGURA 2.10- AMPLIFICADOR INTEGRADOR

Al aplicar esta ecuación al circuito de la figura 2.10 resulta que la tensión de salida es la integral de una señal analógica a la entrada:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i(t) dt + C \dots\dots\dots (2.15)$$

Donde C depende de la carga inicial del capacitor. El circuito dual mostrado en la figura 2.11 implementa la ecuación diferencial.

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} \dots\dots\dots (2.16)$$

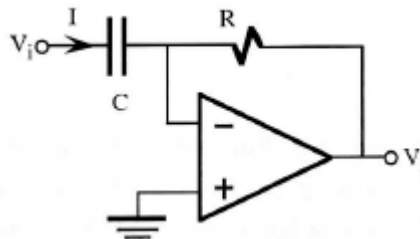


FIGURA 2.11- AMPLIFICADOR DERIVADOR

2.4.4-AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO Y ANTILOGARITMO

Un amplificador inversor cuya resistencia de realimentación es sustituida por un diodo, tal como se muestra en la figura 2.12a), se comporta como un circuito cuya salida es proporcional al logaritmo de la tensión de entrada. Esta relación se obtiene a partir de la característica tensión corriente del diodo que aplicado a este circuito es:

$$I_d = I_S \left(\exp \left(\frac{-V_o}{\eta V_T} \right) - 1 \right) \dots\dots\dots (2.17)$$

En el caso de que $-V_0/nV_T \gg 1$, el 1 es despreciable frente al término exponencial. Y como $V_i = I_D R$, la relación logarítmica buscada es:

$$V_0 = -nV_T \ln \frac{V_i}{RI_S} = -nV_T \ln V_i - Cte \dots\dots\dots (2.18)$$

La figura 2.12b) describe la versión del amplificador logarítmico basado en un transistor bipolar NPN. La versión dual de estos circuitos se indica en las figuras 2.13a) y 2.13b). Fácilmente se comprueba que la expresión de este amplificador exponencial es: [11]

$$V_0 = -I_S \text{Re}xp(V_i/nV_T) \dots\dots\dots (2.19)$$

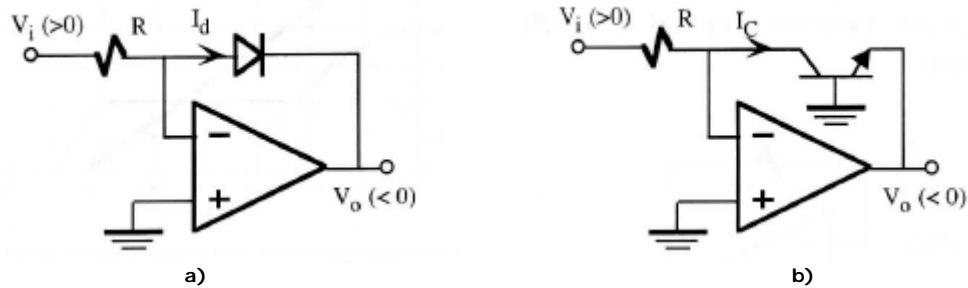


FIGURA 2.12-AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO a) BASADO EN DIODO, b) BASADO EN UN TRANSISTOR BIPOLAR

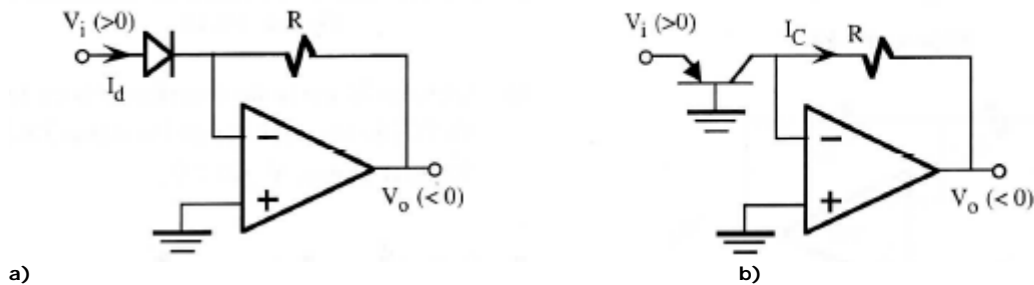


FIGURA 2.13- AMPLIFICADOR EXPONENCIAL- a) BASADO EN DIODO, b) BASADO EN UN TBJ

2.5.- LIMITACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El OA real tiene algunas limitaciones y especificaciones que pueden ser importantes en algunas aplicaciones. En este apartado se presentan las especificaciones más importantes en dominio DC, transitorio y frecuencia propias de cualquier OA. [11]

2.5.1 -VOLTAJES Y CORRIENTES DE OFFSET

Un OA debe tener 0V a su salida cuando la entrada vale 0V. Sin embargo, en amplificadores reales no es cierto y aparecen voltajes de salida indeseables del orden de decenas a centenas de mV en ausencia de señal de entrada. Este efecto es debido a las corrientes de entrada y disimetrías de la etapa diferencial. El modelo de este comportamiento se realiza a través de los siguientes parámetros: tensión *off-set* de entrada o V_{os} (*input offset voltage*), corriente *offset* de entrada I_B (*input offset current*) y corriente de polarización de entrada I_{os} (*input bias current*). Para el OA 741, estos parámetros valen $V_{os} = 1mV$, $I_{os} = 20nA$ e $I_B = 80nA$. En la figura 2.14 se indica el modelo utilizado para caracterizar estos parámetros. La I_{os} e I_B se definen a partir de las corrientes de entrada del OA como:

$$I_{os} = I_p - I_n \quad e \quad I_B = \frac{I_p + I_n}{2} \quad \dots\dots\dots (2.20)$$

Existen versiones de OA que reducen al mínimo estos parámetros aunque a veces implique degradar otros aspectos de ejecución y encarecer su precio. Por ejemplo, la utilización de transistores superbeta en la etapa diferencial de entrada permiten obtener o lograr que $I_{os} = 1.52nA$ y $I_B = 0.2nA$ en el LM308 y LM312 (National Semiconductor); el OP-08 (Precisión Monolithics) consigue una $I_{os} = 0.08nA$ y una $I_{os} = 1nA$. La técnica de cancelación de I_B se aplica al LT1008 (Linear Technology) para lograr que $I_{os} = 30pA$ e $I_B = \pm 30pA$. Los amplificadores operacionales cuya entrada diferencial esté constituido por transistores JFET tienen valores de $I_{os} = 3pA$ e $I_B = \pm 30pA$ como el LF355 (National Semiconductor) y llegar incluso a valores por debajo de 100fA como en AD549 (Analog Devices) y OPA-128 (Burr-Brown). Similares valores se obtienen para tecnologías Bi-MOS y CMOS. Por ejemplo, el CAS 130 de RCA en BiMOS ($I_{os} = 0.1pA$ e $I_B = \pm 2pA$) y la serie ICL761 de Intersil en CMOS ($I_{os} = 0.5pA$ e $I_B = \pm 1pA$) son claros ejemplos. El OP-27 (Precision Monolithics) está diseñado para tener una baja $V_{os}(10\mu A)$.

Las técnicas más utilizadas para la cancelación de estos parámetros se basan en aplicar una tensión de entrada determinada y ajustable a través de un potenciómetro externo conectado a la alimentación del OA que permite poner la salida en cero, en ausencia de señal y anular los efectos de *offset*. En algunos casos, como sucede en el 741, se utilizan dos salidas externas etiquetadas como *offset null* en donde se conecta un potenciómetro que permite la eliminación del *offset* (figura 2.15). [11]

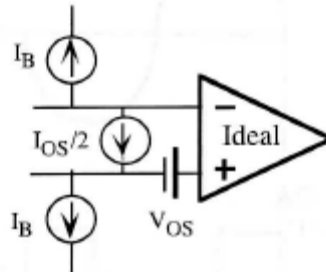


FIGURA 2.14- MODELO DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL CON CORRIENTES Y VOLTAJES DE OFFSET

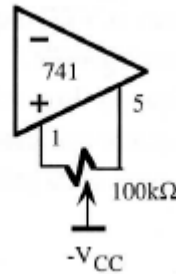


FIGURA 2.15- CORRECCIÓN EXTERNA EN EL OA741 PARA ANULAR EFECTOS DE OFFSET

2.5.2 -PARÁMETROS DE FRECUENCIA

Los OA son diseñados para tener alta ganancia con un ancho de banda elevado, características que les hacen ser inestables con tendencia a la oscilación. Para asegurar estabilidad en su operación es preciso utilizar técnicas de compensación internas y/o externas que limitan su operación. El ejemplo más típico se encuentra en el 741 con un capacitor interno de 3pF que introduce una frecuencia de corte superior (f_c) de 5Hz como se observa en la figura 2.16. A la frecuencia en la cual la ganancia es la unidad se denomina *ancho de banda de ganancia unitaria* o f_1 . Una relación importante que verifica el OA es:

$$A_{OL} \cdot f_c = A \cdot f = f_1 \quad \dots\dots\dots (2.21)$$

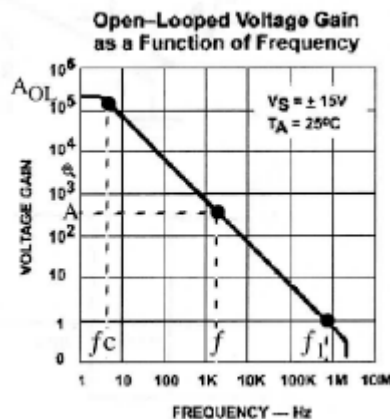


FIGURA 2.16- RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Esta ecuación demuestra que a la frecuencia de ganancia unidad también puede ser denominada producto ganancia-ancho de banda del OA. La relación 2.21 indica que el ancho de banda aumenta en la misma proporción que disminuye su ganancia, siendo el producto de ambas una constante que corresponde con la frecuencia f_1 . En la configuración inversora y no inversora de las figuras 2.5 y 2.6, se demuestra que la frecuencia de corte f_c superior de estos amplificadores vale:

$$f_c = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \dots\dots\dots (2.22)$$

2.5.3 -SLEW-RATE

Otro parámetro que refleja la capacidad del OA para manejar señales variables en el tiempo es el *slew-rate* (SR) definido como la máxima variación de la tensión de salida con el tiempo que puede proporcionar la etapa de salida del OA; se mide en $V/\mu s$ y se expresa como:

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \left(\frac{V}{\mu s} \right) \dots\dots\dots (2.23)$$

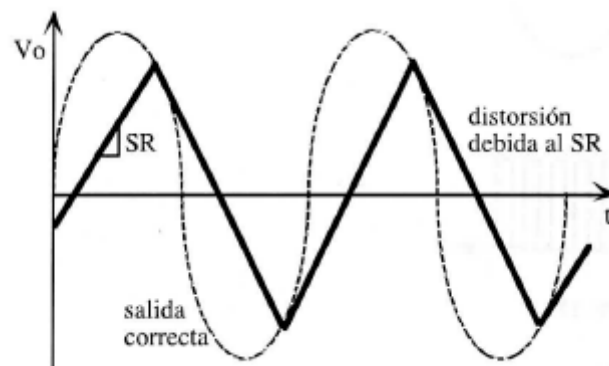


FIGURA 2.17- EFECTO DE LA DISTORSIÓN DEBIDA AL SR EN UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El SR del OA 741 vale $0.5(V/\mu s)$. Al intentar variar la tensión de salida con un valor mayor que el SR se producirá una distorsión o recorte de esa señal y el OA perdería sus características lineales. En la figura 2.17 se indica la distorsión típica que aparece cuando se ha superado largamente el SR. En vez de obtener una onda senoidal se produce una especie de onda triangular cuya pendiente es efectivamente el valor de SR. Es importante determinar las condiciones a las cuales aparece el SR. Para ello, se supone una salida senoidal del OA de la forma:

$$V_0 = V_A \sin(2\pi ft) \dots\dots\dots (2.24)$$

La pendiente de V_0 se determina derivando la ecuación (2.24).

$$\frac{dV_0}{dt} = V_A 2\pi f \cos(2\pi ft) \dots\dots\dots (2.25)$$

El valor máximo de esta pendiente se producirá cuando $\cos(2\pi ft) = 1$, resultando lo siguiente:

$$\left| \frac{dV_0}{dt} \right|_{MÁX} = V_A 2\pi f \dots\dots\dots (2.26)$$

Esta pendiente no solo depende de la frecuencia de la señal sino de la amplitud de la tensión de salida.

Solamente habrá distorsión a la salida cuando se verifique que $V_A 2\pi f > SR$. La distorsión aparecerá en primer lugar por el paso por 0 de la señal senoidal y es prácticamente imperceptible. Si $V_A 2\pi f \gg \gg \gg SR$, entonces la distorsión es muy grande respondiendo el OA con una señal similar a la indicada en la figura 2.17. [1]

La máxima frecuencia $f_{MÁX}$ con que puede operar un OA no depende solamente del ancho de banda (f_c), sino que puede estar limitada por el SR . Para determinar esa frecuencia, se resuelven las siguientes desigualdades:

$$f_c \leq \frac{SR}{V_A 2\pi} \Rightarrow f_{MÁX} = f_c \text{ (limita el ancho de banda) } \dots\dots\dots (2.27)$$

$$f_c > \frac{SR}{V_A 2\pi} \Rightarrow f_{MÁX} = \frac{SR}{V_A 2\pi} \text{ (limita el SR) } \dots\dots\dots (2.28)$$

2.5.4- OTROS PARÁMETROS

Rango de tensión de entrada o *input voltage range*. Máxima diferencia de tensión a la entrada del OA. El OA UA741 tiene un rango de entrada de $\pm 13\text{V}$.

Máxima variación de rango de voltaje de salida o *maximun peak output voltage swing*. Indica para una alimentación de $\pm 15\text{V}$, el valor de tensión más alta que se puede esperar a la salida del OA. El OA 741 es de $\pm 14\text{ V}$.

Resistencia y capacitancia de entrada o *input resistance and capacitance*. Resistencia y capacitancia equivalente en lazo abierto vista a través de los terminales de entrada. Para el OA 741 es de $2\text{M}\Omega$ y 1.4pF , respectivamente.

Resistencia de salida u *output resistance*. El OA 741 tiene una resistencia de salida de 75Ω .

Consumo de potencia o *total power dissipation*. Consumo de potencia de DC en ausencia de señal y para una tensión de alimentación de $+15\text{V}$. El OA 741 es de 50mW .

Máxima corriente de salida u *output short circuit current*. Corriente máxima de salida limitada por el circuito de protección. El OA 741 tiene 25mA .

Variación máxima de la tensión de salida u *output voltage swing*. Es la amplitud pico-pico máxima que se puede conseguir sin que se produzca recorte. El OA 741 es de ± 13 a $\pm 14\text{ V}$ para $V_{cc}=\pm 15\text{ V}$. [11]

CAPÍTULO 3

FILTROS ACTIVOS

CAPÍTULO 3-FILTROS ACTIVOS

Los filtros activos son circuitos formados por resistencias, capacitores y amplificadores, en general amplificadores operacionales que permiten que solo ciertas frecuencias seleccionadas pasen desde la entrada a la salida del filtro.

Estos circuitos se usan para aumentar o atenuar ciertas frecuencias en circuitos de audio, generadores electrónicos de música, instrumentos sísmicos, circuitos de comunicaciones y en laboratorios de investigación para estudiar las componentes de frecuencias de señales tan diversas como ondas cerebrales y vibraciones mecánicas. Los filtros activos se usan en casi todas las áreas de la electrónica, por tanto, merecen gran atención.

3.1- DEFINICIÓN BÁSICA DE UN FILTRO

Un filtro, sea activo o pasivo (o que no contiene amplificadores), permite que una cierta porción de espectro de frecuencias pase por su salida. El filtro se clasifica de acuerdo con la porción del espectro de frecuencias que deja pasar.

Los filtros paso-bajas dejan pasar frecuencias desde DC hasta alguna frecuencia de corte seleccionada ω_c y atenúan todas las frecuencias de $\omega > \omega_c$, como se indica en la figura 3.1. Al rango de frecuencias de cero a ω_c se le llama banda de paso. A la gama de frecuencias superiores a ω_b se le llama banda de bloqueo. A la gama de frecuencias de ω_c a ω_b se le llama región de transición. La proporción en la que varía la atenuación en la región de transición es una característica importante del filtro. La frecuencia a la cual el voltaje de salida del filtro cae a un valor de 0.707 de su valor de la banda de paso (o sea que ha disminuido en 3 dB) es la frecuencia de corte, ω_c . La frecuencia a la cual el voltaje de salida está 3 dB arriba del valor de la banda de bloqueo es ω_b . [2]

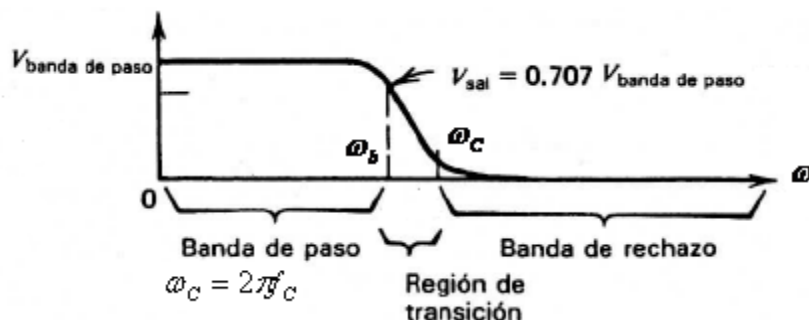


FIGURA 3.1- FILTRO PASO BAJAS

El filtro paso-altas atenúa todas las frecuencias hasta ω_c y deja pasar todas las frecuencias superiores a ω_c hasta el límite de frecuencias del filtro paso-altas como se muestra en la figura 3.2.

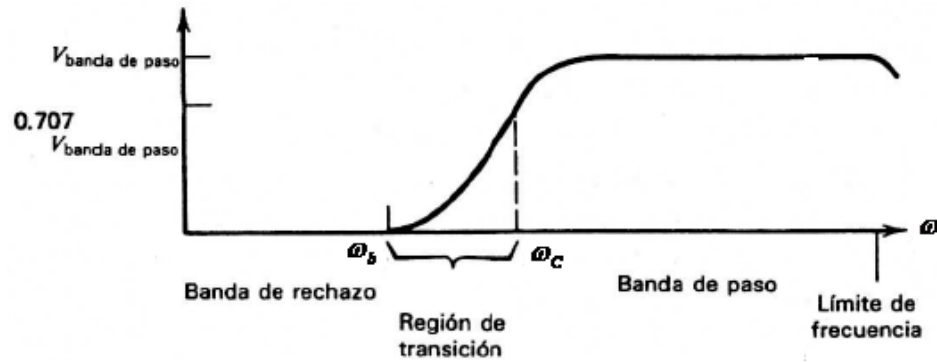


FIGURA 3.2- FILTRO PASO ALTAS

Un filtro paso-banda , deja pasar todas las frecuencias entre una frecuencia inferior de corte, ω_1 y una frecuencia superior de corte, ω_2 . Todas las frecuencias inferiores a ω_1 y superiores a ω_2 son atenuadas. Las gamas de frecuencias de ω_1' a ω_1 y de ω_2' a ω_2 son las regiones de transición. La frecuencia central ω_0 se considera como la media geométrica de ω_1 y ω_2 y se encuentra a partir de la siguiente ecuación:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \dots\dots\dots(3.1)$$

En la figura 3.3 se muestra este filtro.

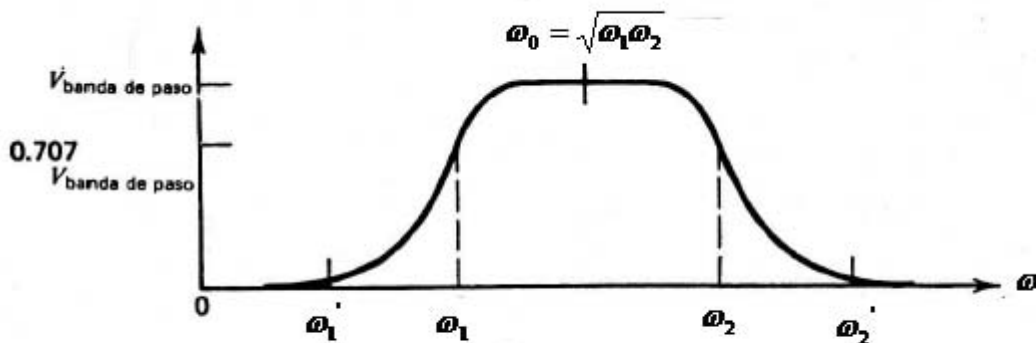


FIGURA 3.3- FILTRO PASO BANDA

Un filtro supresor de banda atenúa todas las frecuencias entre ω_1 y ω_2 y deja pasar a todas las demás. Como se muestra en la figura 3.4. A un filtro rechazo de banda con una banda angosta de frecuencias atenuadas se le llama filtro de ranura. Los filtros de rechazo de banda son útiles para eliminar frecuencias indeseables, como las de 60 Hz, en los sistemas de audio. [1]

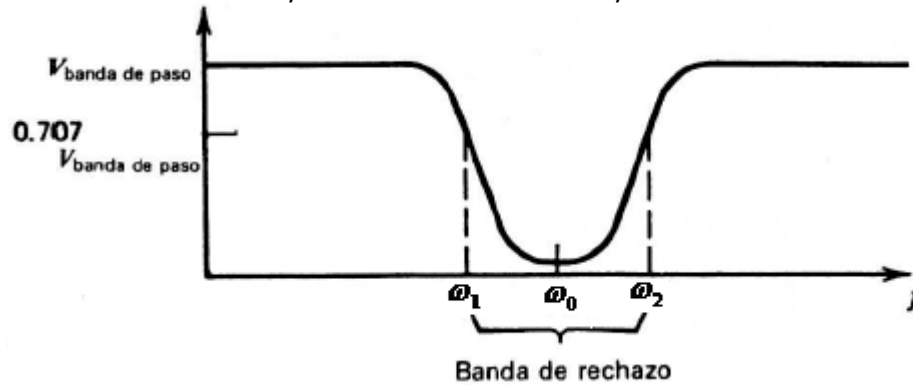


FIGURA 3.4- FILTRO SUPRESOR DE BANDA

3.2-POLOS Y RESPUESTA EN FRECUENCIA

La palabra polo se refiere a una gráfica de las matemáticas usada para derivar las ecuaciones que se aplica para calcular las respuestas de los filtros activos. Para todo propósito práctico, un polo se refiere a la proporción en que varía la atenuación en la región de transición por causa de cada red RC utilizada para determinar la respuesta en frecuencia del filtro. Cada polo (red RC utilizada en el filtro) aporta aproximadamente 6 dB/octava a la variación de la atenuación de filtro activo en su región de transición.

El orden del filtro indica simplemente el número de sus polos. Por ejemplo un filtro paso-bajas de segundo orden es un filtro paso-bajas de dos polos y tiene una variación de 12 dB/octava en la región de transición. Un filtro de sexto orden tiene seis polos y su variación de atenuación en la región de transición es de 36 dB/octava.

Los filtros de orden bajo pueden conectarse en cascada para formar filtros de orden más alto. Pueden conectarse en cascada tres filtros de segundo orden para hacer un filtro de sexto orden.

Con los circuitos que se describen se obtiene el par de polo sencillo o el de polo complejo conjugado. Este procedimiento permite un fácil diseño y sintonización de un filtro complejo, lo que es una cuestión importante, reduciendo la iteración entre los elementos.

Las funciones de red que más interesan son la magnitud, fase y retraso de grupo. Los parámetros de red importantes son: la frecuencia de corte y la ganancia de paso de banda. [5]

3.2.1-FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE FILTROS IDEALES

3.2.1.1-FILTRO PASO BAJAS

Permite el paso de las frecuencias menores que cierta frecuencia ω_c , denominada *frecuencia de corte* (o *frecuencia superior de corte*) y bloquea las mayores. [2]

Polo Sencillo. La función de transferencia de un filtro paso bajas está dada por la siguiente expresión.

$$H(s) = \frac{H_o \omega_o}{s + \omega_o} \dots\dots\dots (3.2)$$

La magnitud de la función de transferencia es:

$$|H(j\omega)| = \left(\frac{H_o^2 \omega_o^2}{\omega^2 + \omega_o^2} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.3)$$

La fase es:

$$\phi(\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) \dots\dots\dots (3.4)$$

Y el retraso de grupo es:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \frac{\cos^2 \phi}{\omega_o} \dots\dots\dots (3.5)$$

Par de polos conjugados complejos. La función de transferencia, magnitud y fase de un filtro paso bajas de par de polos conjugados complejos es:

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \dots\dots\dots (3.6)$$

$$|H(j\omega)| = \left[\frac{H_0 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.7)$$

$$\phi(\omega) = -\arctan \left[\frac{1}{\alpha} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \arctan \left[\frac{1}{\alpha} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] \dots\dots\dots (3.8)$$

Nótese que usualmente α^2 nunca es mayor de 4. Si es así, los polos ya no serán complejos. La calidad (Q) de un par de polos complejos es igual a $\frac{1}{\alpha}$.

El retraso de grupo para un par de polos complejos conjugados es:

$$\tau(\omega) = \frac{2 \sin^2 \phi}{\alpha \omega_0} - \frac{\sin(2\phi)}{2\omega} \dots\dots\dots (3.9)$$

En la figura 3.5 se ve la respuesta del filtro paso bajas.

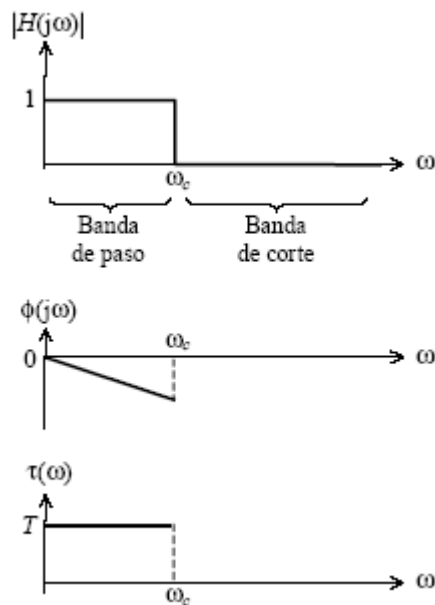


FIGURA 3.5- MAGNITUD, FASE Y RETRASO DE GRUPO DE UNA RESPUESTA PASO BAJAS [14]

3.2.1.2-FILTRO PASO ALTAS

Permite el paso de las frecuencias mayores que cierta frecuencia ω_c , también denominada *frecuencia de corte* (o *frecuencia inferior de corte*), y bloquea las menores. [2]

FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA FILTRO PASO ALTAS

La función de transferencia de un filtro paso altas de polos sencillos y las funciones de magnitud, fase y de retraso son:

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s + \omega_0} \dots\dots\dots (3.10)$$

$$|H(j\omega)| = \left(\frac{H_0^2 \omega^2}{\omega^2 + \omega_0^2} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.11)$$

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \cot \frac{\omega}{\omega_0} \dots\dots\dots (3.12)$$

$$\tau(\omega) = \frac{\sin^2 \phi}{\omega_0} \dots\dots\dots (3.13)$$

Par de polos conjugados complejos. La función de transferencia de un filtro paso altas de par de polos conjugados complejos y las funciones de magnitud, de fase y de retraso son:

$$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \dots\dots\dots (3.14)$$

$$|H(j\omega)| = \left[\frac{H_0 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4} \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.15)$$

$$\phi(\omega) = \pi - \arctan \cot \left[\frac{1}{\alpha} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \arctan \cot \left[\frac{1}{\alpha} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] \dots (3.16)$$

$$\tau(\omega) = \frac{2\sin^2\phi}{\alpha\omega_0} - \frac{\sin(2\phi)}{2\omega} \dots\dots\dots (3.17)$$

En la figura 3.6 se tiene la respuesta del filtro paso altas.

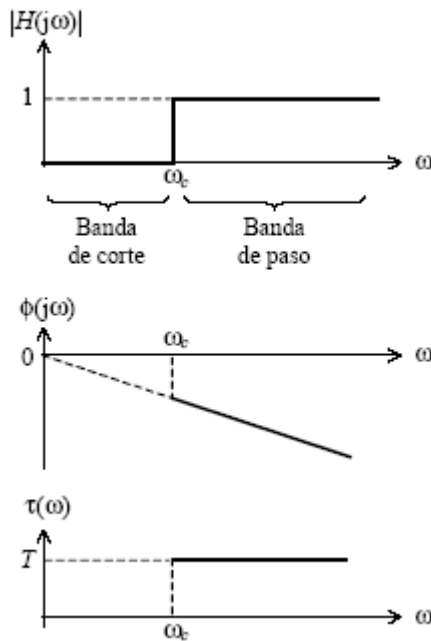


FIGURA 3.6- MAGNITUD, FASE Y RETRASO DE GRUPO DE UNA RESPUESTA PASO ALTAS [14]

3.2.1.3-FILTRO PASO BANDA

FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN FILTRO PASO BANDA

Permite el paso de las frecuencias comprendidas entre dos frecuencias ω_1 y ω_2 , ($\omega_1 < \omega_2$), denominadas *frecuencia inferior de corte* y *frecuencia superior de corte*, bloqueando las restantes.

Par de polos conjugados complejos. La función de transferencia de un filtro paso banda de par de polos conjugados complejos es:

$$H(s) = \frac{H_0\alpha\omega_0s}{s^2 + \alpha\omega_0s + \omega_0^2} \dots\dots\dots (3.18)$$

$$\text{Donde } \alpha = \frac{1}{Q} \quad \text{y} \quad Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \dots\dots\dots (3.19)$$

Donde f_2 y f_1 son las frecuencias donde la magnitud del filtro es -3dB de H_0 . La ganancia de paso de banda que ocurre a $\omega_0 = 2\pi f_0$. La función de transferencia en dominio de la frecuencia es:

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \dots\dots\dots (3.20)$$

Así las funciones de magnitud, fase y retraso son:

$$|H(j\omega)| = \left[\frac{H_0^2}{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{H_0^2 \alpha^2 \omega_0^2 \omega^2}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4} \right] \dots\dots\dots (3.21)$$

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left[\frac{2Q\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1}\right] - \arctan\left[2Q\frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1}\right] \dots\dots\dots (3.22)$$

$$\tau(\omega) = \frac{2Q \cos^2 \phi}{\omega_0} + \frac{\sin 2\phi}{2\omega} \dots\dots\dots (3.23)$$

En la figura 3.7 se presenta la respuesta del filtro paso banda. [14]

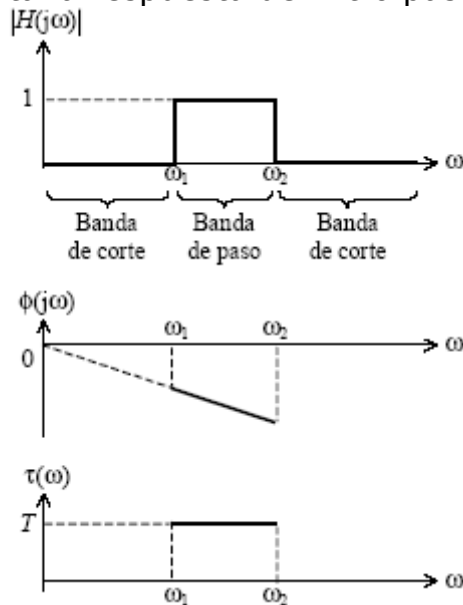


FIGURA 3.7- MAGNITUD, FASE Y RETRASO DE GRUPO DE UNA RESPUESTA PASO BANDA [14]

3.3-CONFIGURACIONES DE FILTROS ACTIVOS

El amplificador operacional ha demostrado ser un dispositivo activo extremadamente útil en la realización de redes activas RC . Los amplificadores operacionales tienen una elevada impedancia de entrada, ganancia de anillo abierto y bajo costo.

El amplificador operacional en conjunto con las redes activas permiten obtener polos conjugados complejos que se ubican en el semiplano izquierdo, usando solamente resistencias y capacitores, aun en frecuencias tan bajas como $10^{-3} Hz$. Una ventaja es el aislamiento que proporcionan las bajas impedancias a la salida, de manera que se puede tener una conexión en cascada entre varias etapas de filtro y puedan sintonizarse independientemente con la mínima interacción.

Los filtros pasivos están formados por inductores, capacitores y resistencias. En el rango de frecuencias en la cual los filtros activos son útiles, la mayoría de los filtros pasivos requieren inductores grandes, pesados, costosos y atenúan frecuencias de la banda de paso. Los inductores que se usan en los filtros pasivos tienen resistencias a causa del arrollamiento o devanado, pérdidas en el núcleo y capacitancia entre espiras, de manera que no se comportan de manera ideal.

Las ventajas de los filtros activos respecto a los filtros pasivos son las siguientes:

- 1-Utilizan resistencias y capacitores que se comportan más idealmente que los inductores.
- 2-Son relativamente baratos.
- 3-Pueden dar ganancia en la banda de paso y rara vez tienen pérdidas severas como los filtros pasivos.
- 4-El empleo de los amplificadores operacionales en los filtros activos proporciona separación entre la entrada y la salida. Esto permite que los filtros activos puedan conectarse fácilmente en cascada a fin de obtener un mejor funcionamiento.
- 5- Los filtros activos son relativamente fáciles de alinear.
- 6-Se pueden construir filtros de muy baja frecuencia usando componentes de poco valor.
- 7-Los filtros activos son pequeños y ligeros.

Los filtros activos tienen algunas desventajas. Requieren una fuente de voltaje y su frecuencia máxima está limitada a la frecuencia más alta de operación del amplificador operacional. Esto limita a los filtros a pocos

megahertz a lo mucho. A medida que los fabricantes mejoren la respuesta de frecuencia de los amplificadores operacionales se ampliará el límite superior de frecuencia de los filtros activos. [14]

3.3.1-DEFINICIONES

3.3.1.1-FACTOR DE AMORTIGUAMIENTO

El factor de amortiguamiento, α , determina la forma de la región de transición y el exceso de la respuesta de banda de paso cerca de la región de transición. Por tanto determina la forma de la respuesta del filtro y el tipo del filtro. Un filtro Butterworth de segundo orden tendrá un factor de amortiguamiento (α) de 1.414; un Chebyshev de segundo orden con ondulación de 3dB tendrá un $\alpha = 0.766$.

Un filtro Bessel, un Butterworth y un Chebyshev podrían tener el mismo diagrama, que solo difiera en los valores de los componentes.

El factor de amortiguamiento determina la respuesta del filtro. En la figura 3.8 se muestran varias respuestas de filtros paso-bajas con distintos factores de amortiguamiento. [2]

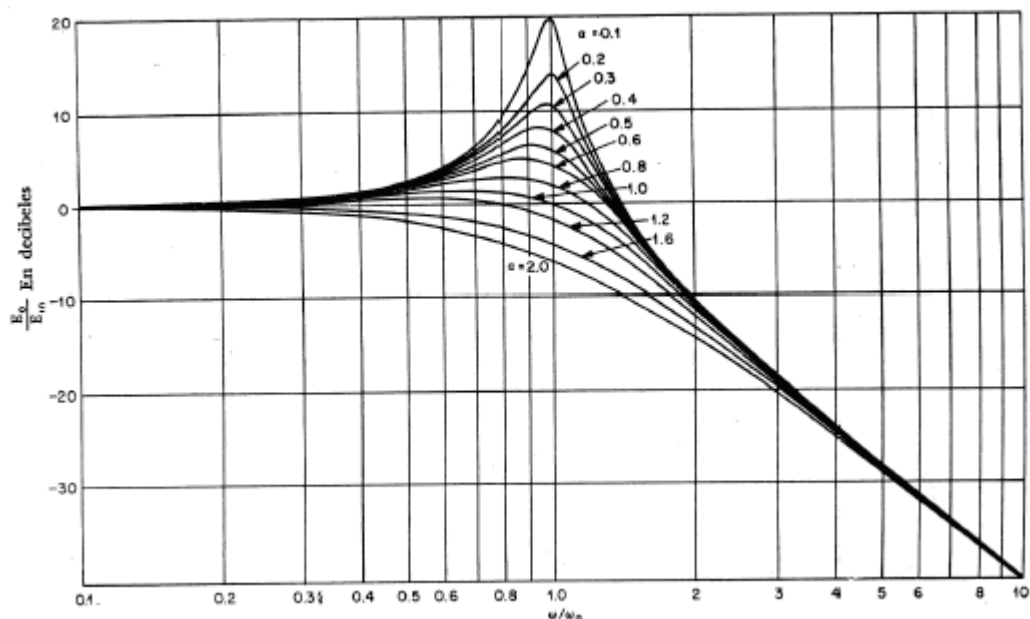
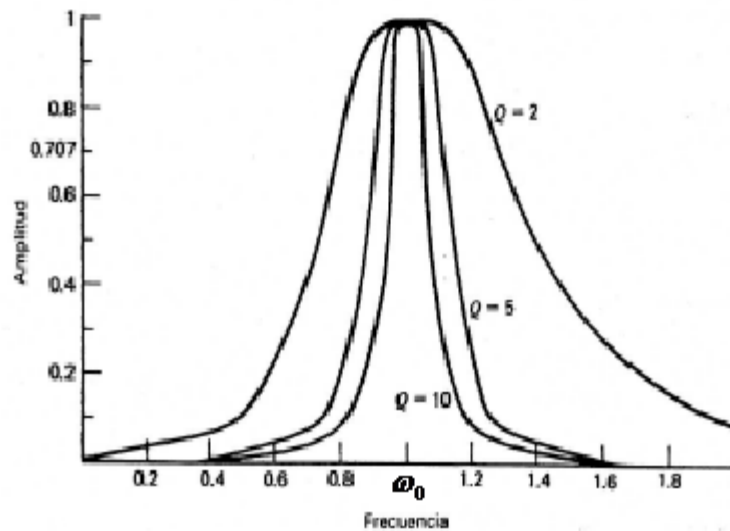


FIGURA 3.8- RESPUESTA DEL FILTRO A DIFERENTES VALORES DEL FACTOR DE AMORTIGUAMIENTO

3.3.1.2-FACTOR DE CALIDAD

La Q es la relación entre la frecuencia central de paso-banda y las frecuencias en 3 dB en un circuito paso banda, como se muestra en la figura 3.9. [1]



3.9-FACTOR DE CALIDAD

Donde

$\omega_o = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ = frecuencia central

ω_1 = frecuencia de corte inferior de 3dB

ω_2 = frecuencia de corte superior de 3 dB.

En el caso de los filtros activos. [1]

$$Q = 1/\alpha \dots\dots\dots (3.24)$$

3.3.1.3-GANANCIA

La ganancia del filtro activo se le denomina ganancia de banda de paso. [1]

$$A_p = \frac{V_{SAL}}{V_{ENT}} \dots\dots\dots (3.25)$$

3.3.1.4-SENSIBILIDAD

La sensibilidad es la proporción en la que varía un parámetro del filtro conforme varía otro parámetro. Por ejemplo:

$$S_{R_1}^{\omega_o} = -0.5$$

Donde

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

$R_1 = R_1$ del filtro activo

Indica que ω_o disminuye en 0.5 % si R_1 se aumenta en 1 %.

3.3.2-TIPOS DE RESPUESTA DEL FILTRO

3.3.2.1-EL BUTTERWORTH

La respuesta de un filtro Butterworth es muy plana en la banda de paso. Se dice que la respuesta es máximamente plana. La variación de atenuación de un filtro Butterworth en la región de transición es de 6 dB/octava por cada polo; de manera que un Butterworth de octavo orden tendrá una variación de atenuación de 48 dB/octava en la región de transición.

La respuesta de fase de un filtro Butterworth no es lineal: Dicho de otro modo, el tiempo necesario para que una señal se propague a través del filtro, no es lineal con la frecuencia. Por tanto, una respuesta de escalón o pulso aplicado a un filtro Butterworth provocará un exceso en la salida. Este filtro se usa cuando todas las frecuencias de la banda de paso deben tener la misma ganancia. La figura siguiente 3.10 muestra la respuesta de un filtro Butterworth paso bajas. [5]

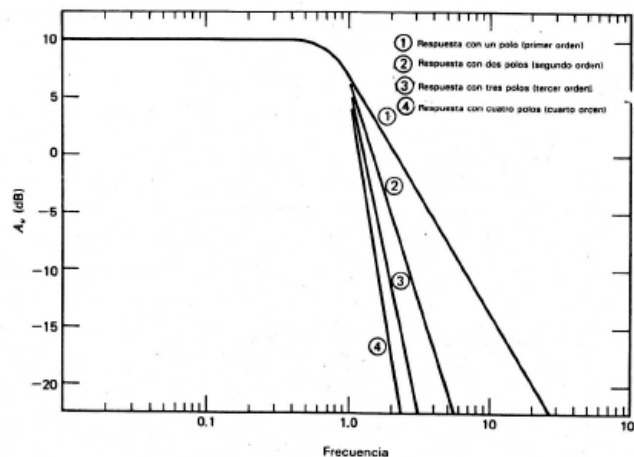


FIGURA 3.10- RESPUESTA EN MAGNITUD DE UN FILTRO BUTTERWORTH

3.3.2.2- EL CHEBYSHEV

Un filtro Chebyshev tendrá ondulaciones en la banda de paso, pero no en la banda de bloqueo. Mientras más alto sea el orden del filtro, más ondulaciones aparecerán en la banda de paso. La amplitud de la ondulación puede establecerse en el filtro al diseñarlo y casualmente se fija a 0.5 dB, 1dB, 2dB ó 3dB. Mientras más ondulación se permita, más ondulación se obtendrá en la zona de transición.

El filtro Chebyshev tiene una variación de atenuación en la región de transición (TRA) de más de 6 dB/octava por cada polo. Es muy útil cuando la atenuación en la región de transición debe ser muy rápida.

Las ondulaciones en la banda de paso son la desventaja que se tiene en la región de transición. La variación de atenuación en un filtro Chebyshev en dicha región es:

$$TRA = 20 \log \varepsilon + 6(n-1) + 20 \log \frac{\omega}{\omega_0} \dots\dots\dots (3.26)$$

Donde

n = orden del filtro

ε = una constante ,entre 1 y 0, que determina la ondulación del filtro

Ondulación de 0.5 dB, $\varepsilon = 0.3493$

Ondulación de 3dB, $\varepsilon = 0.9976$

Es mayor que la respuesta de un Butterworth en la región de transición por un factor de $20 \log \varepsilon + 6(n-1)$: Los filtros Chebyshev pueden tener menos polos que los Butterworth y ser menos complejos, para una cantidad determinada de variación de la atenuación en la región de transición, si la respuesta de amplitud en la banda de paso no tiene que ser constante.

El retraso de fase de los filtros Chebyshev es menos lineal que el de los filtros Butterworth. Mientras más alto sea el orden de un filtro Chebyshev y más ondulación tenga, menos lineal será su retraso de fase. Por lo tanto más excesos tendrá con entradas escalón y de pulso. En la figura 3.11 se muestra la respuesta de un filtro Chebyshev paso bajas, para filtros de diversos órdenes. Observe que la respuesta máxima no es en la frecuencia de corte y varía con la ondulación. La frecuencia máxima f_p , se relaciona con la frecuencia de corte f_0 por: [5]

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{2}} \quad \text{con un filtro paso bajas.....} \quad (3.27)$$

$$f_p = \frac{f_0}{\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{2}}} \quad \text{con un filtro paso altas.....} \quad (3.28)$$

Donde α = factor de amortiguamiento y $\omega = 2\pi f$.

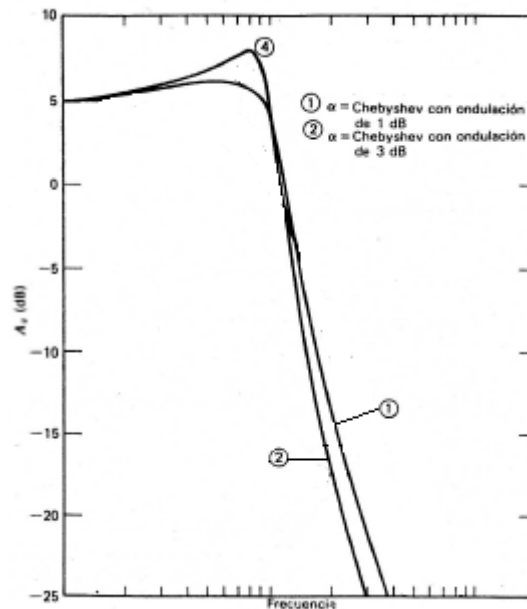


FIGURA 3.11- FILTRO CHEBYSHEV

3.3.2.3- EL BESSEL

A los filtros Bessel se les llama filtros de fase lineal o de retraso lineal en el tiempo. El retraso de fase de una señal, de la entrada a la salida, aumenta linealmente con la frecuencia. Por tanto, los filtros Bessel casi no tienen exceso con una entrada de respuesta en escalón. Esta característica hace que sean los mejores para filtrar ondas rectangulares sin alterar la forma de la onda.

Los filtros Bessel tienen una variación de atenuación en la región de transición de menos de 6 dB/octava por cada polo. La frecuencia de corte del filtro Bessel se define como la frecuencia a la cual el retraso de fase del filtro es la mitad del retraso de fase máximo. [5]

$$\phi(\omega_0) = \frac{\phi_{\max}}{2} = \frac{n\pi}{2} \text{radianes} \dots\dots\dots (3.29)$$

Donde

ϕ = retraso de fase

n = orden del filtro

La frecuencia de 3dB de un filtro Bessel no es la f_0 definida. En la figura 3.12 se ilustra el filtro Bessel.

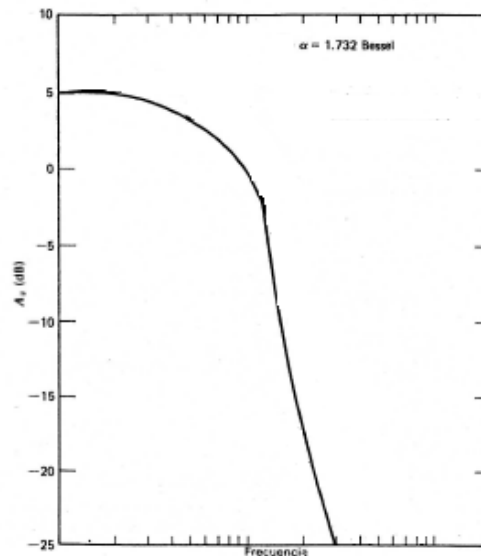


FIGURA 3.12-FILTRO BESSEL

3.3.2.4-OTRAS RESPUESTAS

Las respuestas de los filtros Bessel, Butterworth y Chebyshev son las que se detallan más. Entre otras respuestas destacan la Chebyshev inversa, que tiene la banda de paso plana pero ondulada en la banda de bloqueo; la elíptica, que tiene ondulaciones en la banda de paso y bloqueo, pero tiene variaciones de atenuación muy amplias en la región de transición, y la parabólica, que tiene muy buena respuesta a los pulsos. [3]

3.4- CONFIGURACIÓN DE FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE. SALLEN Y KEY

En estos circuitos, el amplificador operacional se usa como fuente de voltaje controlado por voltaje. Los circuitos de filtros activos Sallen y Key son populares, poco caros y fáciles de ajustar. En cada circuito, la red RC proporciona 6 dB/octava de variación de atenuación en la región de transición. Para un filtro de segundo orden, hay dos circuitos RC . En el circuito paso bajas son R_1C_1 y R_2C_2 integradores y en el circuito paso altas R_1C_1 y R_2C_2 son diferenciadores. R_a y R_b determinan el factor de amortiguamiento.

Los filtros Sallen y Key deben tener una ganancia fija, ya que R_a y R_b determinan el factor de amortiguamiento y el tipo de filtro.

En la figura 3.13 se ilustra una fuente de voltaje controlada por voltaje proporcionada de un amplificador operacional. La impedancia de entrada es muy grande y la impedancia de salida es muy baja. La función de transferencia del voltaje es:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = 1 + \frac{R_b}{R_a} = K \dots\dots\dots (3.30)$$

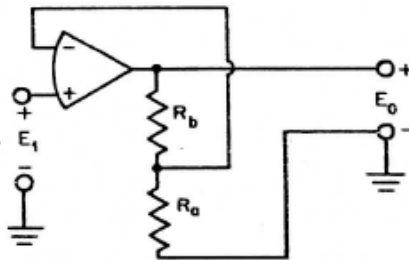


FIGURA 3.13-FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADO POR VOLTAJE CON EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

La sensibilidad de K a las dos resistencias son: [2]

$$S_{R_b}^K = 1$$

$$S_{R_a}^K = -1$$

La figura 3.14 muestra la conexión de la fuente controlada para un circuito que puede usarse para realizar las funciones de transferencia de voltajes para filtros de segundo orden en el plano s . Es conveniente adoptar la ganancia $K = 1$, reduciéndose entonces a un simple seguidor. La función de transferencia de la red es:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{KY_1Y_4}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + [Y_1 + Y_2(1 - K) + Y_3]Y_4} \dots\dots\dots (3.31)$$

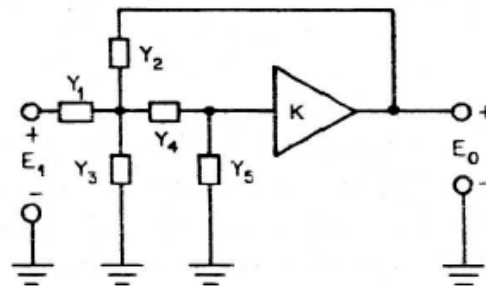


FIGURA 3.14- FILTRO POR FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE SALLEN-KEY

3.4.1-FILTRO PASO BAJAS

En la figura 3.15 se muestra un circuito de fuente de voltaje controlado por voltaje para que funcione como un filtro paso bajas. La función de transferencia en voltaje es: [2]

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{K/R_1R_2C_1C_2}{s^2 + s\left[\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_1} + \frac{(1-K)}{R_2C_2}\right] + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \dots\dots\dots (3.32)$$

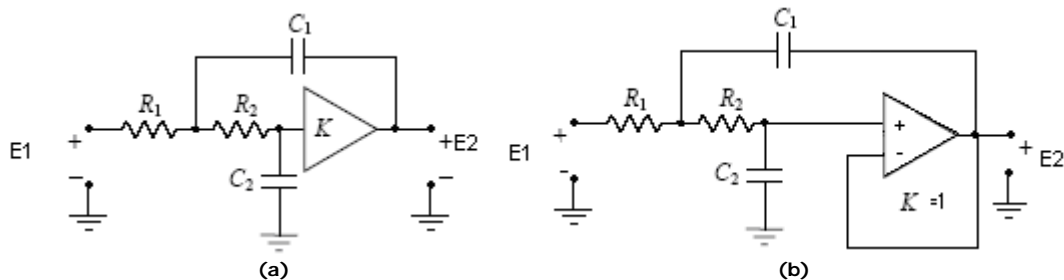


FIGURA 3.15-(a) CONFIGURACIÓN DEL FILTRO PASABAJAS POR SALLEN-KEY, (b) CONFIGURACIÓN DEL FILTRO PASOBAJAS CON K=1

Los parámetros de red son:

$$H_0 = K$$

Si la configuración es un seguidor:

$$K = 1$$

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.33)$$

$$\alpha = \left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} - K \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.34)$$

Si $K = 1$

$$\alpha = \left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.35)$$

$$\phi = \phi_{LP} \dots\dots\dots (3.36)$$

$$\tau = \tau_{LP} \dots\dots\dots (3.37)$$

Los circuitos de fuente controlada por voltaje son más fáciles de sintonizar. En efecto pueden ajustarse en amplios intervalos sin que haya interacción de los parámetros de red. ω_0 se sintoniza ajustando R_1 y R_2 en porcentajes iguales, α no resultará afectada.

Las capacitancias C_1 y C_2 pueden ajustarse de la misma manera para obtener el mismo resultado. Las sensibilidades de los parámetros de red del filtro paso bajas son: [2]

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \dots\dots\dots (3.38)$$

$$S_K^{H_0} = 1 \dots\dots\dots (3.39)$$

$$S_{R_1}^\alpha = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha\omega_0 R_1 C_1} \dots\dots\dots (3.40)$$

$$S_{R_2}^\alpha = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha\omega_0 R_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1-K}{C_2} \right) \dots\dots\dots (3.41)$$

$$S_{C_1}^\alpha = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha\omega_0 C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \dots\dots\dots (3.42)$$

$$S_{C_2}^\alpha = \frac{1}{2} - \frac{1-K}{\alpha\omega_0 R_2 C_2} \dots\dots\dots (3.43)$$

$$S_K^\alpha = -\frac{1-K}{\alpha\omega_0 R_2 C_2} \dots\dots\dots (3.44)$$

3.4.2-FILTRO PASO ALTAS

En la figura 3.16 se muestra una realización del circuito de fuente de voltaje controlado por voltaje para una red paso altas. La función de transferencia en voltaje es: [2]

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{(1-K)}{R_1 C_1} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \dots\dots\dots (3.45)$$

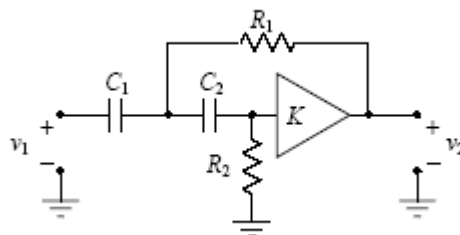


FIGURA 3.16-FILTRO PASO ALTAS SALLEN-KEY

Los parámetros de red son:

$$H_0 = K \dots\dots\dots (3.46)$$

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.47)$$

$$\alpha = \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} - K \left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3.48)$$

Las sensibilidades de los parámetros de red son:

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \dots\dots\dots (3.49)$$

$$S_K^{H_0} = 1 \dots\dots\dots (3.50)$$

$$S_{R_1}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1-K}{\alpha \omega_0 R_1 C_1} \dots\dots\dots (3.51)$$

$$S_{R_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{R_2 \alpha \omega_0} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \dots\dots\dots (3.52)$$

$$S_{C_1}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 C_1} \left(\frac{1-K}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \dots\dots\dots (3.53)$$

$$S_{C_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 R_2 C_2} \dots\dots\dots (3.54)$$

$$S_K^{\alpha} = -\frac{K}{\alpha \omega_0 R_1 C_1} \dots\dots\dots (3.55)$$

3.4.3-FILTRO PASO BANDA

En la figura 3.17 se muestra el circuito de un filtro paso banda con red de fuente de voltaje controlada por voltaje cuya función de transferencia es:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{\frac{Ks}{R_1 C_3}}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{(1-K)}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1 C_2}} \dots (3.56)$$

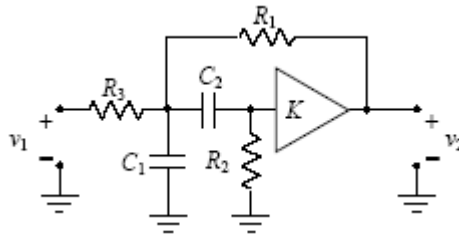


FIGURA 3.17-FILTRO PASO BANDA SALLEN-KEY

Los parámetros de red son:

$$H_0 = \frac{K}{1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{C_2}{C_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + (1-K) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)} \dots (3.57)$$

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1 C_2} \right]^{\frac{1}{2}} \dots (3.58)$$

$$\frac{1}{Q} = \alpha = \sqrt{\frac{R_3}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} \left[\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1-K}{R_2} \right) + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right] \dots (3.59)$$

Las sensibilidades de los parámetros de red a los cambios de los elementos son: [2]

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \dots (3.60)$$

$$S_K^{H_0} = 1 + H_0 \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right) \dots\dots\dots (3.61)$$

$$S_{R_2}^{H_0} = -S_{R_1}^{H_0} = H_0 \frac{1-K}{K} \frac{R_1}{R_2} \dots\dots\dots (3.62)$$

$$S_{C_1}^{H_0} = -S_{C_2}^{H_0} = H_0 \frac{1-K}{K} \frac{C_2}{C_1} \dots\dots\dots (3.63)$$

$$S_K^Q = -\frac{K}{(1-K)^2} \frac{Q}{\omega_0 R_1 C_2} \dots\dots\dots (3.64)$$

$$S_{R_1}^Q = \frac{1}{2} - \frac{Q}{\omega_0 R_1} \left[\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2(1-K)} \right] \dots\dots\dots (3.65)$$

$$S_{C_1}^Q = -\frac{1}{2} + \frac{1}{\omega_0 \alpha R_1 C_1}$$

$$S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} - \frac{Q}{\omega_0 R_2 C_2} \dots\dots\dots (3.66)$$

$$S_{R_1}^Q = -\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\alpha \omega_0 C_2} \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1(1-K)} \right] \dots\dots\dots (3.67)$$

3.4.4-FILTROS DE ORDEN SUPERIOR

Los filtros activos de segundo y de primer orden pueden conectarse en cascada para construir todos los filtros de orden más alto; pueden conectarse un filtro de segundo orden con uno de primer orden para formar un filtro de tercer orden. Este proceso puede continuarse para obtener un filtro de cualquier orden deseado. Usualmente los filtros de orden impar se construyen con una primera etapa de primer orden y etapas de segundo orden para el resto. Los filtros de orden par se construyen con $\frac{n}{2}$ etapas de segundo orden. Siendo n el orden deseado. Las etapas de un filtro activo en cascada no son idénticas, ya que la conexión en cascada reduce el ancho de banda.

Si se conectan en cascada dos filtros de primer orden con ganancia K_1 y K_2 de anchos de bandas iguales, el ancho de banda total será menor que el ancho de banda de cada etapa. Puesto que $K_T = K_1 K_2$ a ω_1 , $K_1 = 0.707 K_1$ en banda media y $K_2 = 0.707 K_2$ en banda media, y a ω_2 , $K_1 = 0.707 K_1$ en banda media y $K_2 = 0.707 K_2$ en banda media. Por tanto, a ω_1 , $K_T = 0.5 K_1 K_2 = 0.5 K_T$ en banda media y a ω_2 $K_T = 0.5 K_1 K_2 = 0.5 K_T$. La nueva frecuencia ω_1' a 0.707 es más alta que ω_1 y la nueva frecuencia ω_2' es más baja a ω_2 por lo cual el ancho de banda disminuye.

Para obtener resultados óptimos al conectar filtros de cascada, se ha encontrado que es necesario variar el α de cada etapa, y la ω_0 de los filtros que no sean Butterworth. De manera que, en un filtro de sexto orden, las tres etapas de segundo orden conectadas en cascada se verán iguales, pero tendrán algunos componentes cuyos valores son diferentes en cada etapa. A continuación se muestra la tabla 3.18 para sintonizar los filtros en cascada con valores de α para cada etapa, en un filtro Butterworth. [2] [3]

Número de polos	Etapas	Proyecto		Sintonización	
		α	ω_0	ω_0 frecuencia a -3 dB*	$20 \log G(\omega_s)/G(0)$
2	1	1.414214	1.000000	1.000*	
3	1	Un polo real	1.000000	1.000	1.25
	2	1.000000	1.000000	0.707	
4	1	1.847759	1.000000	0.719*	3.01
	2	0.765367	1.000000	0.841	
5	1	Un polo real	1.000000	1.000*	4.62
	2	1.618034	1.000000	0.859*	
	3	0.618034	1.000000	0.899	
6	1	1.931852	1.000000	0.676*	6.02
	2	1.414214	1.000000	1.000*	
	3	0.517638	1.000000	0.931	
7	1	Un polo real	1.000000	1.000*	0.22 7.25
	2	1.801938	1.000000	0.745*	
	3	1.246980	1.000000	0.472	
	4	0.445042	1.000000	0.949	
8	1	1.961571	1.000000	0.661*	0.69 8.34
	2	1.662939	1.000000	0.829*	
	3	1.111140	1.000000	0.617	
	4	0.390181	1.000000	0.961	
9	1	Un polo real	1.000000	1.000*	1.25 9.32
	2	1.879385	1.000000	0.703*	
	3	1.532089	1.000000	0.917*	
	4	1.000000	1.000000	0.707	
	5	0.347296	1.000000	0.969	
10	1	1.985377	1.000000	0.655*	1.84 10.20
	2	1.782013	1.000000	0.756*	
	3	1.414214	1.000000	1.000*	
	4	0.907981	1.000000	0.767	
	5	0.312889	1.000000	0.975	

FIGURA 3.18- VALORES DEL FACTOR DE AMORTIGUAMIENTO [2]

CAPÍTULO 4

DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DEL ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DEL ACCLERÓMETRO ADXL330

CAPÍTULO 4- DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DEL ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DEL ACCELERÓMETRO ADXL330

4.1- OBJETIVOS

Se tiene un acelerómetro Mems de proporciones milimétricas con el cual se debe obtener un beneficio muy viable para usos posteriores, por lo que se plantea como objetivo general:

Diseñar, elaborar y probar el acondicionamiento de la señal proveniente del acelerómetro Mems triaxial ADXL330 para tener una lectura de este dispositivo usando técnicas que se llevaron a cabo a lo largo de la carrera de Ingeniero Eléctrico-Electrónico y usando dispositivo que nos faciliten en tratamiento, a fines de tener aplicaciones futuras en diferentes campos de la Ingeniería. Elaborar el prototipo (tarjeta electrónica) de este tratamiento de señal que se le aplica al acelerómetro.

También se elabora un prototipo de sensor montado en una estructura de aluminio ya que este presenta dimensiones muy pequeñas (al orden de mm) que puede ser manejable físicamente por medio de un cable plano.

A fin de cumplir con el objetivo general se pretenden alcanzar paralelamente las siguientes metas:

- 1) Realizar el prototipo usando dispositivos sencillos y de bajos costos.
- 2) Facilitar la adquisición de la señal del acelerómetro.
- 3) Obtener un montaje del acelerómetro para poder suministrar los valores de aceleración en la tarjeta.
- 4) Realizar por medio de configuraciones con amplificadores operacionales el tratamiento de la señal.
- 5) Obtener la respuesta en frecuencia del prototipo, así como sus valores reales.

4.2- DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

Con la incorporación en la tecnología de los dispositivos MEMS, este trabajo pretende adecuar la señal proveniente de un acelerómetro de este tipo, ya que es de tamaño reducido, buena estabilidad, baja resolución, promedio medio de factor de ruido y proporciona voltajes analógicos pequeños.

Este prototipo puede tener muchas aplicaciones desde un detector de inclinación, desplazamiento, torsión, vibraciones, conmutadores en choque o movimiento bruscos, entre otros.

La finalidad de trabajar con esta tecnología es que los acelerómetros que se han usado hasta la fecha son de tipo piezoresistivos, de tamaño considerables y muy sensibles.

En resumen el sistema del tratamiento de señal está generalizado en el siguiente diagrama de bloques de la figura 4.1.

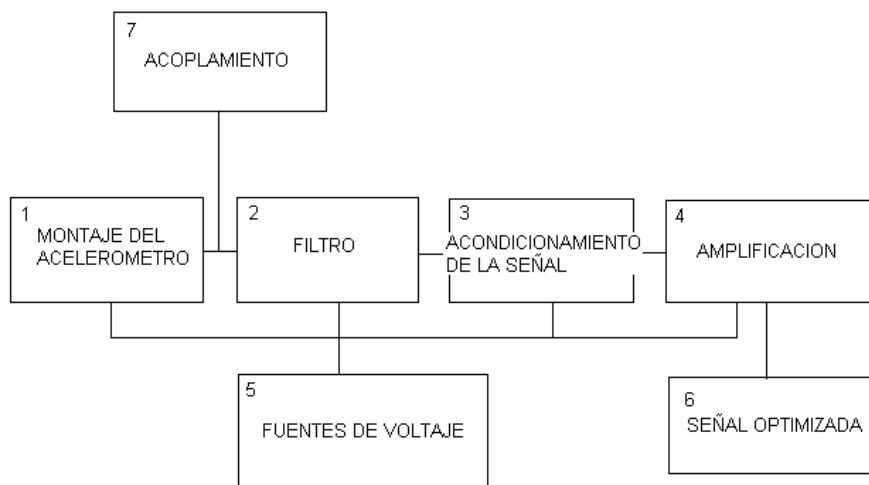


FIGURA 4.1-DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

El acelerómetro es triaxial, es decir, mide la aceleración en las tres coordenadas (X, Y y Z) por lo que el sistema se aplicará a cada canal del acelerómetro que se describen a continuación:

1) **Montaje del acelerómetro.** El ADXL330 presenta dimensiones físicas milimétricas, por lo tanto, se fija en una base para poder utilizarlo de manera adecuada.

2) **Filtro.** Se implementa un filtro activo por medio de amplificadores operacionales con el fin de que la señal del acelerómetro trabaje en cierta frecuencia determinada y que el ruido ambiental no interfiera con ella.

3) **Acondicionamiento de señal.** Se realiza el acondicionamiento de señal para el acelerómetro usando dispositivos sencillos como amplificadores operacionales, reguladores, configuraciones básicas y elementos pasivos.

4) **Amplificación.** Se amplifica la señal después del tratamiento de señal para tener voltajes analógicos fiables para posteriores aplicaciones del acelerómetro.

5) **Fuentes de voltaje.** Se necesitan fuentes de voltajes analógicos simétricos y no simétricos para poder polarizar a los elementos activos de los filtros, acondicionado de señal, amplificación y también para polarizar el acelerómetro.

6) **Señal optimizada.** Se obtiene la señal de interés que cumpla los objetivos, la tendencia es lineal y que pueda ser requerida para posteriores usos.

7) **Acoplamiento.** Es el acoplamiento entre el acelerómetro y el sistema del tratamiento de la señal.

Puede generalizarse entonces que se usa un sensor MEMs cuya señal entra en una tarjeta que proporciona salida en voltaje fiable, filtrado y accesible, todo montado en una tarjeta impresa.

4.3-ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL SISTEMA

Las especificaciones del sistema de acondicionamiento de señal se dan conforme a las etapas citadas en la fig. 4.1, que son:

1) Para el montaje del acelerómetro: Se usa un acelerómetro ADXL330 que tiene un rango de $\pm 3g$, pero visiblemente detecta de $\pm 1g$ para los tres canales con un voltaje de salida simétrica para los tres canales de $\pm 300mV$, un nivel de 1.5V (El nivel es la mitad de la polarización de 3V). Se usará una canaleta de aluminio, cable wirewrap, impreso de múltiples huecos, cable plano confeccionado a 5 vías y un conector de 5 vías.

2) Para el filtro activo se usan amplificadores operacionales LM124j, el integrado contiene cuatro operacionales independientes, capacitores y resistencias de precisión.

3) Para el acondicionamiento de la señal se tiene el mismo amplificador operacional que se usa en los filtros, capacitores, resistencias de precisión, potenciómetros de precisión o presets y regulador LM336Z-2.5.

4) Para la amplificación se usa el LM124j y resistencias de precisión.

5) Para las fuentes de voltajes se necesita lo siguiente:

Una batería de 12V a 7A, regulador LM2931CT, regulador 7805, convertidor de voltaje capacitivo LMC7660, diodo de conmutación rápida (NTE 556), diodo 1N4001, capacitores y resistencias de precisión, un interruptor, un fusible de 250V a 1A, un led blanco, un conector header de 3 vías, cable calibre 18 y si se requiere, disipadores de calor. Estos dispositivos se usarán para polarizar los elementos que conforman nuestro sistema.

6) Para el acoplamiento se usa un LM124j.

Todos estos dispositivos quedan montados en una tarjeta impresa con sus respectivos puntos de referencia. El diseño se aplica también para poder realizar las pruebas necesarias, medir puntos de interés que se esperan y la respuesta en frecuencia del sensor. Cabe aclarar que el acelerómetro es independiente de la tarjeta por eso se le hace un montaje independiente y se conectará a la entrada del sistema de acondicionamiento de señal por medio del cable plano.

En el siguiente capítulo se describe la implementación de todos los elementos que conforman el sistema para acondicionar la señal del ADXL330.

En la siguiente figura 4.2 se muestra el sistema generalizado.

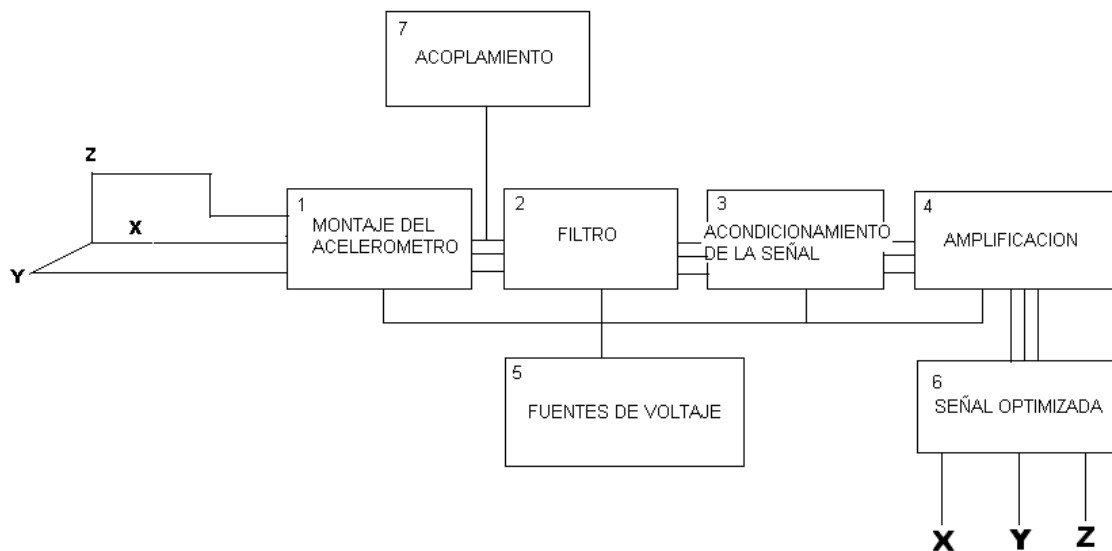


FIGURA 4.2- SISTEMA GENERALIZADO DEL ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

CAPÍTULO 5

DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL DEL ACELERÓMETRO ADXL330

CAPÍTULO 5-DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL DEL ACELERÓMETRO ADXL330

En este capítulo se presenta la parte esencial del trabajo, ya que en él se describe la implementación del acondicionamiento de la señal, que consta de:

- a) Ensamblado del acelerómetro Analog Device ADXL330.
- b) Filtro Butterworth de sexto orden con frecuencia de corte aproximada a 30 Hz .
- c) Configuración diferenciador para que la señal del acelerómetro presente en nivel de referencia a $0g$ un valor de voltaje de $0V$.
- d) Un amplificador no inversor con ganancia de 8.33 .
- e) Un amplificador sumador para sumar un voltaje de DC de $2.5V$ a la señal que proporciona el amplificador no inversor.
- f) Un amplificador inversor para restablecer la señal de interés.
- g) Este tratamiento de señal se aplica a cada canal de sensado del acelerómetro (canal X, Y e Z).

Los detalles se darán en el desarrollo del capítulo para cada etapa.

5.1-ENSAMBLE Y MONTAJE DEL ACELERÓMETRO ADXL330

Las dimensiones del acelerómetro (véase figura 1.7) no permiten tener un manejo adecuado en forma física, para poder obtener sus señales de interés. Por lo tanto el ensamble y montaje del acelerómetro es el siguiente:

- 1) Se confecciona una pieza de canaleta de aluminio, aproximadamente de 3cm de ancho, 3cm de largo y 3cm de alto.
- 2) El acelerómetro es soldado con cable wirewrap en los pines de interés, que son el canal X, Y y Z, el pin de V^+ , el pin de GND, los pines COM y SELF TEST son conectados a tierra. Para poder soldar los pines del acelerómetro se requirió de una aguja conectada al cautín, ya que son de pequeñas dimensiones.
- 3) Los cables de wirewrap son conectados a una tarjeta impresa con 10 perforaciones, las primeras 5 perforaciones son para las salidas del acelerómetro, los otros 5 para conectar el cable plano a cada entrada, las perforaciones van puenteadas con soldadura.

4) Usando una resina se pega el acelerómetro junto con la tarjeta perforada a la base de aluminio, previamente con el cable plano y su conector.

En la figura 5.1 se observa un esquema del acelerómetro montado con un cable plano.

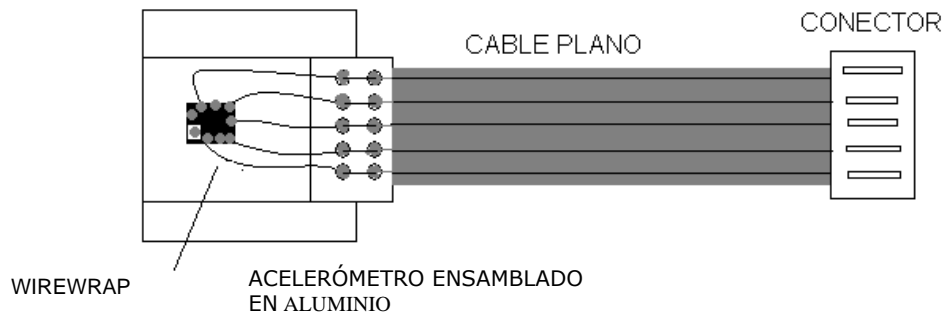


FIGURA 5.1 – MONTAJE DEL ACELERÓMETRO

Físicamente el acelerómetro se muestra en la figura 5.2, se puede observar el tamaño del sensor.

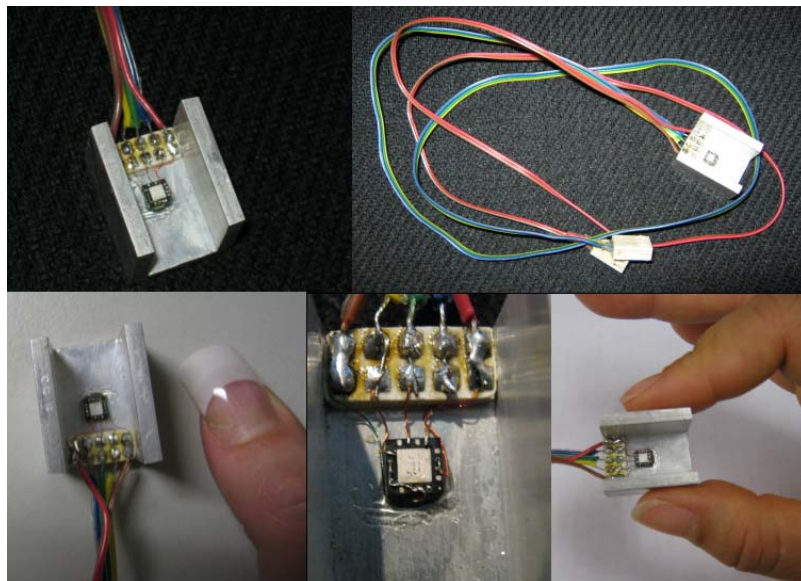


FIGURA 5.2- MONTAJE FÍSICO DEL ACELERÓMETRO ADXL330

5.2- IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO ACTIVO BUTTERWORTH DE 6º ORDEN A 30 Hz

Sea la configuración del filtro activo paso bajas de segundo orden de la figura 5.3.

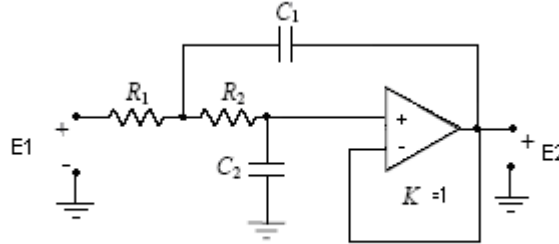


FIGURA 5.3- FILTRO ACTIVO PASO BAJAS DE SEGUNDO ORDEN

Para que el filtro presente una ganancia unitaria es decir $K=1$. Se toma la configuración en seguidor y $R_1 = R_2 = R$.

Si la configuración es un seguidor como se está proponiendo, $K=1$ por lo tanto la expresión para el factor de amortiguamiento (ecuación 3.34) se reduce a:

$$\alpha = \left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} \right)^{\frac{1}{2}}$$

Además $R_1 = R_2$, la expresión para la frecuencia de corte (ecuación 3.33) y el factor de amortiguamiento (ecuación 3.34) son:

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{R^2 C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha = \left(\frac{C_2}{C_1} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^{\frac{1}{2}} = 2 \left(\frac{C_2}{C_1} \right)^{\frac{1}{2}}$$

Como el filtro es de sexto orden, entonces presentará una conexión en cascada de tres etapas, cada una integrada por un filtro de segundo orden. Para obtener resultados óptimos al conectar filtros en cascada, se ha encontrado que es necesario variar el α de cada etapa, y la ω_0 de los filtros que no sean Butterworth. De manera que en un filtro de sexto orden las tres etapas de segundo orden conectadas en cascada se verán iguales, pero tendrán algunos componentes cuyos valores son diferentes en cada etapa.

Esto con el fin de sintonizar el filtro lo más posible a la frecuencia de corte deseada.

Entonces de la figura 3.18 (valores de factor de amortiguamiento para conexión cascada para filtros Butterworth). Se tiene:

Número de polos=6

Factores de amortiguamiento

$\alpha_1 = 1.931852$ para la 1era etapa.

$\alpha_2 = 1.414214$ para la 2da etapa

$\alpha_3 = 0.517638$ para la 3era etapa.

Con los valores de los factores de amortiguamiento de cada etapa y las expresiones para el filtro de segundo orden, se obtienen los valores de capacitores y resistencias para la red. Entonces:

PRIMERA ETAPA

Se propone fijar el valor de $C_1 = 0.1\mu F$.

Por lo tanto

$$\alpha = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 1.931852$$

$$\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 0.965926$$

$$\frac{C_2}{C_1} = 0.933013$$

$$C_2 = 0.933013C_1 = 0.933013(0.1\mu F)$$

$$C_2 = 0.0933[\mu F]$$

Se toma el valor comercial de $C_2 = 0.1\mu F$

Para obtener el valor de R con la expresión de la frecuencia de corte tenemos:

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{R^2 C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} = 2\pi f = 2\pi(30Hz)$$

$$\left(\frac{1}{R^2 C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} = 188.4955 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$\left(\frac{1}{R^2 (1 \times 10^{-14} [\mu F])} \right) = 35530.5758 \left[\frac{rad}{s} \right]^2$$

$$\frac{1}{R^2} = 3.553057 \times 10^{-10} [S]^2$$

$$R^2 = 2814477323 [\Omega]^2$$

$$R = \sqrt{2814477323} [\Omega]$$

$$R = 54051.64 [\Omega] = 53.051 [k\Omega]$$

El valor comercial más cercano es $R = 56k\Omega$.

La primera etapa de nuestro filtro queda de la siguiente manera.

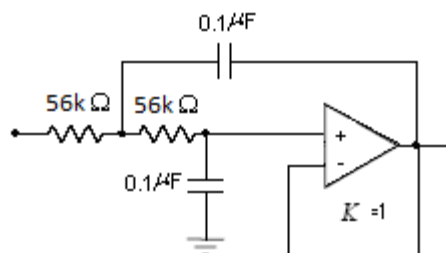


FIGURA 5.4- PRIMERA ETAPA DEL FILTRO ACTIVO PASO BAJAS

SEGUNDA ETAPA

Nuevamente se propone fijar el valor de $C_1 = 0.1\mu F$.

Por lo tanto

$$\alpha = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 1.414214$$

$$\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 0.707107$$

$$\frac{C_2}{C_1} = 0.5$$

$$C_2 = 0.5C_1 = 0.5(0.1\mu F)$$

$$C_2 = 0.05[\mu F]$$

Se toma el valor comercial de $C_2 = 0.047\mu F$

Para obtener el valor de R en esta segunda etapa se tomará la expresión de la frecuencia de corte. Tenemos:

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{R^2 C_1 C_2}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\pi f = 2\pi(30Hz)$$

$$\left(\frac{1}{R^2 C_1 C_2}\right)^{\frac{1}{2}} = 188.4955 \left[\frac{rad}{s}\right]$$

$$\left(\frac{1}{R^2 (4.7 \times 10^{-15} [\mu F])}\right) = 35530.5758 \left[\frac{rad}{s}\right]^2$$

$$\frac{1}{R^2} = 1.7765 \times 10^{-10} [S]^2$$

$$R^2 = 5628954654 [\Omega]^2$$

$$R = \sqrt{5628954654}[\Omega]$$

$$R = 75026.35[\Omega] = 75.026[k\Omega]$$

El valor comercial más cercano es $R = 75k\Omega$.

La segunda etapa de nuestro filtro queda de la siguiente manera.

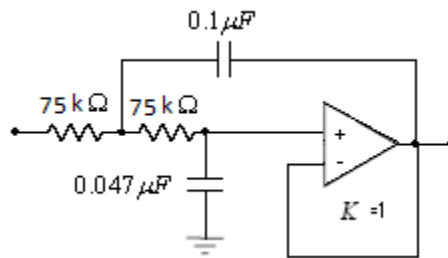


FIGURA 5.5- SEGUNDA ETAPA DEL FILTRO PASO BAJAS

TERCERA ETAPA

Nuevamente se propone fijar el valor de $C_1 = 0.1\mu F$.

Por lo tanto

$$\alpha = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 0.517638$$

$$\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}} = 0.258819$$

$$\frac{C_2}{C_1} = 0.066987$$

$$C_2 = 0.066987C_1 = 0.066987(0.1\mu F)$$

$$C_2 = 0.00669[\mu F]$$

Se toma el valor comercial de $C_2 = 0.0068\mu F$

Para obtener el valor de R en esta segunda etapa se tomará la expresión de la frecuencia de corte. Tenemos:

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{R^2 C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} = 2\pi f = 2\pi(30Hz)$$

$$\left(\frac{1}{R^2 C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} = 188.4955 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$\left(\frac{1}{R^2 (6.8 \times 10^{-16} [\mu F])} \right) = 35530.5758 \left[\frac{rad}{s} \right]^2$$

$$\frac{1}{R^2} = 2.416079 \times 10^{-11} [S]^2$$

$$R^2 = 4.13893 \times 10^{10} [\Omega]^2$$

$$R = \sqrt{4.13893 \times 10^{10} [\Omega]^2}$$

$$R = 203443.7819 [\Omega] = 203.443 [k\Omega]$$

Por lo tanto el valor comercial más cercano es $R = 200k\Omega$.

La tercera y última etapa del filtro queda de la siguiente manera.

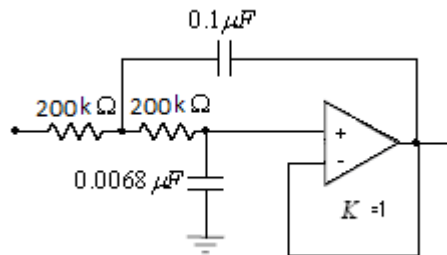


FIGURA 5.6- TERCERA ETAPA DEL FILTRO PASO BAJAS

Para el circuito del filtro Butterworth de 6º orden se usaron amplificadores operacionales LM124J. Este integrado contiene cuatro operacionales independientes con alta ganancia, compensados internamente en frecuencia y pueden operar con voltaje de polarización mínimo de 5V.

También se usaron resistencias de precisión con una tolerancia de 1% para mantener la sintonía del filtro, en el caso de los capacitores se usaron cerámicos.

El filtro Butterworth de 6º orden con ganancia unitaria y frecuencia de corte aproximada de 30Hz se muestra en la siguiente figura 5.7.

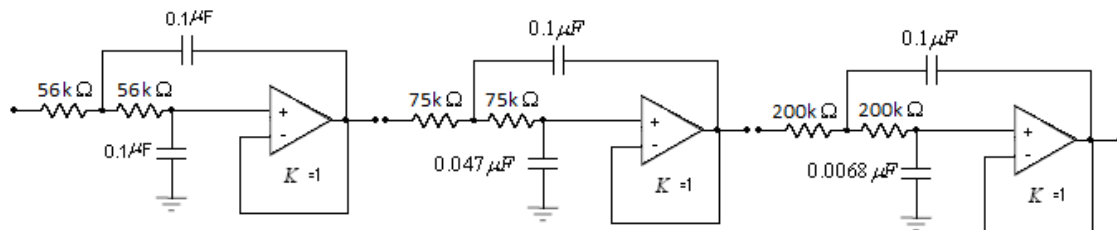


FIGURA 5.7- FILTRO BUTTERWORTH DE 6º ORDEN, FRECUENCIA DE CORTE 30 HZ

En la figura 5.8 tenemos la respuesta en frecuencia del filtro, que se obtuvo a partir de Pspice. Se le inyectó al filtro una señal senoidal con frecuencia entre 0Hz a 120Hz y una amplitud de 1V.

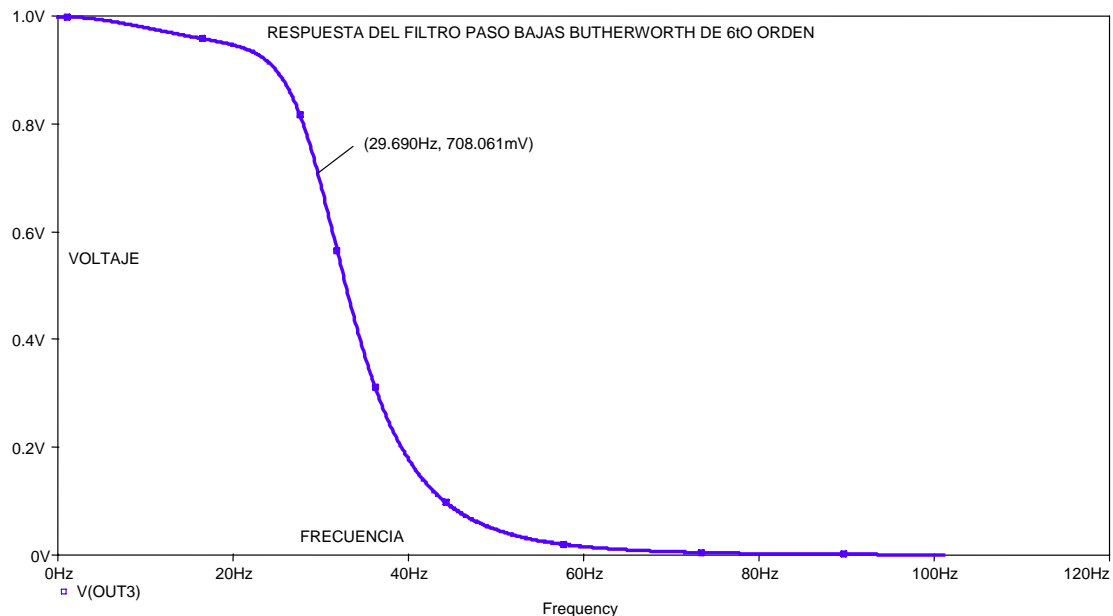


FIGURA 5.8- RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO ACTIVO

Como se puede observar en la respuesta en frecuencia del filtro paso bajas de sexto orden, su frecuencia de corte se encuentra en 29.690 Hz, en una amplitud aproximada a 0.7071V.

5.3-IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIADOR UNITARIO

El propósito de realizar esta parte del trabajo es el siguiente:

El acelerómetro se polariza con un voltaje de 3V, presenta una sensibilidad de 300mV por cada 1g y el voltaje a 0g es igual a la mitad del voltaje de polarización, es decir, a 0g el acelerómetro presenta un voltaje aproximado de 1.5V, a 1g un voltaje de 1.8V y a -1g un voltaje de 1.2V.

El diferenciador tiene como fin que la referencia del acelerómetro, que es 0g, presente una salida de 0V. Por tal motivo a la señal del acelerómetro se le aplica una configuración de amplificador diferenciador con ganancia unitaria para poder eliminar el 1.5V de offset.

Por lo tanto tenemos que de la configuración de amplificador diferenciador.

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 \right)$$

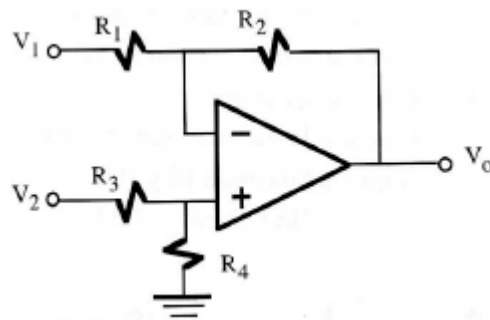


FIGURA 5.9- AMPLIFICADOR DIFERENCIADOR

Si se verifica la siguiente relación:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

Se obtiene la expresión simplificada

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10k\Omega$$

Entonces la expresión resulta

$$V_0 = (V_2 - V_1)$$

Donde V_2 es la señal proveniente del acelerómetro ya previamente filtrada y V_1 el voltaje de 1.5V que se le resta a V_2 .

En la siguiente figura tenemos un circuito seguidor que nos proporciona en la salida un voltaje de 1.5V.

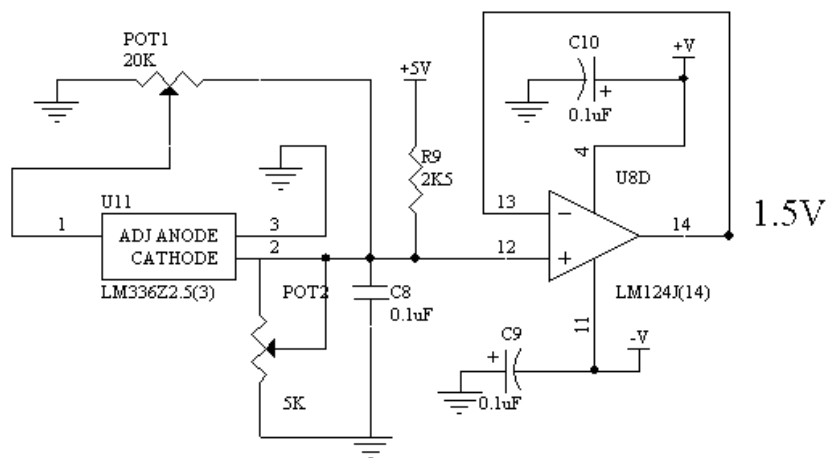


FIGURA 5.10- AJUSTE DE OFFSET CON UN SEGUIDOR DE VOLTAJE A 1.5 V USANDO EL LM336Z-2.5

Para obtener el voltaje de 1.5V se utilizó el LM336Z-2.5, que es un circuito integrado que proporciona un voltaje de precisión de 2.5V a partir de un zener. Presenta una terminal de ajuste para estabilizar los 2.5V requeridos. El LM336Z-2.5 necesita de un voltaje de polarización de 5V y una resistencia de 2.5k Ω para limitar corriente.

Se le añade al circuito un divisor de voltaje a partir de un preset de 5k Ω y un capacitor de 0.1 μF . Esta configuración va al seguidor de voltaje en el amplificador operacional, la polarización del AO se filtra con capacitores de 0.1 μF , para garantizar nuestro voltaje de salida.

Por lo tanto la salida del circuito seguidor de 1.5V y la señal del acelerómetro filtrada se restan por lo que la referencia está en 0V.

Las referencias después de esta etapa del trabajo son las siguientes:

Para una aceleración de **1g** el voltaje de salida del diferenciador es 300mV.
 Para una aceleración de **0g** el voltaje de salida del diferenciador es 0V.
 Para una aceleración de **-1g** el voltaje de salida del diferenciador es de -300mV.

En la figura 5.11 se muestra el amplificador diferenciador con ganancia unitaria y las dos señales de interés, la que proporciona el seguidor a 1.5V y la señal filtrada del acelerómetro.

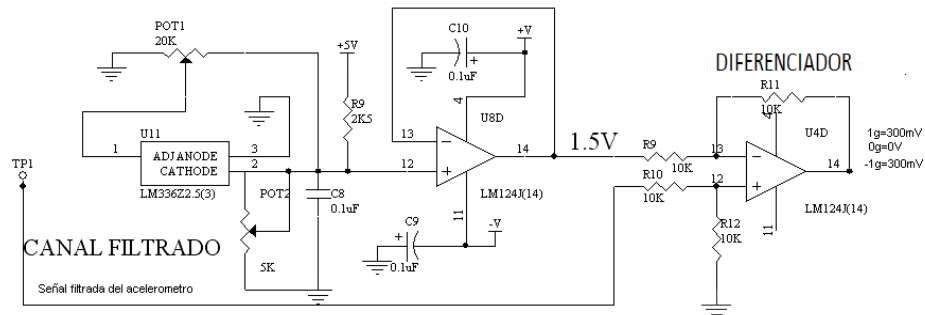


FIGURA 5.11 –DIFERENCIA ENTRE EL SEGUIDOR A 1.5V Y SEÑAL FILTRADA DEL ACELERÓMETRO

Para hacer una simulación de esta parte se realizó una prueba con una señal de 300mV de voltaje pico y 1.5V de offset, se tomaron estos valores para tener una similitud con la señal del acelerómetro. En la figura 5.12 se puede observar esta señal.

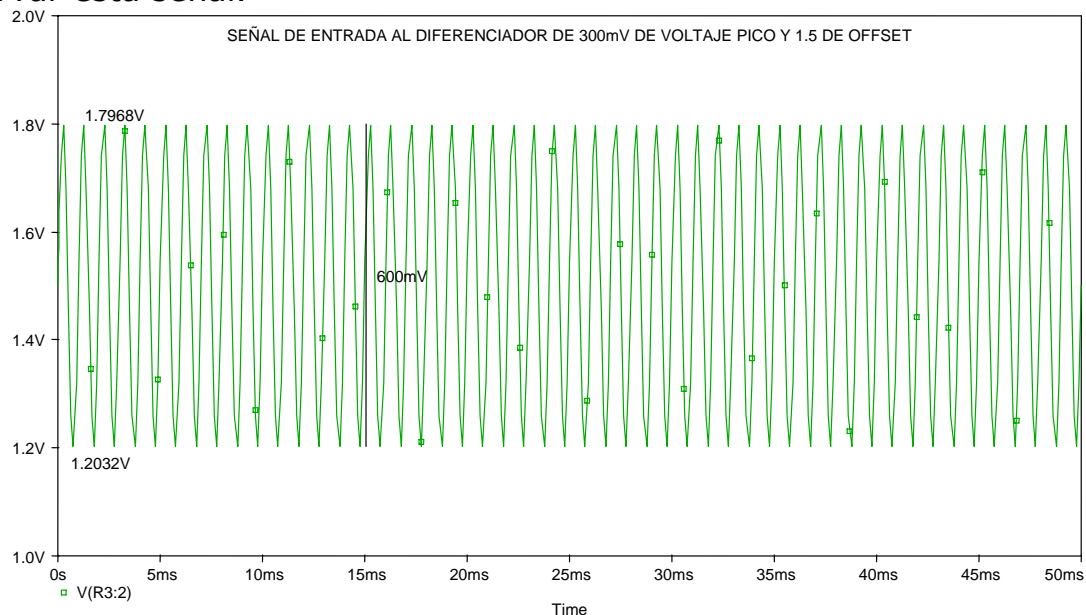


FIGURA 5.12- SEÑAL SENOIDAL DE 300mV Y OFFSET DE 1.5V

En la figura 5.13 se tiene un voltaje de directa de 1.5V que se refiere a nuestro seguidor de voltaje.

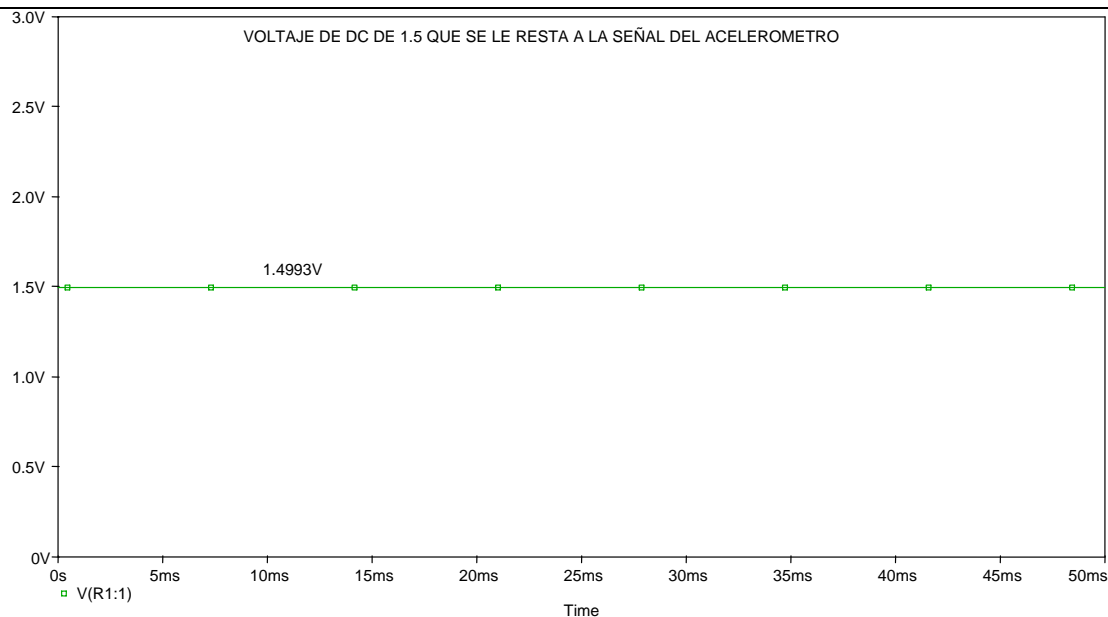


FIGURA 5.13- VOLTAJE DE 1.5V

Las dos señales antes mostradas pasaron por el amplificador diferenciador donde se obtuvo lo siguiente.

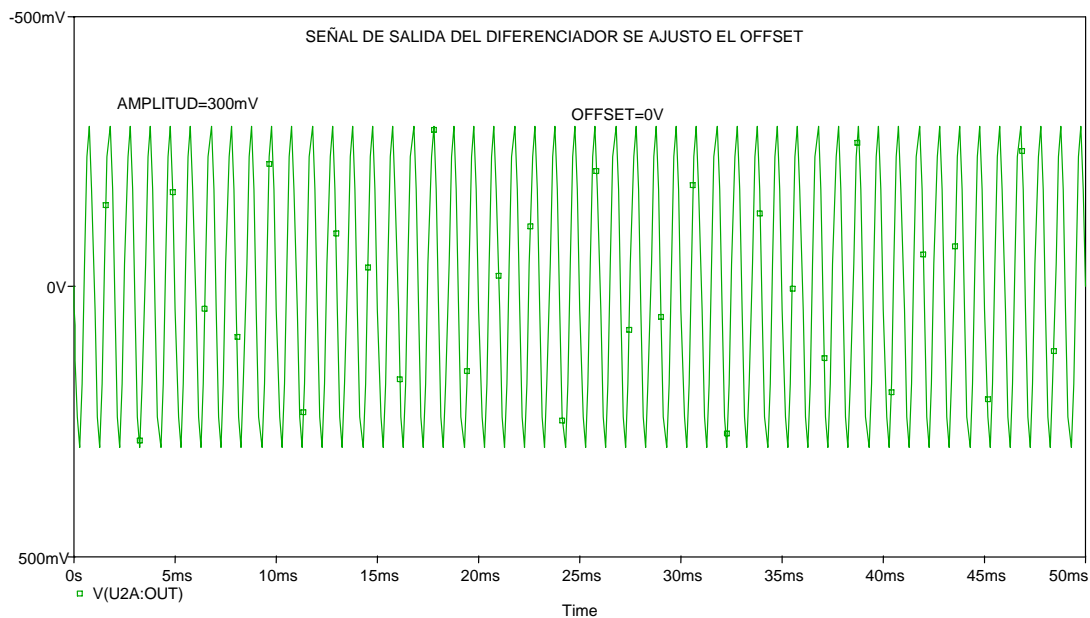


FIGURA 5.14- AJUSTE DE OFFSET DE 1.5V, NIVEL DE REFERENCIA 0V.

La señal de salida del diferenciador tiene un offset de 0V, es decir, se restó el offset de 1.5V. Entonces está más adecuada al acelerómetro que entrega 300mV por cada 1g. Por lo que la referencia a 0g está a 0V.

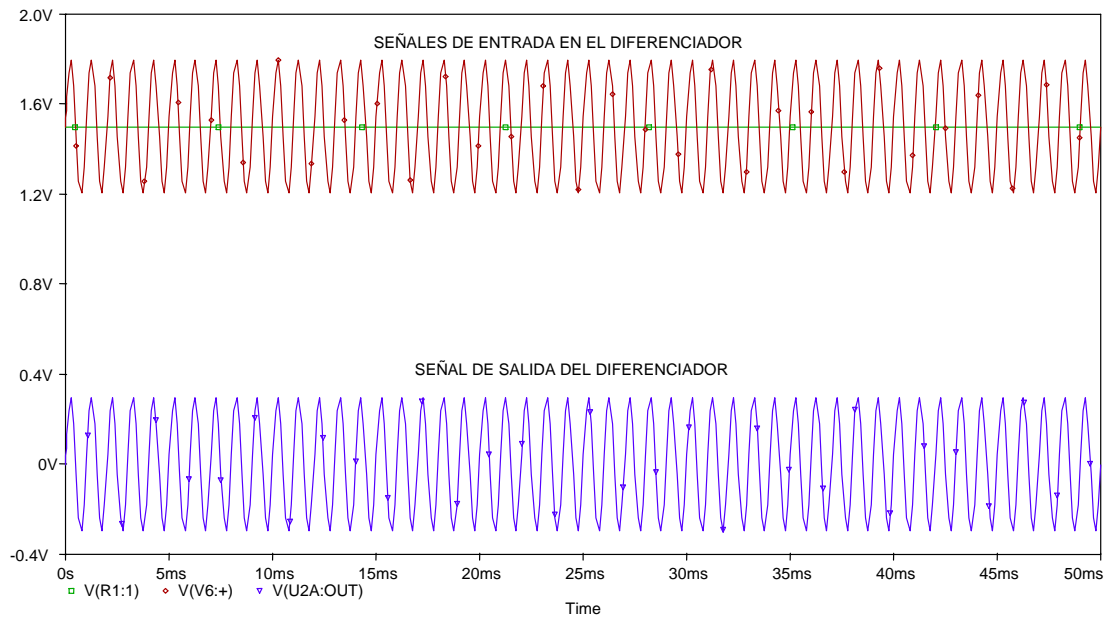


FIGURA 5.15- SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA DEL DIFERENCIADOR

En la gráfica se observa tanto las dos señales de entrada del diferenciador, así como su salida, que no contiene la componente de DC.

5.4-IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR NO INVERSOR

Se implementa un amplificador no inversor para poder amplificar los voltajes que proporciona el acelerómetro para valores de $1g$ y $-1g$

De la configuración no inversora se tiene:

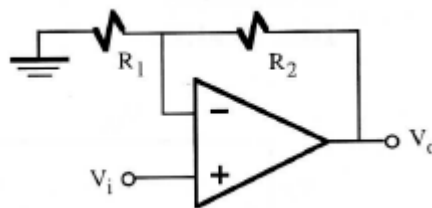


FIGURA 5.16- AMPLIFICADOR NO INVERSOR

$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Los voltajes de la salida del restador que son 300mV para $1g$ y -300mV para $-1g$, se tienen que amplificar para que en el mismo rango, los voltajes de salida sean de 2.5V y -2.5V, respectivamente. Se usa un amplificador no inversor para no alterar nuestra señal del acelerómetro (invertir).

Para eso tenemos que:

$$V_{in} = 300mV$$

$$V_{sal} = 2.5V$$

$$A = \frac{2.5V}{300mV} = 8.3333$$

$$\text{Si } A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 8.333 \quad \text{entonces} \quad \frac{R_2}{R_1} = 7.333.$$

De los valores comerciales se pueden encontrar valores de resistencias para cumplir esta condición de ganancia, se optó por los siguientes valores de resistencias de precisión.

$$R_1 = 22.2k\Omega \text{ y } R_2 = 162.1k \text{ donde } \frac{R_2}{R_1} = 7.2999.$$

El amplificador no inversor se muestra en la siguiente figura.

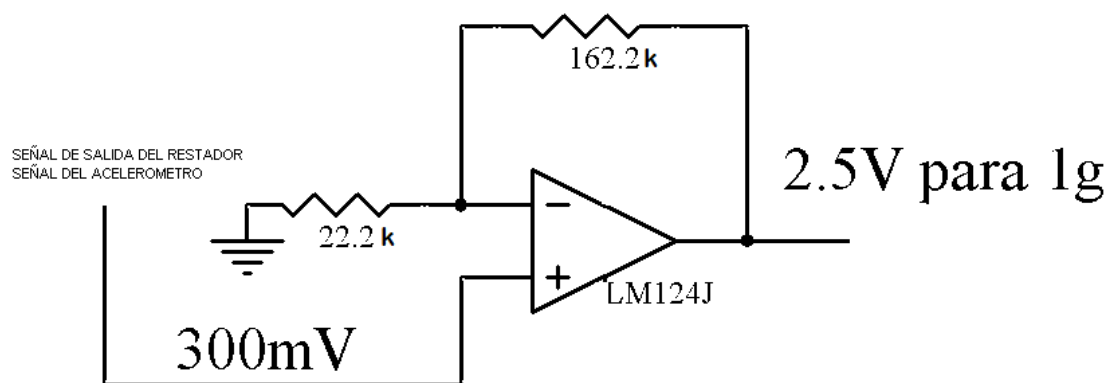


FIGURA 5.17-AMPLIFICADOR NO INVERSOR DE GANANCIA 8.333

Para probar esta parte del trabajo, la entrada es una señal con amplitud de 300mV pico sin offset, que simula la salida del diferenciador, como se observa en la figura 5.18.

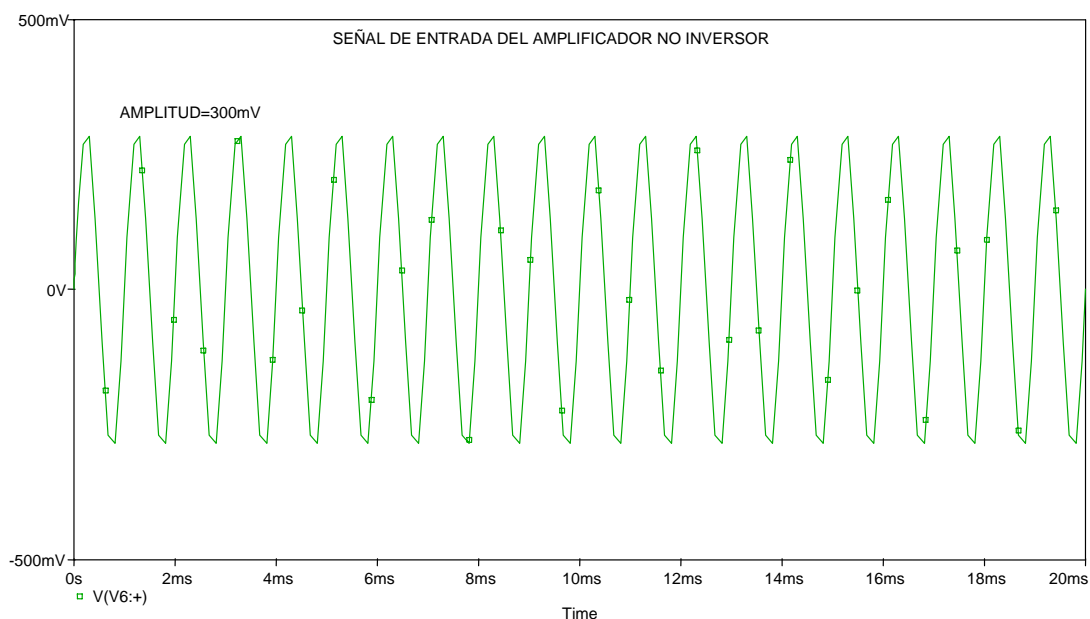


FIGURA 5.18 SEÑAL DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR NO INVERSOR

La salida es una señal senoidal sin offset cuya amplitud es de 2.5V pico, haciendo referencia a la salida que debe presentar esta etapa respecto a nuestra señal del acelerómetro.

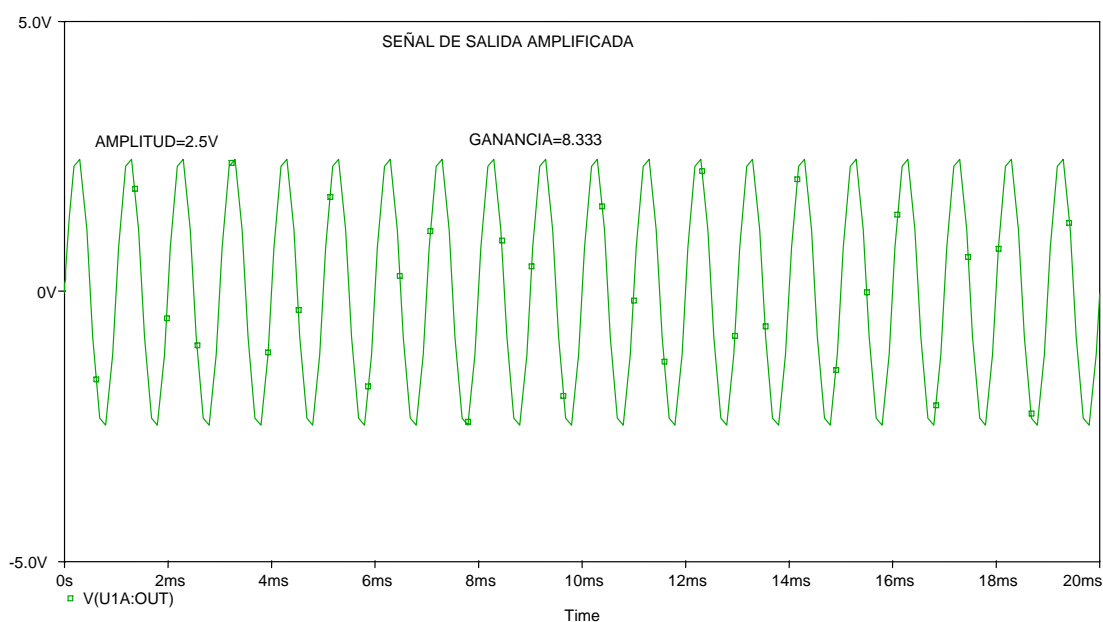


FIGURA 5.19- SEÑAL DE SALIDA AMPLIFICADA A=8.333

Los nuevos valores que toma la señal del acelerómetro son:

2.5V para $1g$

0V para $0g$

-2.5V para $-1g$

5.5-IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR SUMADOR CON GANANCIA UNITARIA E INVERSOR

A la señal de salida del amplificador no inversor (señal del acelerómetro) se le añade un voltaje de offset de 2.5V para que los parámetros en voltaje de la señal del mismo presenten estos valores.

5V para $1g$

2.5V para $0g$

0V para $-1g$

Igual que en el caso del amplificador restador se realiza la configuración inicial del seguidor con el LM336Z-2.5, con la única diferencia de que este no lleva el divisor de voltaje que proporciona los 1.5V.

Entonces a la señal del acelerómetro de la salida del no inversor se le suma un voltaje de offset de 2.5V, las resistencias del seguidor son del mismo valor, que en este caso es $R=15k\Omega$ para que el amplificador sumador no tenga ganancia.

De la configuración sumador de la figura se tiene:

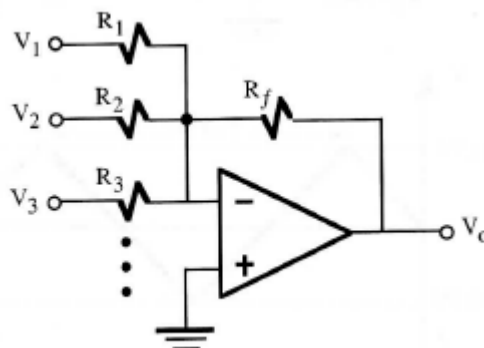


FIGURA 5.20- AMPLIFICADOR SUMADOR

$V_0 = -\frac{R_f}{R}(V_1 + V_2)$ dado que $R_f = R_1 = R_2$, entonces la expresión se simplifica.

$V_0 = -(V_1 + V_2)$ donde V_1 es la señal del acelerómetro que sale del amplificador no inversor y V_2 es el voltaje de 2.5V proporcionado por el seguidor.

Como se puede observar la señal de salida es invertida o desfasada 180° , por lo que al amplificador sumador se le añade un amplificador inversor de ganancia unitaria para recomponer la señal del acelerómetro.

En la figura 5.21 se tiene la configuración de amplificador seguidor usando el LM336Z-2.5.

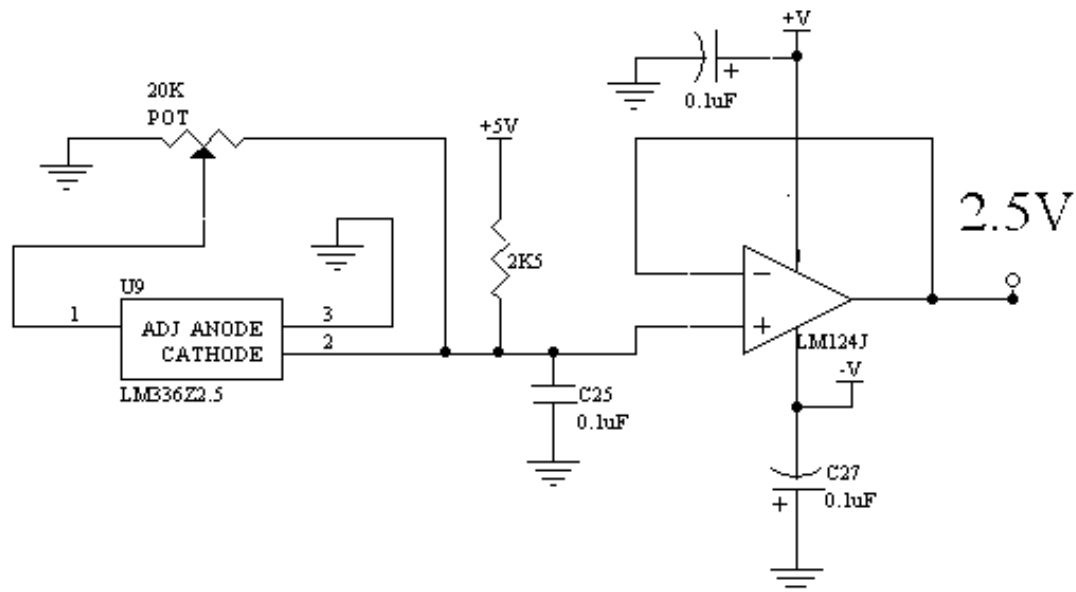


FIGURA 5.21- AJUSTE DE OFFSET CON UN AMPLIFICADOR SEGUIDOR A 2.5V USANDO EL LM336Z-2.5

Este circuito nos proporciona los 2.5V para sumar a nuestra señal de salida del amplificador no inversor.

En la figura 5.22 se muestra la configuración del amplificador sumador con su etapa inversora, el circuito que ajusta el offset a 2.5V y la señal del acelerómetro del amplificador no inversor.

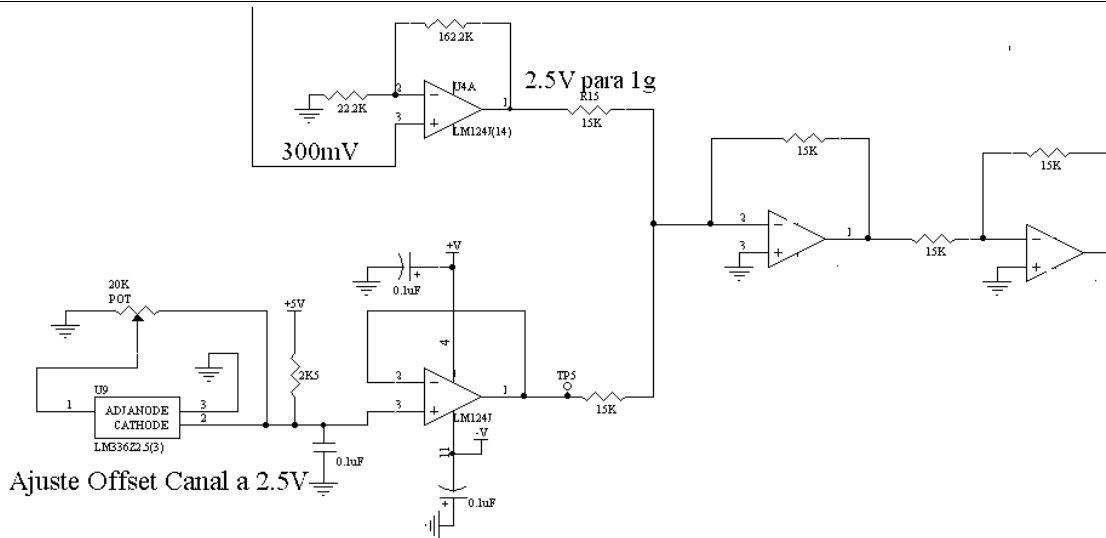


FIGURA 5.22- EL AMPLIFICADOR SUMADOR CON ETAPA INVERSORA

Para probar esta etapa, la entrada del amplificador sumador es una señal senoidal de 2.5V de amplitud a 1kHz que simula la señal del acelerómetro a la salida del amplificador no inversor y un voltaje de DC de 2.5V de la configuración de seguidor de voltaje.

En las figura 5.23a) y 5.23b) se muestran las dos gráficas de ambas señales que entran al amplificador sumador con su etapa no inversora.

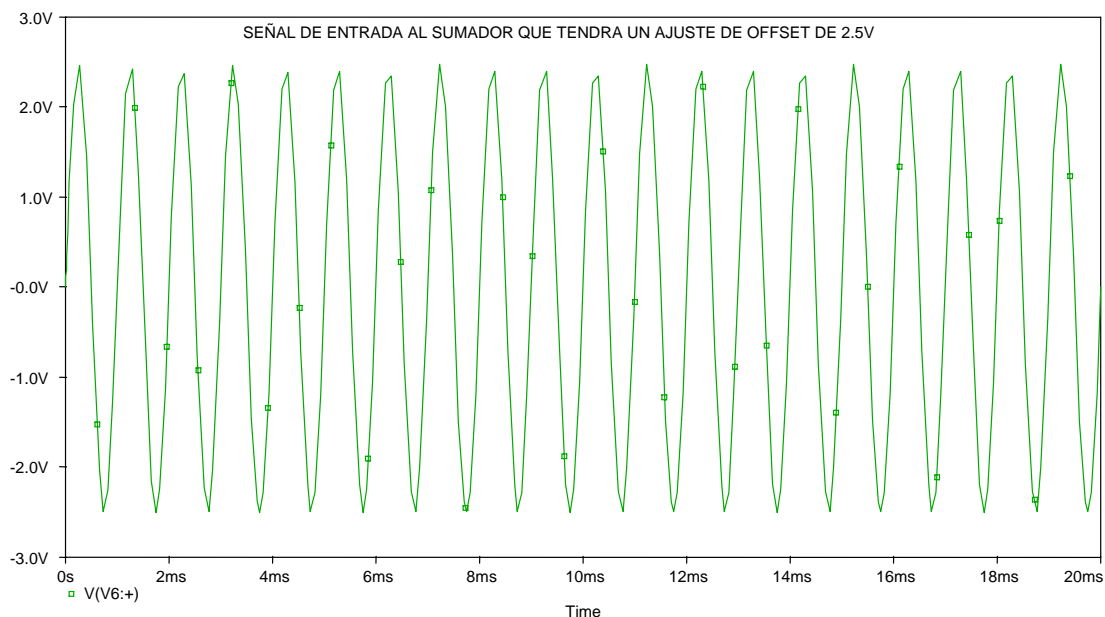


FIGURA 5.23a)- SEÑAL DE ENTRADA AL SUMADOR

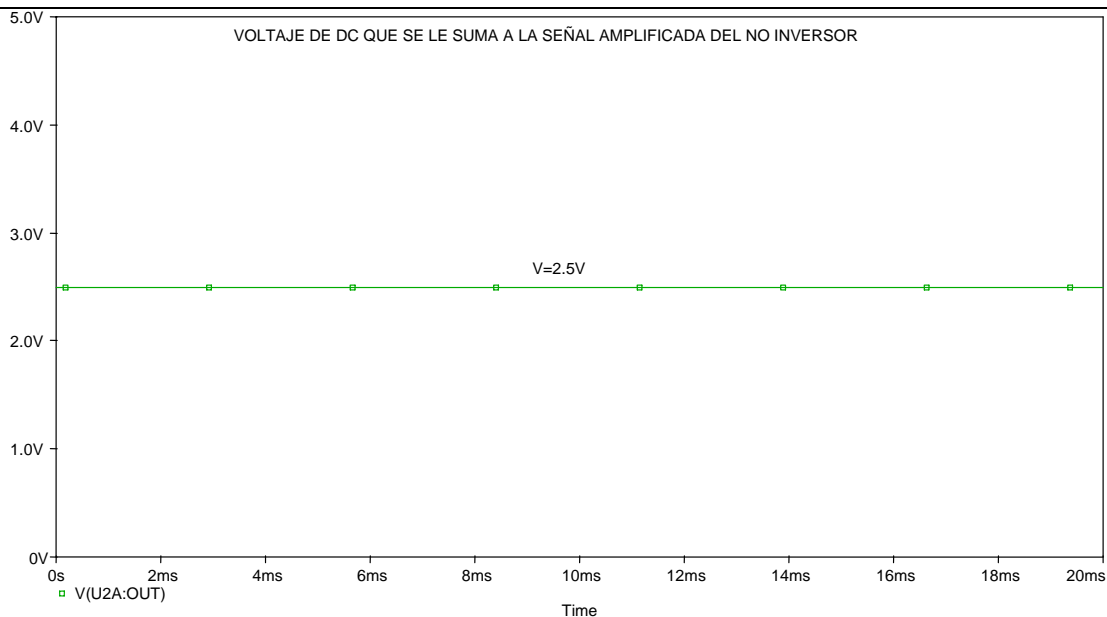


FIGURA 5.23b)- SEÑAL DC DE ENTRADA AL SUMADOR CON ETAPA INVERSORA

Se simuló con una señal de 1V a 1kHz y un voltaje de DC de 2.5 V al amplificador sumador que tiene como ganancia la unidad.

Como vemos el resultado es una señal que va de 0 V a 5 V.

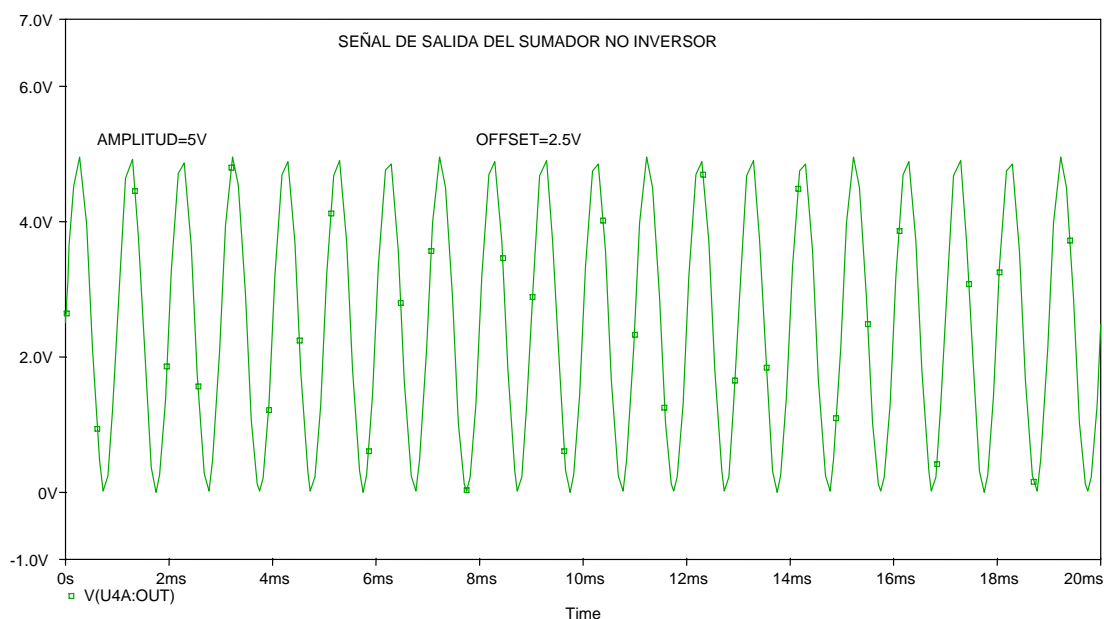


FIGURA 5.24- SALIDA DEL SUMADOR NO INVERSOR

La señal de salida del amplificador sumador con su etapa inversora es una señal con una amplitud de 5V y un voltaje de offset de 2.5V, que simula o representa la señal resultante del acelerómetro, para **1g**-5V, **0g**-2.5V y para **-1g** un voltaje de 0V.

Cabe resaltar que en todos los circuitos se utilizó el amplificador operacional LM124J y que este tratamiento de señal se aplica a los tres canales de sensado del acelerómetro.

5.6- FUENTES DE VOLTAJE

5.6.1-FUENTE ANALÓGICA DE +9V

Para la fuente analógica de +9V se utiliza el circuito integrado LM2931 de 5 pines, es un regulador ajustable que por medio de un divisor de voltaje nos proporciona un voltaje de salida deseado. Trabaja regularmente con un mínimo de diferencial de voltaje de 0.3V entre la entrada y la salida. El voltaje de referencia es de 1.2V . Para obtener el voltaje de salida de +9V se utiliza la siguiente expresión para obtener el valor de las resistencias.

$$V_s = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$22.5k \geq \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Entonces:

Se toma un valor $R_2 = 165k \Omega$, $V_{ref} = 1.2V$ y $V_s = 9V$

$$R_1 = \frac{198[k\Omega][V]}{7.8[V]}$$

$$R_1 = 25.38[k\Omega]$$

Los capacitores utilizados en la configuración, tienen la finalidad de filtrar el voltaje de DC a la entrada y salida. El diodo se utiliza como sistema de protección contra descargas.

En la figura 5.25 se especifica el diagrama de la fuente.

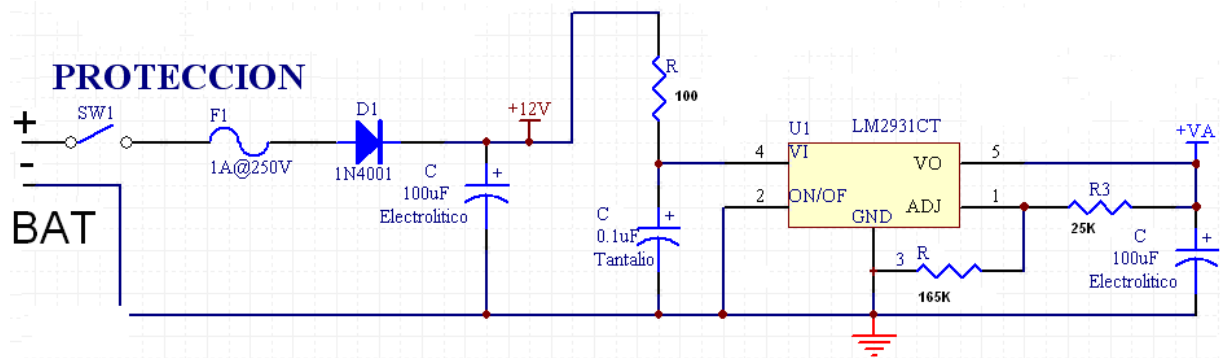


FIGURA 5.25- FUENTE ANALÓGICA DE +9V

5.6.2- FUENTE ANALÓGICA DE -9V

El circuito integrado LM7660 permite la inversión de voltaje de entrada (de positivo a negativo). Por medio del voltaje de salida que proporciona la fuente positiva, se realiza la configuración que se muestra en la figura 5.26. El capacitor a la salida sirve para filtrar el voltaje de -9V, el diodo actúa como protección contra descargas. También se hace un filtrado del voltaje de directa de entrada.

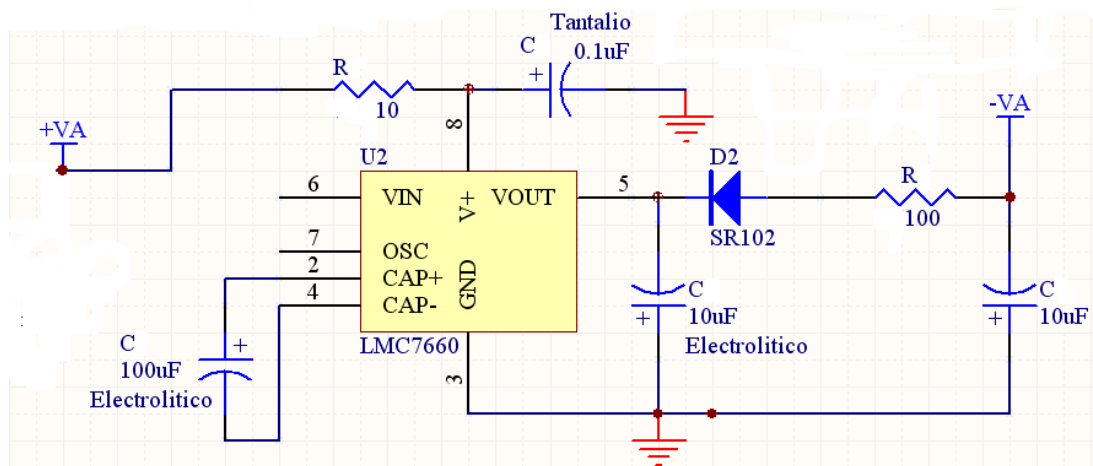


FIGURA 5.26-FUENTE ANALÓGICA DE -9V

5.6.3-FUENTE ANALÓGICA DE 5V

Tomando como entrada el voltaje que proporciona una batería de 12V o una fuente, previamente filtrada con dos capacitores. Se utiliza el circuito integrado L7805 para obtener un voltaje de salida de 5V, que nos proporciona los voltajes requeridos para la polarización de los integrados LM336Z-2.5 de la etapa del ajuste de Offset. En el diagrama 5.27 se muestra la configuración del circuito.

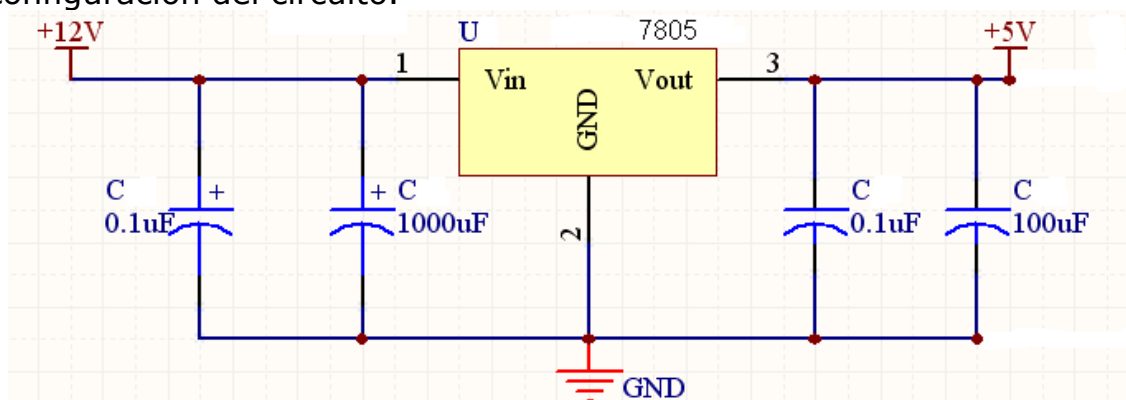


FIGURA 5.27- FUENTE ANALÓGICA DE 5V

5.6.4- FUENTE ANALÓGICA DE 3V PARA EL ACELERÓMETRO ADXL330

Finalmente para obtener el voltaje de polarización del acelerómetro ADXL330, a la salida de la fuente analógica de +5V, se añade un capacitor para filtrar el voltaje de DC y un led transparente de luz violeta que en su diferencia de potencial nos proporciona 3V. En la figura 5.28 se muestra la configuración del circuito.

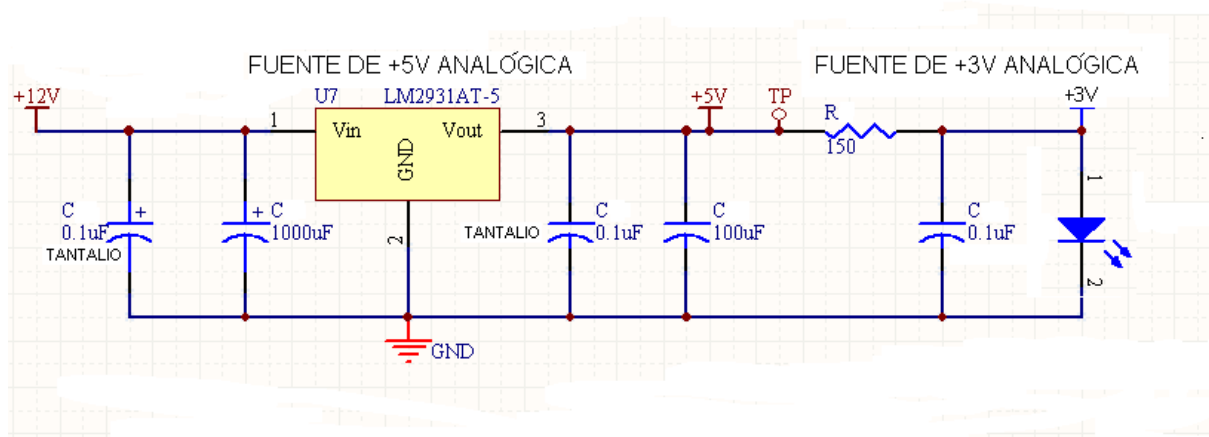


FIGURA 5.28- FUENTE ANALÓGICA DE 3V

CAPÍTULO 6

PRUEBAS EN CONJUNTO

CAPÍTULO 6- PRUEBAS EN CONJUNTO

6.1-PRUEBAS ESTÁTICAS

Para obtener la linealidad del acelerómetro, se estableció un procedimiento de calibración para aplicarlo a los tres canales del sensor, el procedimiento se cita a continuación y se basa en los siguientes razonamientos:

Es de esperarse que el acelerómetro ADXL330 detecte valores proporcionales de aceleración por gravedad desde 0 hasta $\pm 1g$, si originalmente se coloca en un teodolito con el eje de sensado paralelo al nivel del terreno y lentamente se inclina sobre ese mismo eje, hacia ambos sentidos, uno a la vez, se obtendrá la curva de calibración.

En virtud de lo anterior, para obtener la curva de calibración de cada eje del acelerómetro, se deben realizar los siguientes pasos.

- 1-Fijar el acelerómetro ADXL330 en la base del teodolito y nivelarlo a 0° .
- 2-Alimentar la tarjeta de acondicionamiento de señal con 12V que a su vez proporciona la alimentación al acelerómetro. Medir con el voltímetro la salida en la tarjeta.
- 3-Girar el acelerómetro respecto a su eje horizontal, en sus dos sentidos (positivo y negativo), en intervalos de 5° , medir la salida con el multímetro.
- 4-Obtener la aceleración a la que se somete el acelerómetro ADXL330 y dibujar la gráfica de los resultados.

La aceleración es $A = a \sin \beta$. Se dibuja (se traza) Aceleración vs Voltaje (A vs V). En la siguiente figura 6.1 se muestra un diagrama que muestra la obtención de la curva de calibración.

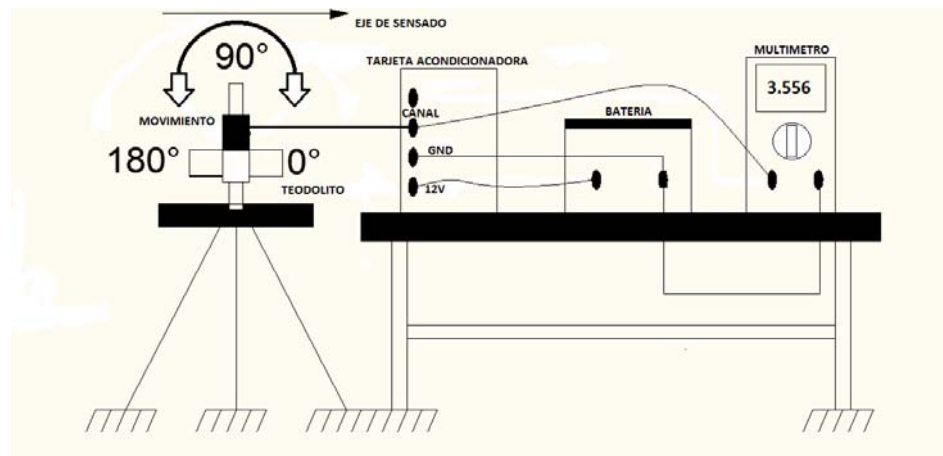


FIGURA 6.1- PRUEBA DE CALIBRACIÓN DEL ACELERÓMETRO

En las figuras 6.2, 6.3 y 6.4. Se muestran las gráficas obtenidas en la prueba con ayuda del teodolito, dichas gráficas muestran la linealidad de cada canal del acelerómetro ADXL330.

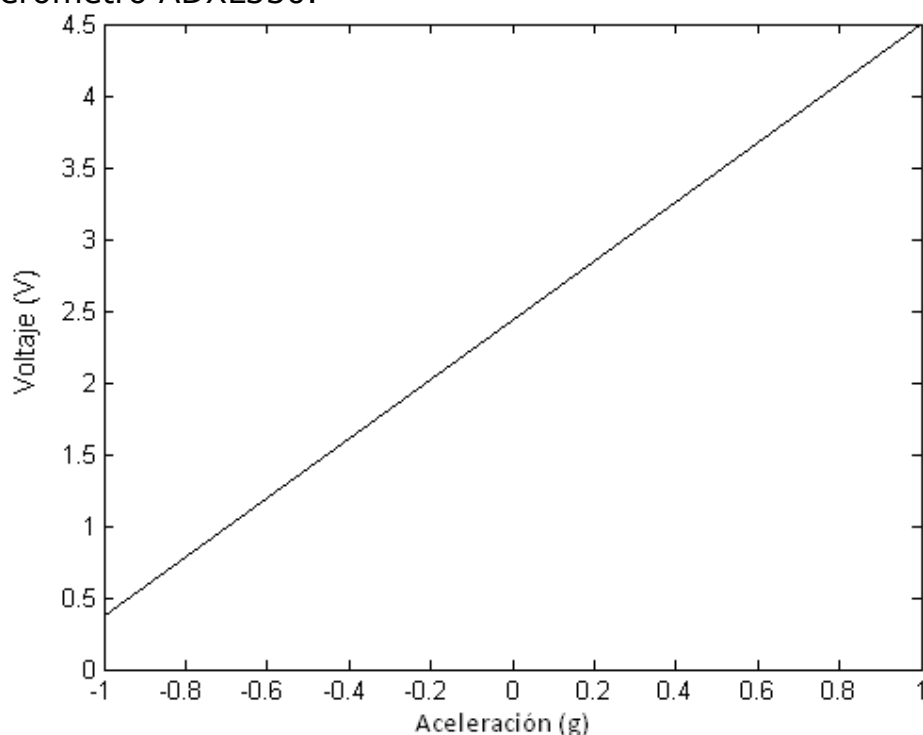


FIGURA 6.2- GRÁFICA DE CALIBRACIÓN CANAL Z

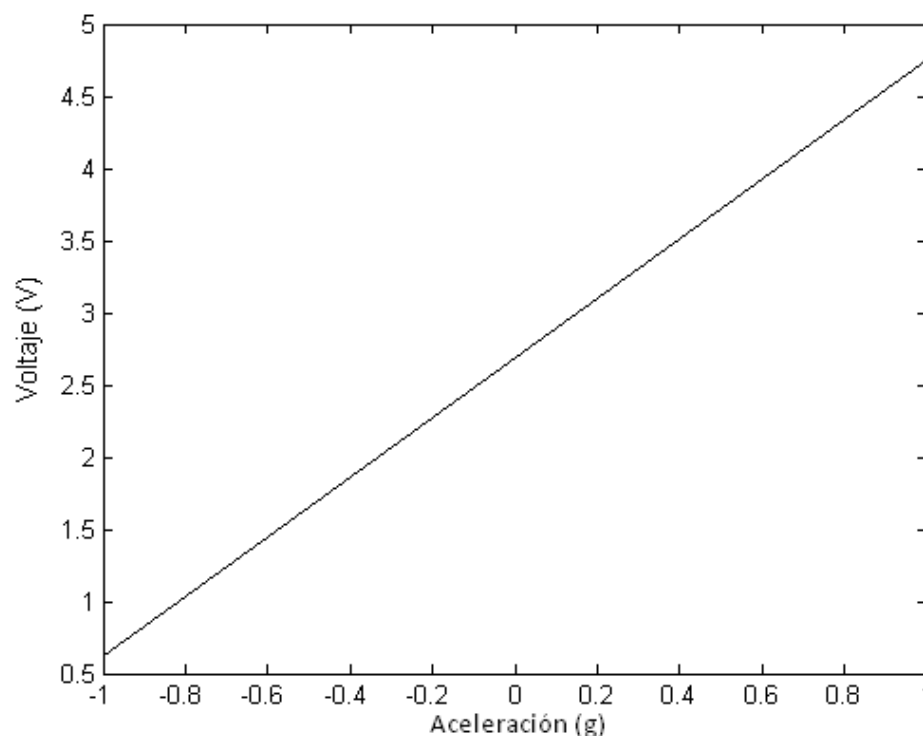


FIGURA 6.3 GRÁFICA DE CALIBRACIÓN CANAL Y

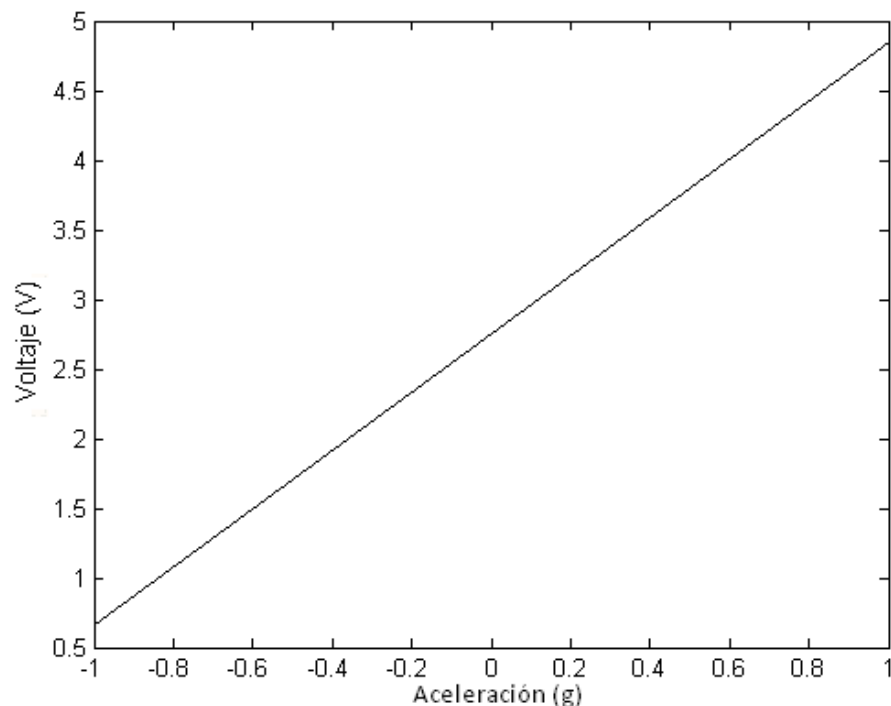


FIGURA 6.4- GRÁFICA DE CALIBRACIÓN CANAL X

Como se puede observar no hay diferencias importantes entre los canales del acelerómetro en esta prueba estática, se puede resumir que los canales son independientes entre sí.

La misma prueba permitió obtener un desglose sobre el acelerómetro actuando como un sensor de inclinación. Las gráficas 6.5, 6.6 y 6.7 muestran la linealidad, pero usando el ángulo de inclinación.

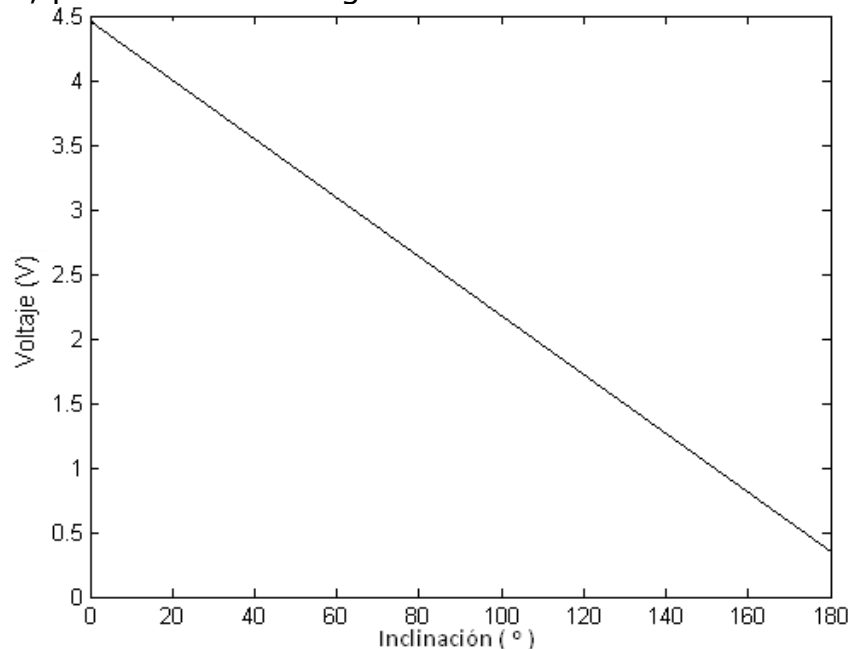


FIGURA 6.5- GRÁFICA DE CALIBRACIÓN POR ANGULO CANAL Z

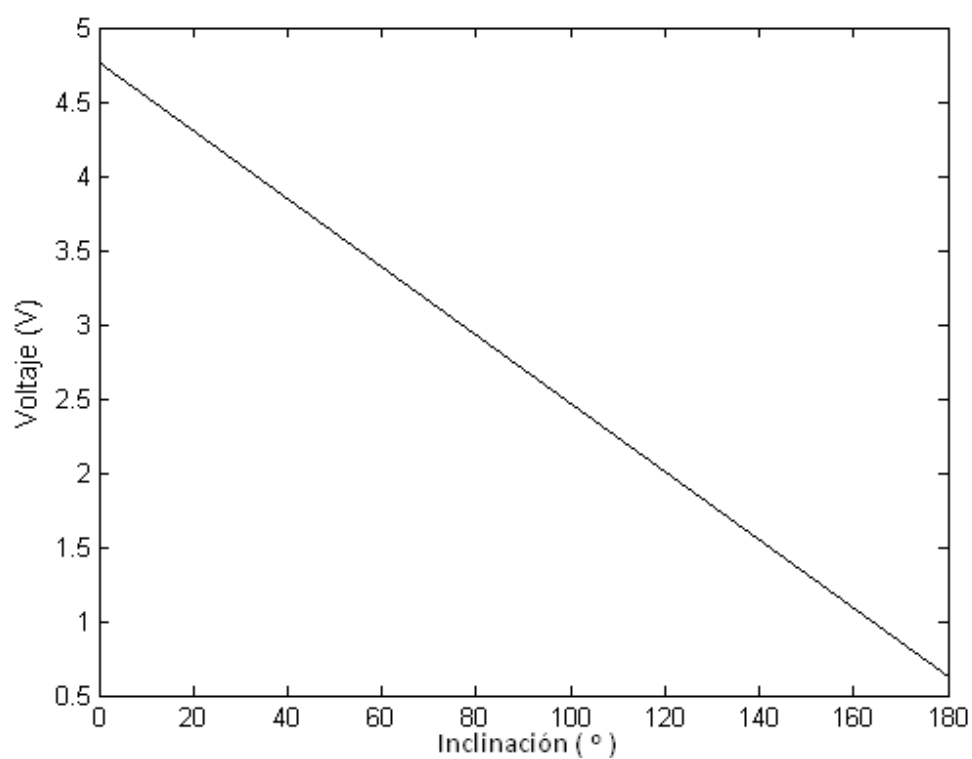


FIGURA 6.6- GRÁFICA DE CALIBRACIÓN POR ANGULO CANAL Y

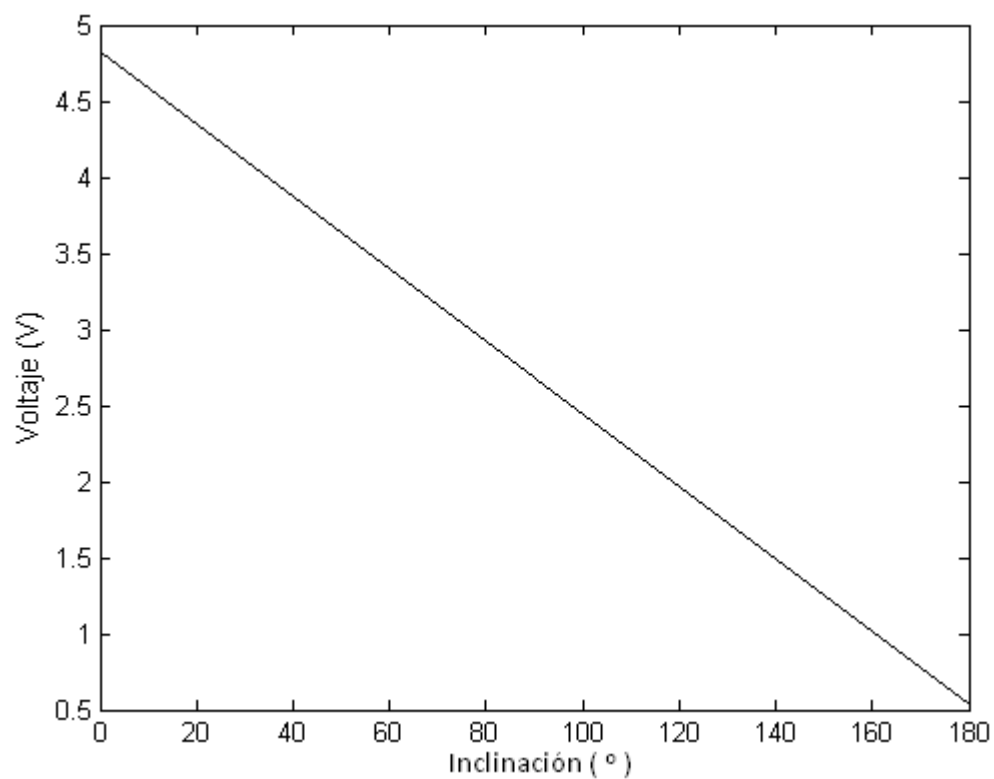


FIGURA 6.7- GRÁFICA DE CALIBRACIÓN POR ANGULO CANAL X

6.2- PRUEBAS EN FILTROS ACTIVOS.

Se realizó la prueba a los filtros activos de 6° orden, el objetivo de esta prueba fue verificar la frecuencia de corte de cada uno de los filtros, el siguiente procedimiento describe la verificación de las frecuencias de corte.

1-Se necesitó de un vibrador electromecánico (Ling) propiedad del Instituto de Ingeniería. El Ling genera una vibración en un pistón, este movimiento es ocasionado por la señal de entrada del Ling. Se puede inyectar cualquier tipo de señal con cierto barrido de frecuencia. A su vez el Ling cuenta con un control que amplifica la señal de entrada.

2-De igual forma se usó un multímetro, generador de señales y frecuencímetro.

3-Se fija el acelerómetro en el Ling, se inyecta al Ling una señal senoidal de 1V con una frecuencia inicial de 0.5 Hz, se varía la frecuencia cada 1Hz, se mide con el frecuencímetro dicha frecuencia y con el multímetro se mide el voltaje de salida en el filtro. La ganancia del Ling debe de ser 1.

4-Se obtienen los puntos de voltaje vs frecuencia cada 1 Hz y se dibuja la gráfica.

En las figuras 6.8, 6.9, 6.10 se muestra las respuestas en frecuencia de los filtros de sexto orden, las frecuencias de corte de los filtros son 29.5Hz, 28.6 Hz y 27.9 Hz para los canales X, Y y Z, respectivamente.

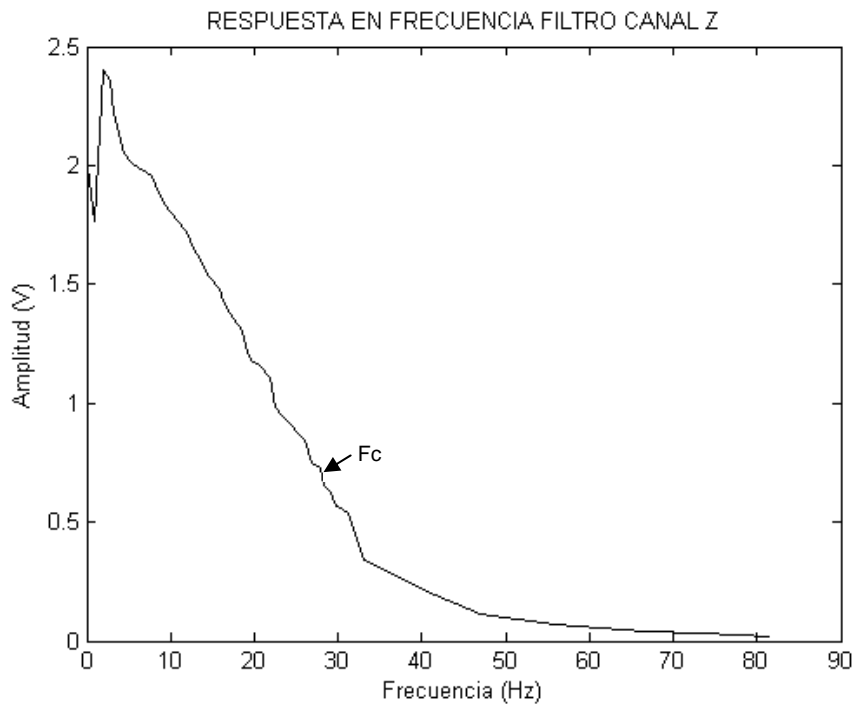


FIGURA 6.8- FILTRO CANAL Z

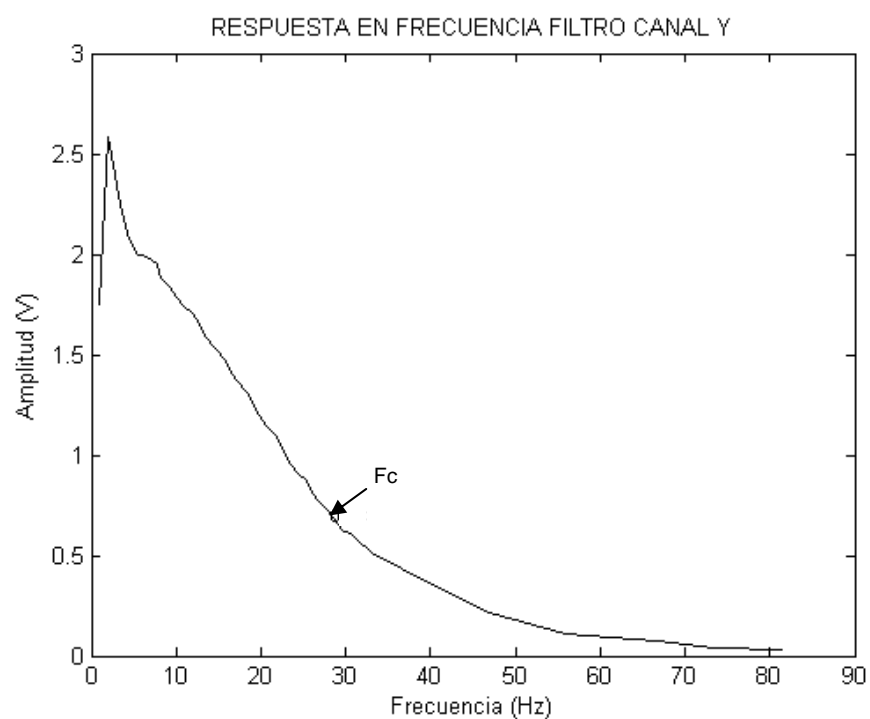


FIGURA 6.9- FILTRO CANAL Y

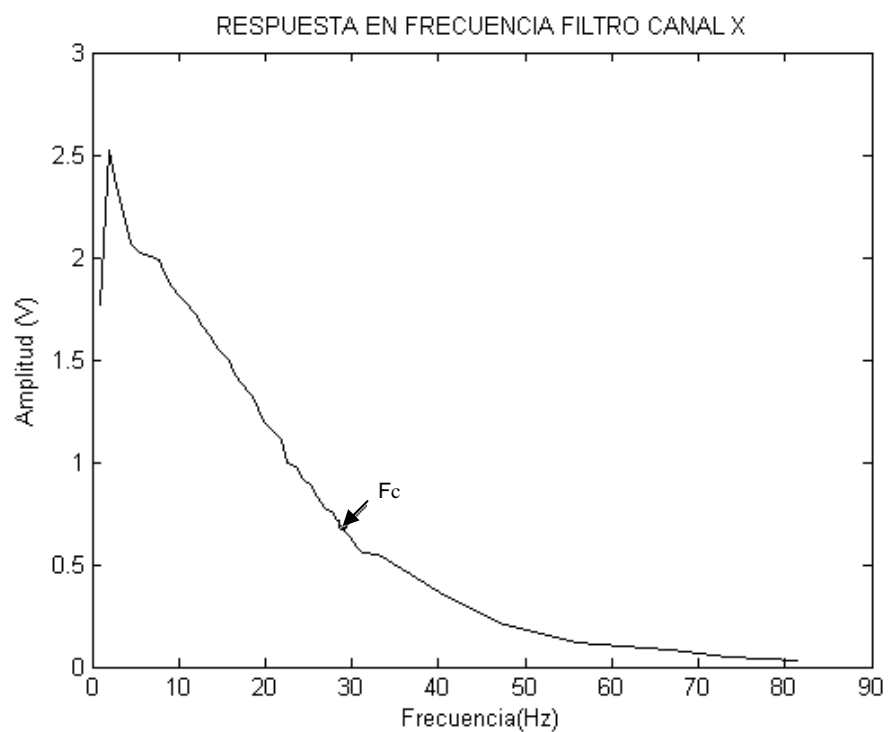


FIGURA 6.10- FILTRO CANAL X

6.3- RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL ACELERÓMETRO ADXL330

Para comprobar la respuesta en frecuencia del acelerómetro ADXL se realiza la siguiente prueba.

1- Se fija el acelerómetro al Ling, en este caso la entrada es una señal senoidal con una amplitud de 1V, pero con un barrido de frecuencia de 0 Hz a 50Hz, La ganancia de Ling es 1.

2- Dado que el acelerómetro tiene una resistencia interna de $32k\Omega$, se añade un capacitor en serie para poder medir la salida.

3- Se mide la salida con un analizador de espectro de baja frecuencia.

Las figuras 6.11, 6.12 y 6.13 muestran la respuesta en frecuencia del acelerómetro sin el acondicionamiento de la señal. Las frecuencias de corte son:

Canal Z= 497.297 Hz

Canal Y=1.53 kHz

Canal X=1.496 kHz

El capacitor que se añade es de $1\mu F$ dado que proporciona el máximo ancho de banda del ADXL330. Se puede verificar respecto a las características del sensor que las frecuencias de corte son aproximadas. Las pruebas se realizaron sucesivamente una y otra vez, para obtener los puntos y poderlos bosquejar de la manera más adecuada en las gráficas de respuesta.

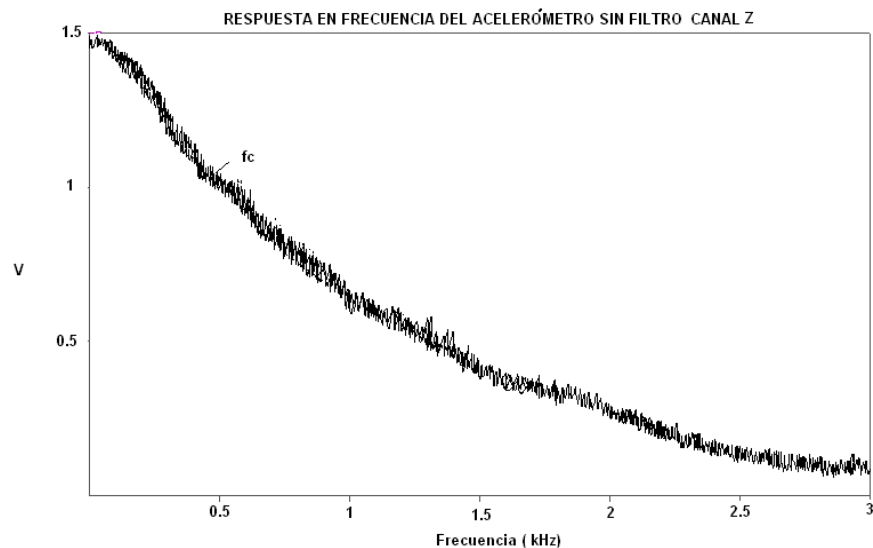


FIGURA 6.11- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL Z DEL ACELERÓMETRO ADXL SIN FILTRO

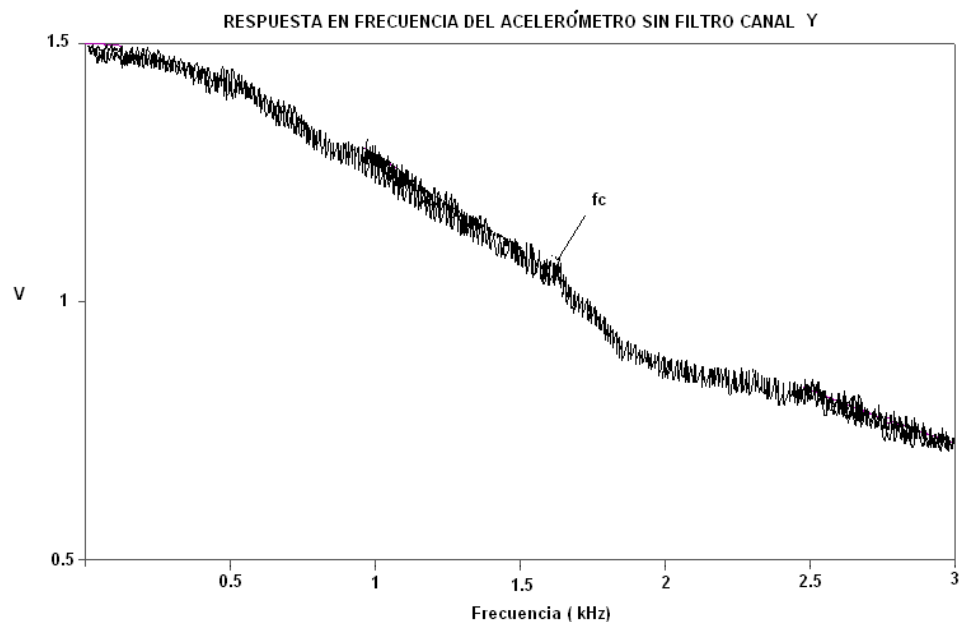


FIGURA 6.12- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL Y DEL ACELERÓMETRO ADXL SIN FILTRO

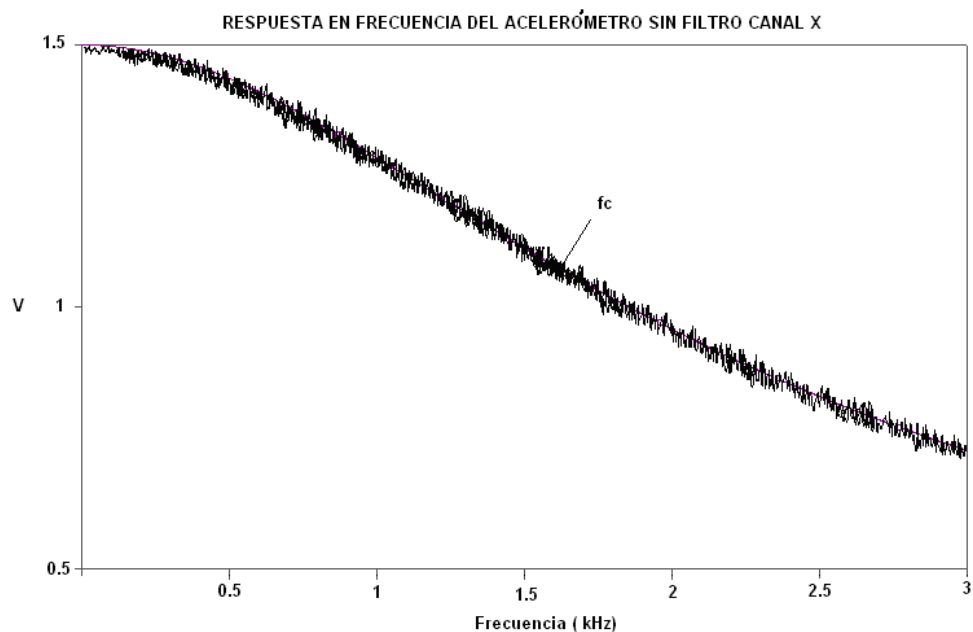


FIG. 6.13- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL X DEL ACELERÓMETRO ADXL SIN FILTRO

6.4-RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL DEL ACELERÓMETRO ADXL 330

Para realizarla usaremos todo el conjunto en general, igual que en el caso de la respuesta en frecuencia del ADXL330, en esta parte usaremos la tarjeta que sirve para acondicionar las mediciones que nos da el sensor.

Se usará el Ling con diferentes valores de ganancias, para poder observar cómo responde el prototipo a diferentes magnitudes. La señal de entrada del Ling es la misma señal senoidal con una amplitud de 1V, con un barrido de frecuencia de 0-50Hz.

La prueba se hace repetitivamente para obtener una mejor interpretación en la elaboración de las gráficas. A continuación se describen las gráficas y los resultados que se obtuvieron en las pruebas.

6.4.1-SEÑAL DE ENTRADA 1V Y GANANCIA DE LING (G=1)

La señal que alimenta la oscilación del Ling es de 1V, como se mencionó antes el Ling tiene un control que da ganancia a la señal de entrada, se obtuvo la respuesta en frecuencia de todo el prototipo con ganancia de Ling ($G=1$).

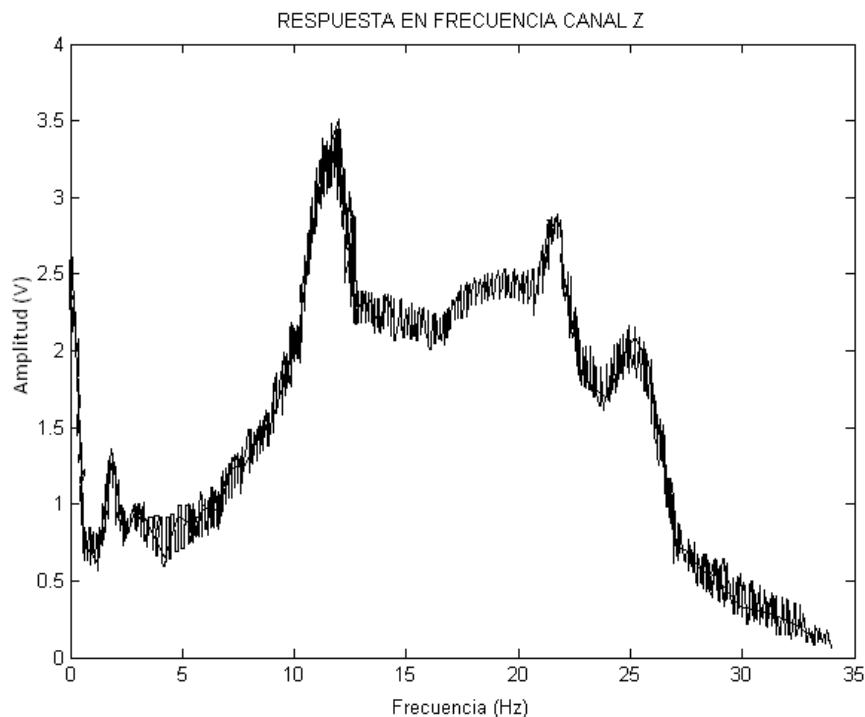


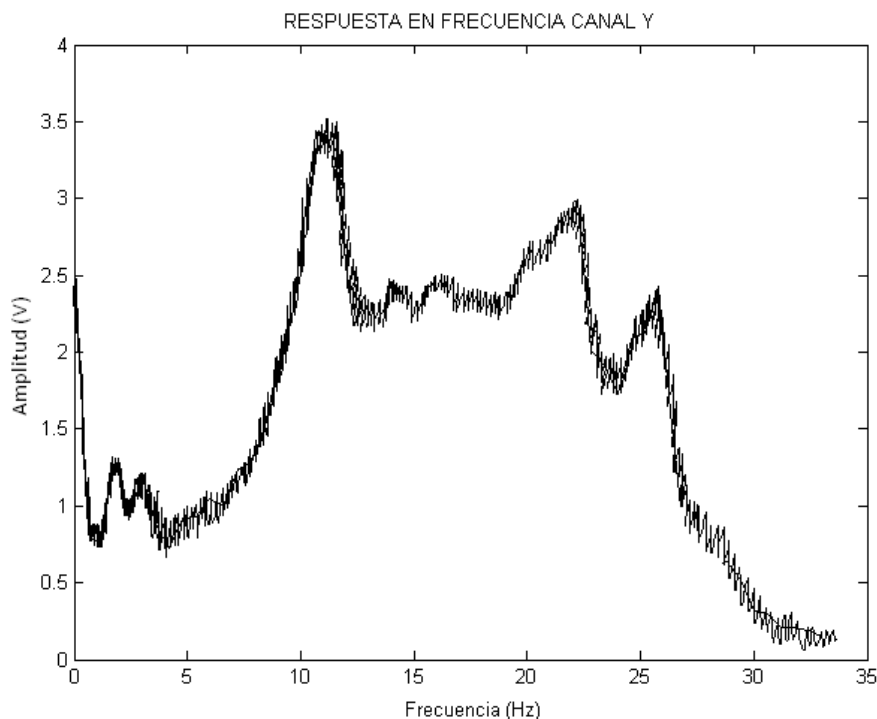
FIGURA 6.14- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL Z

Para el canal Z se puede observar lo siguiente:

- a) Existe una componente de directa al no ajustar el offset.
- b) De 0 Hz a 10 Hz el acelerómetro no proporciona respuesta en frecuencia.
- c) A partir de 10Hz la respuesta en frecuencia del acelerómetro es lineal hasta un intervalo a 25Hz, en 12Hz aproximadamente tiene su pico máximo, después de ahí se mantiene la aceleración constante y después de los 25Hz tiende a perderse la señal a causa de la frecuencia de corte ocasionada por los filtros.
- d) La zona que se mantiene constante es en el intervalo de 13Hz a 27Hz.
- e) En la figura 6.14 se muestra la gráfica de respuesta en frecuencia del canal Z.

Para el canal Y se direcciona el eje de sensado con el eje del Ling, se monta en el vibrador y se obtuvieron los siguientes resultados.

- a) No existe respuesta a frecuencias bajas, el intervalo es aproximado de 8 Hz.
- b) El pico máximo se encuentra aproximadamente a 11.6 Hz.
- c) Entre 12Hz-23Hz la respuesta en frecuencia se mantiene constante.
- d) Se establece la frecuencia de corte en 30 Hz.
- e) En la figura 6.15 se observa la respuesta en frecuencia del canal Y.



Para el canal X, se fija el acelerómetro con dirección al eje de sensado X, se obtuvieron los siguientes resultados:

- No responde a frecuencias bajas en un intervalo de 0 Hz a 11.5Hz
- El pico máximo se presenta en 12Hz.
- Es coherente la respuesta en frecuencia en un intervalo de 13Hz a 26Hz.
- A partir de 26Hz el sensor pierde respuesta, empieza a funcionar el filtro activo de 6to orden.
- La figura 6.16 muestra la respuesta en frecuencia del canal X.

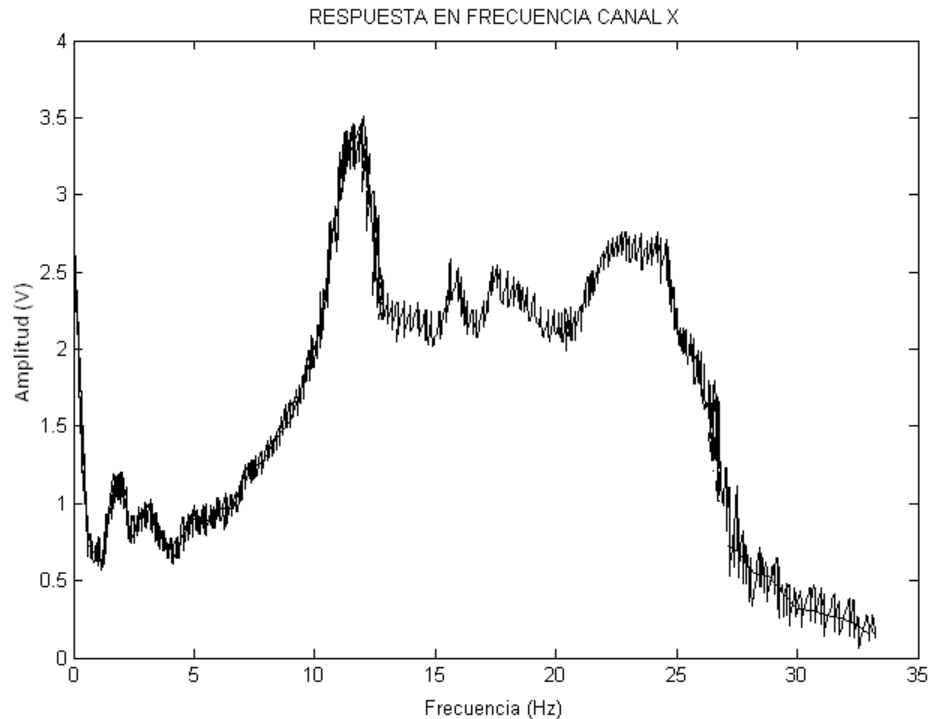


FIGURA 6.16- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL X

6.4.2-SEÑAL DE ENTRADA 1V Y GANANCIA DE LING (G=3)

Fijando el acelerómetro sobre el eje del Ling, se realiza la prueba en el eje Z. La señal de entrada es una senoidal de 1 V con un intervalo de frecuencia de 0 Hz a 50Hz. La diferencia con la prueba anterior es que se le da una ganancia de 3. Se obtuvieron los siguientes resultados.

- La señal de salida no responde a frecuencias bajas, el intervalo es de 0 Hz a 7 Hz aproximadamente.
- En el intervalo de 7.5 Hz- 27Hz existe una coherencia en los voltajes de salida.
- Entre 12.5 Hz – 18 Hz se presenta la amplitud máxima, tiende a ser constante, llega a su punto máximo y después empieza a descender su valor.
- La gráfica de la respuesta en frecuencia se encuentra mejor definida.

- e) El filtro activo de 30 Hz se presenta en la respuesta a partir de los 28 Hz.
- f) La figura 6.17 muestra la gráfica de respuesta en frecuencia del canal Z con una ganancia de 3 en el Ling.

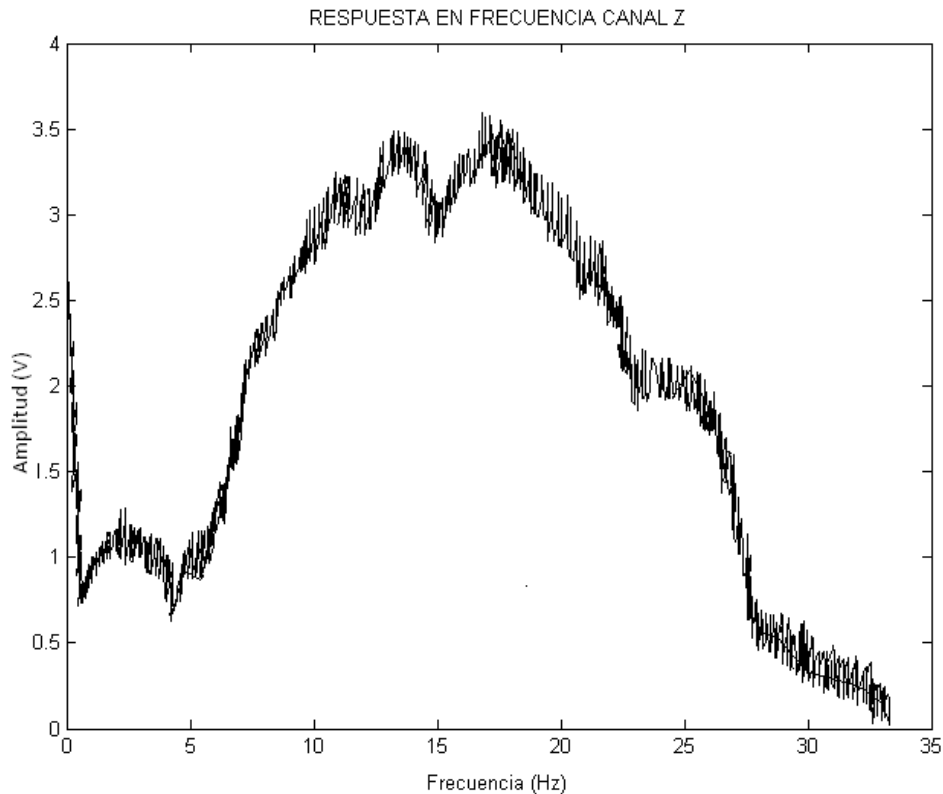


FIGURA 6.17- RESPUESTA EN FRECUENCIA CON $G=3$

Para el canal Y se encontraron los siguientes resultados:

- a) No se tiene buena respuesta a frecuencias bajas.
- b) A partir de 5 Hz el espectro empieza a incrementar su amplitud llegando a un pico máximo de 11 Hz aproximadamente.
- c) De 11 Hz a 15 Hz se percibe un decremento en la respuesta en frecuencia que no es crítico.
- d) Conforme se aumenta la frecuencia de 15 Hz a 18 Hz el incremento en amplitud vuelve a su pico máximo.
- e) En 18 Hz empieza a descender el valor en la amplitud de la respuesta en frecuencia, manteniéndose constante de 22 Hz a 26 Hz.
- f) La señal es coherente de 10 Hz a 26 Hz.
- g) Los valores máximos se encuentran entre 12 Hz y 20 Hz.
- h) A partir de los 28 Hz se empieza a perder la respuesta en frecuencia.
- i) La gráfica para el canal Y se muestra en la figura 6.18.

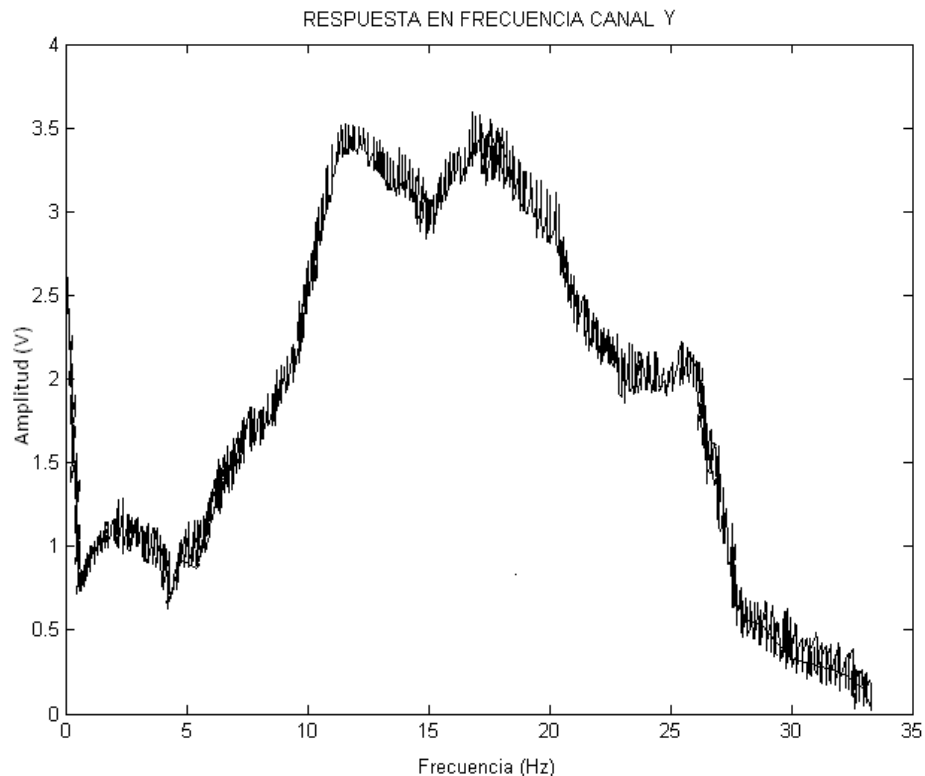


FIGURA 6.18- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL Y G=3

Para el canal X se obtuvo lo siguiente:

- a) La señal de salida del acondicionamiento no tiene respuesta para frecuencias bajas, el intervalo es de 0 Hz a 6 Hz
- b) A partir de 6 Hz y conforme se incrementa la frecuencia, también se incrementa la amplitud llegando a su máxima amplitud aproximadamente en 12 Hz.
- c) De 12 Hz a 18 Hz la amplitud tiende a mínimas variaciones.
- d) La gráfica es coherente en el intervalo de 9 Hz a 27 Hz.

En la figura 6.19 Se muestra la respuesta en frecuencia para esta prueba en canal X.

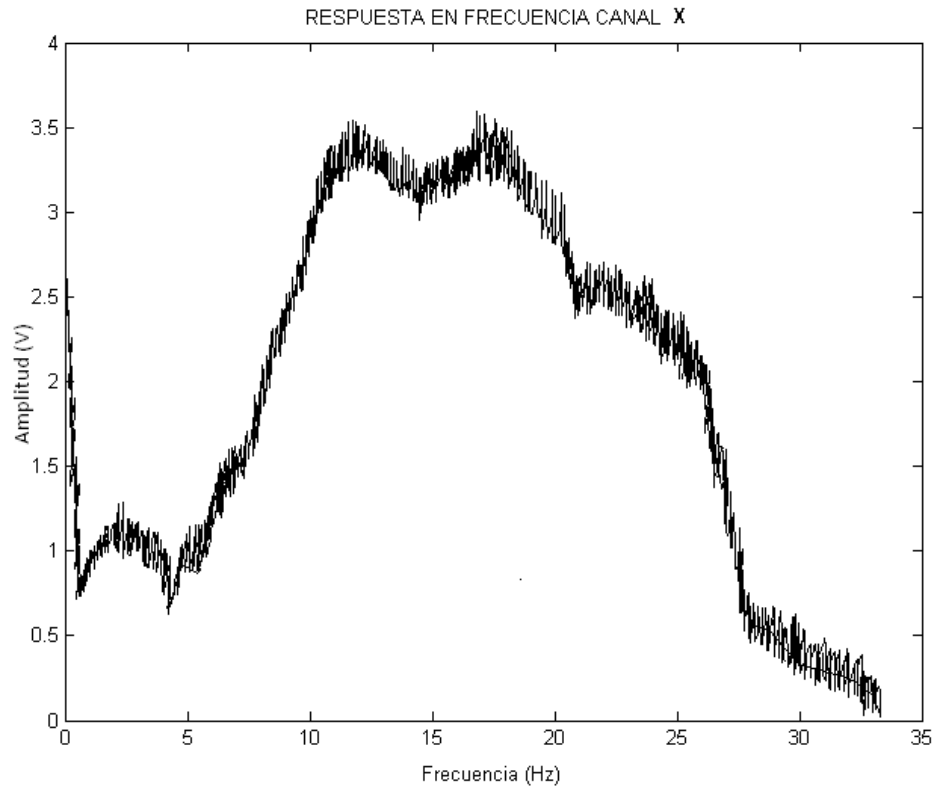


FIGURA 6.19- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL X G=3

6.4.3-SEÑAL DE ENTRADA 1V Y GANANCIA DE LING (G=5)

En esta parte de la prueba se realiza el mismo procedimiento que en los casos anteriores, como se pudo observar en la anterior prueba, al dar más ganancia al vibrador (LING), la respuesta en frecuencia mejora. Para corroborarlo se aumenta la ganancia del Ling $G=5$, con la misma señal de entrada y con el mismo intervalo de frecuencia.

Los resultados que se obtuvieron son los siguientes:

Los resultados y el comportamiento en la respuesta en frecuencia son similares para los tres canales.

- a) Aparece respuesta para frecuencias bajas, teniendo un mínimo incremento en amplitud conforme se aumenta la frecuencia.
- b) De 7.5 Hz a 13.5 Hz se incrementa la respuesta en frecuencia, llegando a su amplitud máxima en este último.
- c) La amplitud va disminuyendo al momento de incrementar la frecuencia.
- d) La respuesta en frecuencia mejoró.
- e) Hay coherencia en todo el ancho de banda (0 Hz – 30Hz).

f) Cuando se incrementa la frecuencia en la señal tiene el comportamiento a una campana, incrementa, llega a su valor máximo para que finalmente empiece a disminuir.

g) En las figuras 6.20, 6.21 y 6.22 se muestran las respuestas en frecuencia de los tres canales para esta última prueba de vibración.

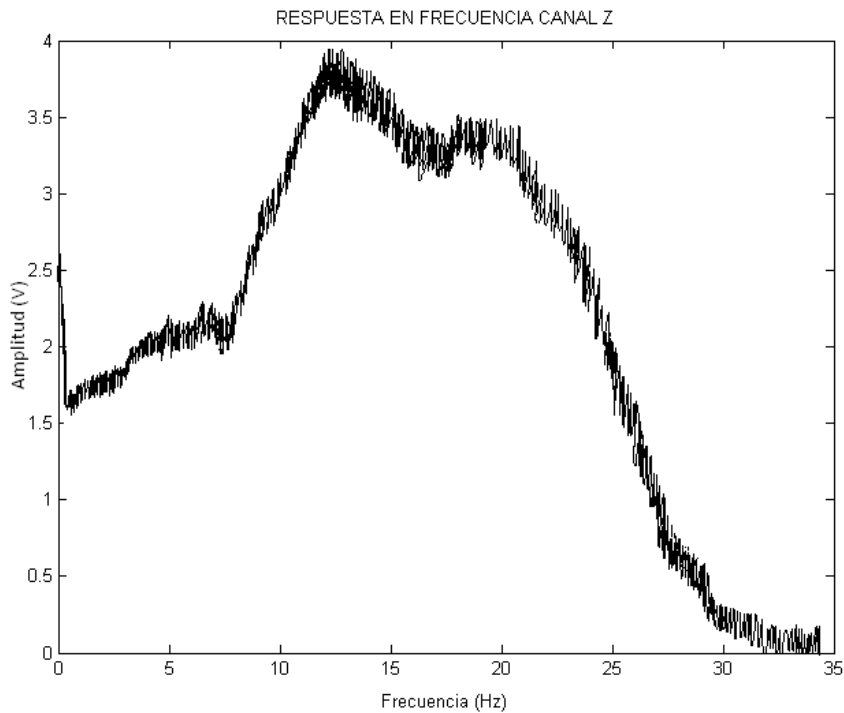


FIGURA 6.20- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL Z G=5

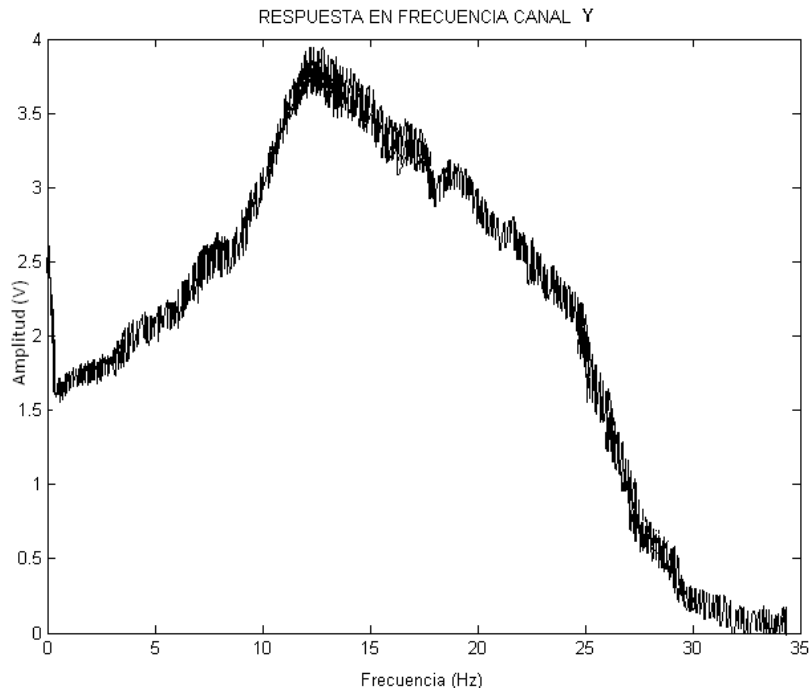


FIGURA 6.21- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL Y G=5

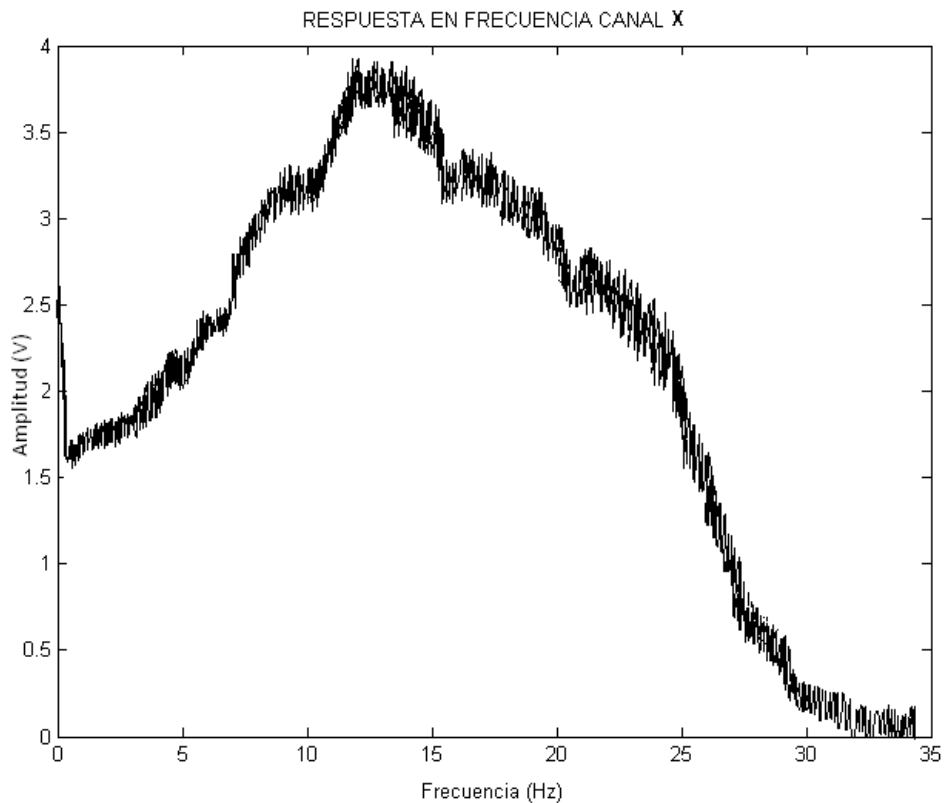


FIGURA 6.22- RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL X G=5.

6.5-PRUEBAS DE VIBRACIÓN AMBIENTAL

Se verificó cómo responde el ADXL330 con la tarjeta acondicionadora a vibraciones ambientales provocadas por el movimiento de una estructura.

El prototipo se coloca sobre una mesa de trabajo al nivel del piso. Con ayuda de una tarjeta de adquisición de datos que comunica a través de un puerto serial a la PC y usando el software RAD851, se obtiene un monitoreo en tiempo real de la vibración ambiental que detecta el acelerómetro.

Para poder interpretar las gráficas que se obtuvieron, se define lo que es la unidad Gal.

Un Gal es una unidad de aceleración cuya equivalencia es:

$$1Gal = 0.01 \frac{m}{s^2}$$

$$1g = 9.78 \frac{m}{s^2}$$

Entonces para la Ciudad de México.

$$1g = 978Gal$$

Se monitoriza el canal Z, cabe señalar que el software RAD851 tiene una línea base de medición, que no es más que un voltaje de offset o que tan alejado está del $0g$.

La posición del acelerómetro permite sensor la aceleración gravitacional en el canal Z, en la figura 6.23 se tiene la gráfica de vibración ambiental del canal Z.

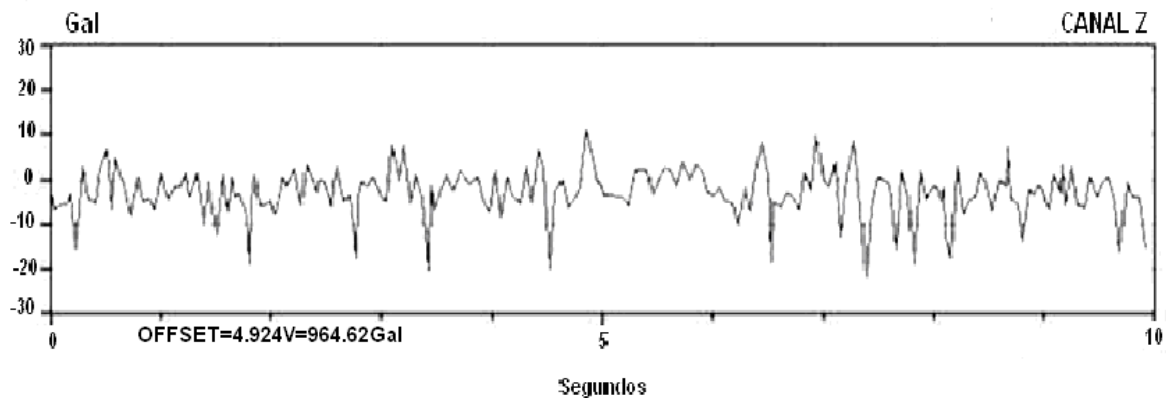


FIGURA 6.23- VIBRACIÓN AMBIENTAL CANAL Z

El Offset que presenta la gráfica es de $4.924V$ equivalente a $964.62Gal$, no se obtuvo $1g$ con precisión debido a un desajuste en la calibración del canal, el ruido ambiental y desviación en la posición del acelerómetro.

Sin embargo el valor que se obtuvo es de $0.96g$ aproximado a $9.65 \frac{m}{s^2}$. El movimiento que detecta el sensor va de un rango aproximado de $\pm 10Gal$. El canal Z detecta movimientos verticales.

El Canal Y no detecta la aceleración gravitacional por que no tiene presencia en ese eje, se esperó un resultado de $0g$, pero debido a las desviaciones en la calibración del canal y la posición del sensor se tuvieron valores aproximados. En la figura 6.24 se muestra la gráfica de vibración ambiental detectado por el canal Y.

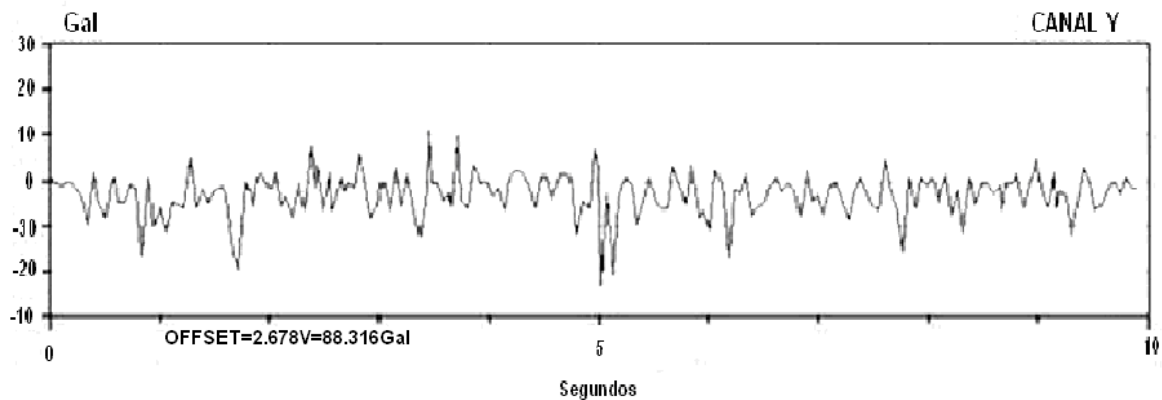


FIGURA 6.24- VIBRACIÓN AMBIENTAL CANAL Y

En este canal se obtiene un offset de $2.678V=88.316Gal=0.09g$. El rango de sensado entre amplitudes máximas y mínimas es similar al canal Z ($\pm 10Gal$). Se detectó el movimiento en la dirección de norte a sur.

El canal X de igual forma no detecta la aceleración gravitacional, es el mismo caso que en el canal Y, se esperó el mismo resultado pero la desviación de la calibración del canal aportó resultados aproximados a los $0g$.

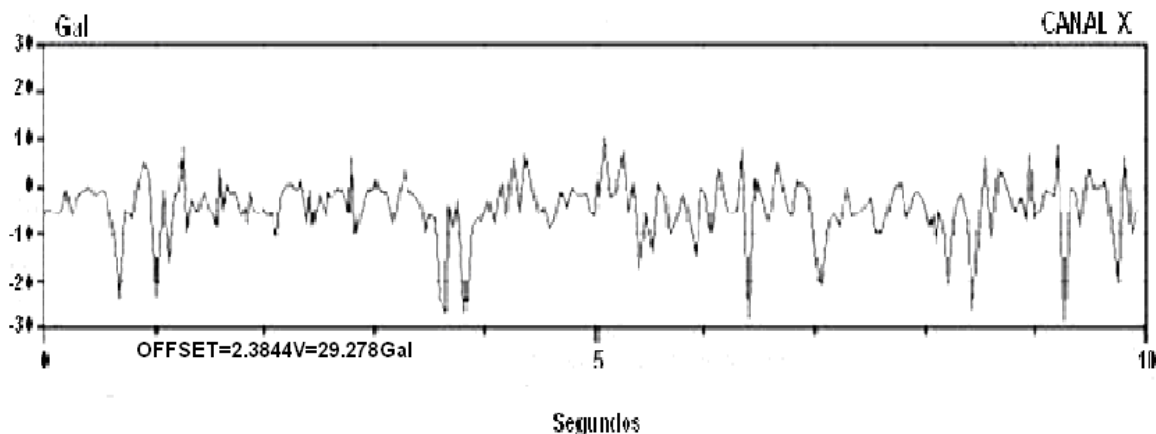


FIGURA 6.25- VIBRACIÓN AMBIENTAL CANAL X

El Canal X presentó un offset de $2.3844V$ equivalente a $29.278Gal$ (Ver figura 6.25). Este valor es aproximado a $0.02g$ próximo a los $0g$. Se detectó mayor vibración en este canal que detecta movimientos este-oeste.

Una de las formas para obtener mejores resultados es posicionar el sensor en una base de mayor peso, fijarlo completamente y al momento de monitorizar, nivelar cada canal con ayuda de los potenciómetros. Sin embargo existirá un margen de error en la medición.

Los puntos de pruebas se muestran en Anexo 2, "Tarjeta acondicionadora parte frontal y puntos de pruebas".

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La finalidad de este presente trabajo fue dar una contribución en el uso de un sensor de bajo costo para poder utilizarlo en diferentes campos. Ya sea para mediciones estáticas, impactos y movimientos dinámicos.

El sensor se toma como base ya que su costo no es tan elevado y dando un procesamiento con él se pueden obtener resultados satisfactorios en el área de la instrumentación.

Cabe mencionar que este conjunto de métodos y procedimientos involucrados en la operación del sistema da la pauta para una continuación y mejoramiento sofisticado del presente trabajo. Para lograr una mayor eficiencia y aplicaciones en diferentes ramos. Es la etapa inicial para poder realizar sistemas como interruptores, medidores de vibraciones, disparos de umbrales para diferentes sistemas, impactos, alarmas y posiblemente para movimientos telúricos provocados por un sismo.

Finalizando el diseño y la implementación, así como las pruebas de evaluación se pudieron obtener las siguientes conclusiones.

- 1-Se finalizó un prototipo base para medir movimiento.
- 2-En las pruebas realizadas al acelerómetro ADXL330 observamos que sí cumple las frecuencias de corte con sus especificaciones.
- 3-El prototipo no tiene buena respuesta a frecuencias bajas o iniciales.
- 4-A mayor amplitud del movimiento la respuesta en frecuencia mejora.
- 5-La circuitería del acondicionamiento de señal cumple con los objetivos planteados.
- 6-El prototipo presenta ruido en vibraciones ambientales, esto se atribuyó a las imprecisiones de los elementos electrónicos empleados por lo que se considera necesario utilizar elementos de mayor precisión para homogeneizar las características del sistema.
- 7-La parte electrónica se desarrolló con dispositivos electrónicos que fueron utilizados a lo largo de la licenciatura.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

8-Es conveniente caracterizar el sensor con los resultados de las pruebas realizadas en esta tesis, ya que esto nos podría ayudar a corregir los errores.

9-Se puede usar el prototipo como un inclinómetro.

10-Se deben corroborar los ajustes de offset de cada canal, posicionar el sensor y por medio de filtros de precisión obtener mejores resultados.

11-El costo del sistema es relativamente bajo.

ANEXO 1

HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

ANEXO 1- HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS



LM124A/LM124JAN

Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124/124A consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124/124A can be directly operated off of the standard +5Vdc power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional +15Vdc power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

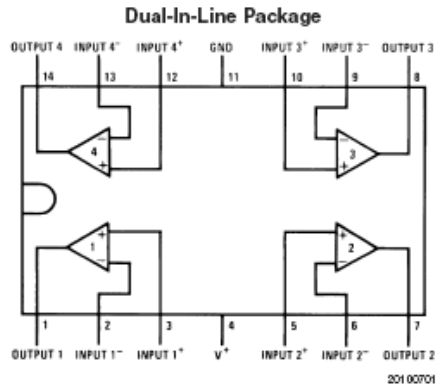
Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply 3V to 32V
or dual supplies $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV and offset current: 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to $V^+ - 1.5V$

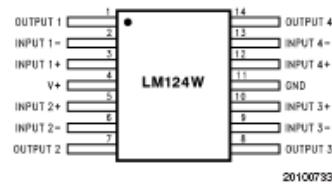
Ordering Information

NSC Part Number	JAN Part Number	NSC Package Number	Package Description
JL124BCA	JM38510/11005BCA	J14A	14LD Cerdip
JL124BDA	JM38510/11005BDA	W14B	14LD CERPACk
JL124BZA	JM38510/11005BZA	WG14A	14LD Ceramic SOIC
JL124SCA	JM38510/11005SCA	J14A	14LD Cerdip
JL124SDA	JM38510/11005SDA	W14B	14LD CERPACk
JL124ABCA	JM38510/11006BCA	J14A	14LD Cerdip
JL124ABDA	JM38510/11006BDA	W14B	14LD CERPACk
JL124ABZA	JM38510/11006BZA	WG14A	14LD Ceramic SOIC
JL124ASCA	JM38510/11006SCA	J14A	14LD Cerdip
JL124ASDA	JM38510/11006SDA	W14B	14LD CERPACk
JL124ASZA	JM38510/11006SZA	WG14A	14LD Ceramic SOIC

Connection Diagrams

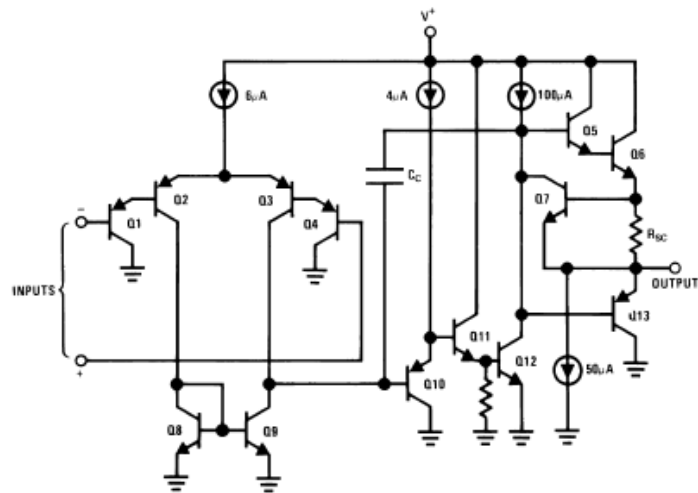


Top View
See NS Package Number J14A



See NS Package Number W14B or WG14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)



LM124 JAN DC Electrical Characteristics

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	NOTES	MIN	MAX	UNIT	SUB GROUPS
V_{IO}	Input Offset Voltage	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -15V$		-5.0	5.0	mV	1
				-7.0	7.0	mV	2, 3
		$V_{CC}^{+} = 2V, V_{CC}^{-} = -28V, V_{CM} = 13V$		-5.0	5.0	mV	1
				-7.0	7.0	mV	2, 3
		$V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -1.4V$		-5.0	5.0	mV	1
				-7.0	7.0	mV	2, 3
I_{IO}	Input Offset Current	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -15V$		-30	30	nA	1, 2
				-75	75	nA	3
		$V_{CC}^{+} = 2V, V_{CC}^{-} = -28V, V_{CM} = 13V$		-30	30	nA	1, 2
				-75	75	nA	3
		$V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -1.4V$		-30	30	nA	1, 2
				-75	75	nA	3
$\pm I_{IB}$	Input Bias Current	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -15V$		-150	+0.1	nA	1, 2
				-300	+0.1	nA	3
		$V_{CC}^{+} = 2V, V_{CC}^{-} = -28V, V_{CM} = 13V$		-150	+0.1	nA	1, 2
				-300	+0.1	nA	3
		$V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -1.4V$		-150	+0.1	nA	1, 2
				-300	+0.1	nA	3
$\pm PSRR$	Power Supply Rejection Ratio	$V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -1.4V, 5V \leq V_{CC} \leq 30V$		-100	100	$\mu V/V$	1, 2, 3
CMRR	Common Mode Rejection Ratio		(Note 6)	76		dB	1, 2, 3
I_{OS}^{+}	Output Short Circuit Current	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_O = +25V$		-70		mA	1, 2, 3
I_{CC}	Power Supply Current	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd$			3	mA	1, 2
					4	mA	3
Delta V_{IO} / Delta T	Input Offset Voltage Temperature Sensitivity	$+25^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C, V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = 0V, V_{CM} = -1.4V$		-30	30	$\mu V/^{\circ}C$	2
		$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +25^{\circ}C, V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = 0V, V_{CM} = -1.4V$		-30	30	$\mu V/^{\circ}C$	3
Delta I_{IO} / Delta T	Input Offset Current Temperature Sensitivity	$+25^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C, V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = 0V, V_{CM} = -1.4V$		-400	400	$pA/^{\circ}C$	2
		$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +25^{\circ}C, V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = 0V, V_{CM} = -1.4V$		-700	700	$pA/^{\circ}C$	3

LM124 JAN DC Electrical Characteristics

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	NOTES	MIN	MAX	UNIT	SUB GROUPS
V_{OL}	Logical '0' Output Voltage	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, R_L = 10K\Omega$			35	mV	4, 5, 6
		$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, I_{OL} = 5mA$			1.5	V	4, 5, 6
		$V_{CC}^{+} = 4.5V, V_{CC}^{-} = Gnd, I_{OL} = 2\mu A$			0.4	V	4, 5, 6
V_{OH}	Logical '1' Output Voltage	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, I_{OH} = -10mA$		27		V	4, 5, 6
		$V_{CC}^{+} = 4.5V, V_{CC}^{-} = Gnd, I_{OH} = -10mA$		2.4		V	4, 5
				2.3		V	6
A_{VS}^{+}	Voltage Gain	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, 1V \leq V_O \leq 26V, R_L = 10K\Omega$		50		V/mV	4
				25		V/mV	5, 6
		$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, 5V \leq V_O \leq 20V, R_L = 2K\Omega$		50		V/mV	4
A_{VS}	Gain Voltage	$V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = Gnd, 1V \leq V_O \leq 2.5V, R_L = 10K\Omega$		10		V/mV	4, 5, 6
				10		V/mV	4, 5, 6
		$V_{CC}^{+} = 5V, V_{CC}^{-} = Gnd, 1V \leq V_O \leq 2.5V, R_L = 2K\Omega$					
$+V_{OP}$	Maximum Output Voltage Swing	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_O = +30V, R_L = 10K\Omega$		27		V	4, 5, 6
		$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_O = +30V, R_L = 2K\Omega$		26		V	4, 5, 6

LM124 JAN AC Electrical Characteristics

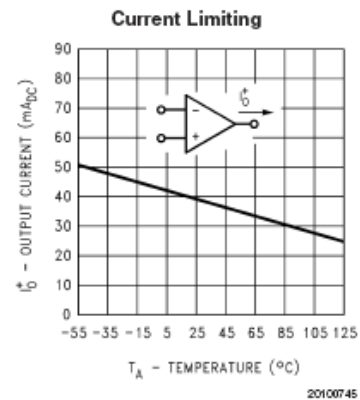
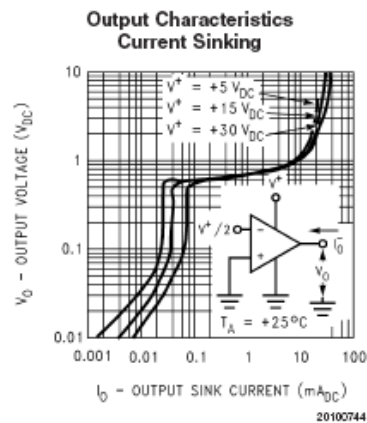
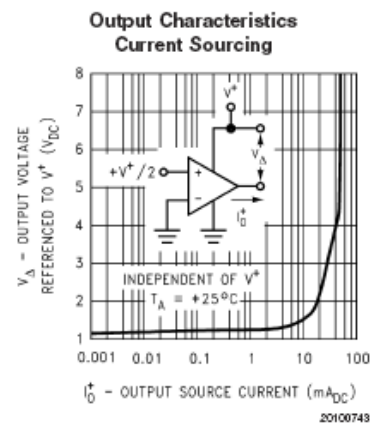
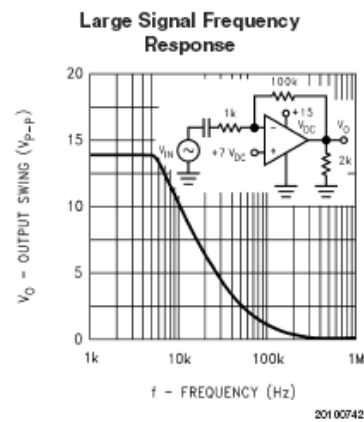
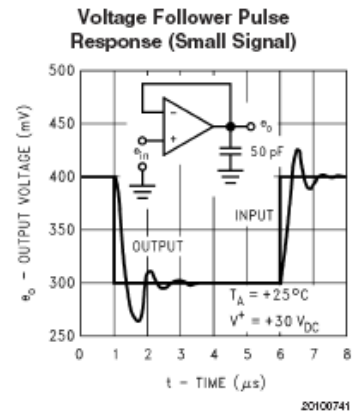
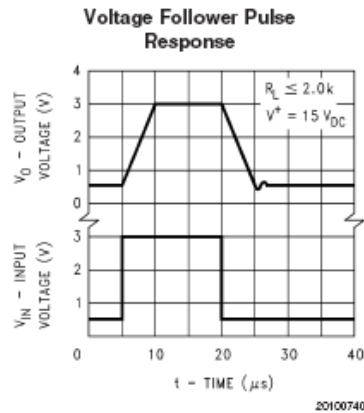
The following conditions apply to all the following parameters, unless otherwise specified. AC: $+V_{CC} = 30V, -V_{CC} = 0V$.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	NOTES	MIN	MAX	UNIT	SUB GROUPS
TR_{TR}	Transient Response: Rise Time	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd$			1.0	μS	7, 8A, 8B
TR_{OS}	Transient Response: Overshoot	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd$			50	%	7, 8A, 8B
$\pm S_R$	Slew Rate: Rise/Fall	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd$		0.1		V/ μS	7, 8A, 8B
NI_{BB}	Noise Broadband	$V_{CC}^{+} = 15V, V_{CC}^{-} = -15V, BW = 10Hz \text{ to } 5KHz$			15	$\mu V/rms$	7
NI_{PC}	Noise Popcorn	$V_{CC}^{+} = 15V, V_{CC}^{-} = -15V, R_s = 20K\Omega$			50	$\mu V/pK$	7
C_S	Channel Separation	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{IN} = 1V \text{ and } 16V, R_L = 2K\Omega$		80		dB	7

LM124 JAN DC — Drift Values *Delta calculations performed on JAN S and QMLV devices at group B, subgroup 5 only*

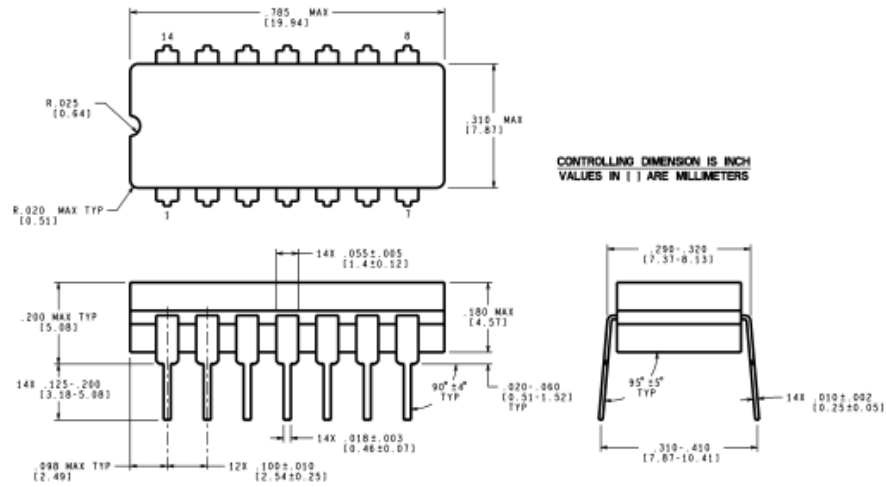
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	NOTES	MIN	MAX	UNIT	SUB GROUPS
V_{IO}	Input Offset Voltage	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -15V$		-1.0	1.0	mV	1
$\pm I_{IB}$	Input Bias Current	$V_{CC}^{+} = 30V, V_{CC}^{-} = Gnd, V_{CM} = -15V$		-15	15	nA	1

Typical Performance Characteristics (Continued)



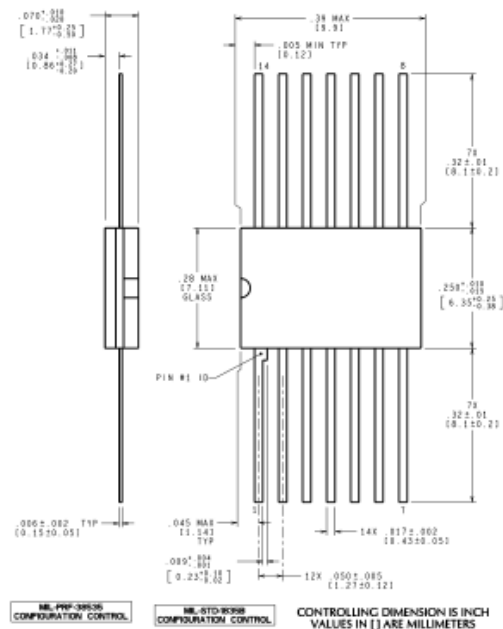
ANEXO 1- HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



J14A (Rev J)

Ceramic Dual-In-Line Package NS Package Number J14A



W14B (Rev P)

Ceramic Flatpack Package NS Package Number W14B



MOTOROLA

LM2931 Series

Low Dropout Voltage Regulators

The LM2931 series consists of positive fixed and adjustable output voltage regulators that are specifically designed to maintain proper regulation with an extremely low input-to-output voltage differential. These devices are capable of supplying output currents in excess of 100 mA and feature a low bias current of 0.4 mA at 10 mA output.

Designed primarily to survive in the harsh automotive environment, these devices will protect all external load circuitry from input fault conditions caused by reverse battery connection, two battery jump starts, and excessive line transients during load dump. This series also includes internal current limiting, thermal shutdown, and additionally, is able to withstand temporary power-up with mirror-image insertion.

Due to the low dropout voltage and bias current specifications, the LM2931 series is ideally suited for battery powered industrial and consumer equipment where an extension of useful battery life is desirable. The 'C' suffix adjustable output regulators feature an output inhibit pin which is extremely useful in microprocessor-based systems.

- Input-to-Output Voltage Differential of $< 0.6 \text{ V}$ @ 100 mA
- Output Current in Excess of 100 mA
- Low Bias Current
- 60 V Load Dump Protection
- -50 V Reverse Transient Protection
- Internal Current Limiting with Thermal Shutdown
- Temporary Mirror-Image Protection
- Ideally Suited for Battery Powered Equipment
- Economical 5-Lead TO-220 Package with Two Optional Leadforms
- Available in Surface Mount SOP-8, D²PAK and DPAK Packages
- High Accuracy ($\pm 2\%$) Reference (LM2931AC) Available

LOW DROPOUT VOLTAGE REGULATORS

FIXED OUTPUT VOLTAGE

Z SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 29



Pin 1. Output
2. Ground
3. Input

T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A

Heatsink surface
connected to Pin 2.



Pin 1. Input
2. Ground
3. Output



DT SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 369A
(DPAK)



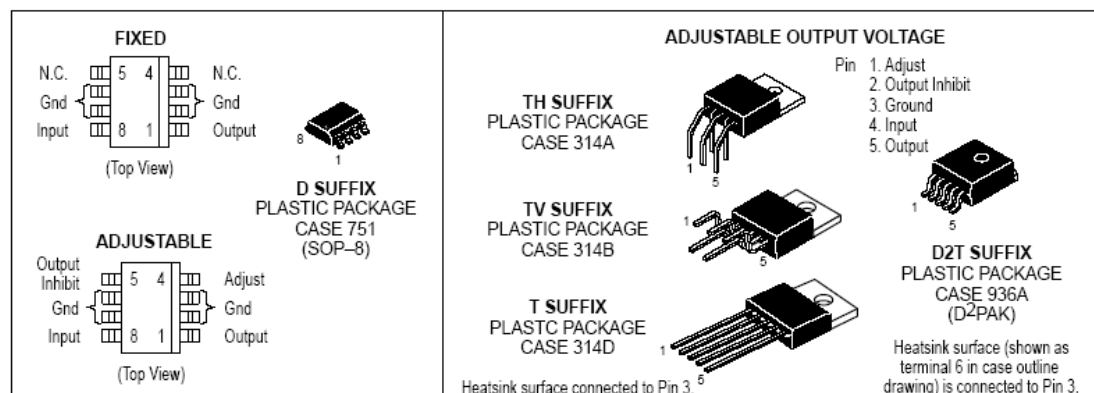
DT-1 SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 369
(DPAK)

D2T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 936
(D²PAK)



Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.

(See Following Page for Ordering Information.)



ANEXO 1- HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage Continuous	V_I	40	Vdc
Transient Input Voltage ($\tau \leq 100$ ms)	$V_I(\tau)$	60	Vpk
Transient Reverse Polarity Input Voltage 1.0% Duty Cycle, $\tau \leq 100$ ms	$-V_I(\tau)$	-50	Vpk
Power Dissipation Case 29 (TO-92 Type) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JC}$	Internally Limited 178 83	W $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$
Case 221A, 314A, 314B and 314D (TO-220 Type) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JC}$	Internally Limited 65 5.0	W $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$
Case 369 and 369A (DPAK) [Note 1] $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JC}$	Internally Limited 92 6.0	W $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$
Case 751 (SOP-8) [Note 2] $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JC}$	Internally Limited 160 25	W $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$
Case 936 and 936A (D ² PAK) [Note 3] $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JC}$	Internally Limited 70 5.0	W $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$
Tested Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

NOTES: 1. DPAK Junction-to-Ambient Thermal Resistance is for vertical mounting. Refer to Figure 24 for board mounted Thermal Resistance.
2. SOP-8 Junction-to-Ambient Thermal Resistance is for minimum recommended pad size. Refer to Figure 23 for Thermal Resistance variation versus pad size.
3. D²PAK Junction-to-Ambient Thermal Resistance is for vertical mounting. Refer to Figure 25 for board mounted Thermal Resistance.
4. ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14$ V, $I_O = 10$ mA, $C_O = 100$ μF , $C_O(\text{ESR}) = 0.3$ Ω , $T_J = 25^\circ\text{C}$ [Note 1].)

Characteristic	Symbol	LM2931-5.0			LM2931A-5.0			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
FIXED OUTPUT								
Output Voltage $V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 10\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{in} = 6.0\text{ V to } 26\text{ V}$, $I_O \leq 100\text{ mA}$, $T_J = -40^\circ\text{ to } +125^\circ\text{C}$	V_O	4.75 4.50	5.0 —	5.25 5.50	4.81 4.75	5.0 —	5.19 5.25	V
Line Regulation $V_{in} = 9.0\text{ V to } 16\text{ V}$ $V_{in} = 6.0\text{ V to } 26\text{ V}$	Regline	— —	2.0 4.0	10 30	— —	2.0 4.0	10 30	mV
Load Regulation ($I_O = 5.0\text{ mA to } 100\text{ mA}$)	Regload	—	14	50	—	14	50	mV
Output Impedance $I_O = 10\text{ mA}$, $\Delta I_O = 1.0\text{ mA}$, $f = 100\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$	Z_O	—	200	—	—	200	—	m Ω
Bias Current $V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 100\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{in} = 6.0\text{ V to } 26\text{ V}$, $I_O = 10\text{ mA}$, $T_J = -40^\circ\text{ to } +125^\circ\text{C}$	I_B	— —	5.8 0.4	30 1.0	— —	5.8 0.4	30 1.0	mA
Output Noise Voltage ($f = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$)	V_n	—	700	—	—	700	—	μVrms
Long Term Stability	S	—	20	—	—	20	—	mV/kHR

NOTES: 1. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.
2. The reference voltage on the adjustable device is measured from the output to the adjust pin across R_1 .

ANEXO 1- HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 10\text{ mA}$, $C_O = 100\text{ }\mu\text{F}$, $C_O(\text{ESR}) = 0.3\text{ }\Omega$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ [Note 1].)

Characteristic	Symbol	LM2931-5.0			LM2931A-5.0			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
FIXED OUTPUT								
Ripple Rejection (f = 120 Hz)	RR	60	90	–	60	90	–	dB
Dropout Voltage I _O = 10 mA I _O = 100 mA	V _I –V _O	– –	0.015 0.16	0.2 0.6	– –	0.015 0.16	0.2 0.6	V
Over–Voltage Shutdown Threshold	V _{th} (OV)	26	29.5	40	26	29.5	40	V
Output Voltage with Reverse Polarity Input (V _{in} = –15 V)	–V _O	–0.3	0	–	–0.3	0	–	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 10\text{ mA}$, $C_O = 100\text{ }\mu\text{F}$, $C_O(\text{ESR}) = 0.3\text{ }\Omega$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ [Note 1].)

Characteristic	Symbol	LM2931C			LM2931AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Typ	
ADJUSTABLE OUTPUT								
Reference Voltage (Note 2, Figure 18) $I_O = 10\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_O \leq 100\text{ mA}$, $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	V_{ref}	1.14 1.08	1.20 —	1.26 1.32	1.17 1.15	1.20 —	1.23 1.25	V
Output Voltage Range	V_{Orange}	3.0 to 24	2.7 to 29.5	—	3.0 to 24	2.7 to 29.5	—	V
Line Regulation ($V_{\text{in}} = V_O + 0.6\text{ V to }26\text{ V}$)	Reg_{line}	—	0.2	1.5	—	0.2	1.5	mV/V
Load Regulation ($I_O = 5.0\text{ mA to }100\text{ mA}$)	Reg_{load}	—	0.3	1.0	—	0.3	1.0	%/V
Output Impedance $I_O = 10\text{ mA}$, $\Delta I_O = 1.0\text{ mA}$, $f = 10\text{ Hz to }10\text{ kHz}$	Z_O	—	40	—	—	40	—	m Ω /V
Bias Current $I_O = 100\text{ mA}$ $I_O = 10\text{ mA}$ Output Inhibited ($V_{\text{th(OI)}} = 2.5\text{ V}$)	I_B	— — —	6.0 0.4 0.2	— 1.0 1.0	— — —	6.0 0.4 0.2	— 1.0 1.0	mA
Adjustment Pin Current	I_{Adj}	—	0.2	—	—	0.2	—	μA
Output Noise Voltage ($f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$)	V_n	—	140	—	—	140	—	$\mu\text{V}_{\text{rms}}/\text{V}$
Long-Term Stability	S	—	0.4	—	—	0.4	—	%/kHR
Ripple Rejection ($f = 120\text{ Hz}$)	RR	0.10	0.003	—	0.10	0.003	—	%/V
Dropout Voltage $I_O = 10\text{ mA}$ $I_O = 100\text{ mA}$	$V_I - V_O$	— —	0.015 0.16	0.2 0.6	— —	0.015 0.16	0.2 0.6	V
Over-Voltage Shutdown Threshold	$V_{\text{th(OV)}}$	26	29.5	40	26	29.5	40	V
Output Voltage with Reverse Polarity Input ($V_{\text{in}} = -15\text{ V}$)	$-V_O$	-0.3	0	—	-0.3	0	—	V
Output Inhibit Threshold Voltages Output "On": $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40^\circ\text{ to }+125^\circ\text{C}$ Output "Off": $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40^\circ\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$V_{\text{th(OI)}}$	— — 2.50 3.25	2.15 — 2.26 —	1.90 1.20 — —	— — 2.50 3.25	2.15 — 2.26 —	1.90 1.20 — —	V
Output Inhibit Threshold Current ($V_{\text{th(OI)}} = 2.5\text{ V}$)	$I_{\text{th(OI)}}$	—	30	50	—	30	50	μA

NOTES: 1. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.
2. The reference voltage on the adjustable device is measured from the output to the adjust pin across R_1 .

Figure 1. Dropout Voltage versus Output Current

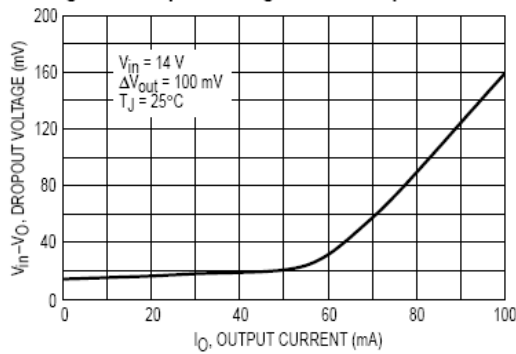


Figure 2. Dropout Voltage versus Junction Temperature

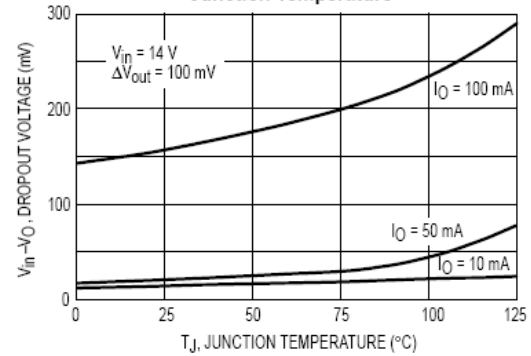


Figure 3. Peak Output Current versus Input Voltage

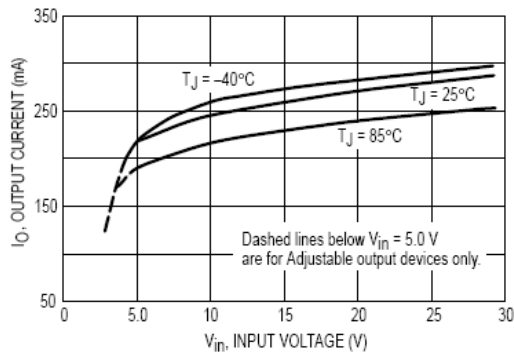


Figure 4. Output Voltage versus Input Voltage

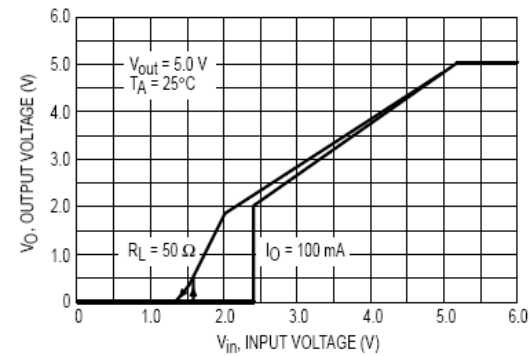


Figure 5. Output Voltage versus Input Voltage

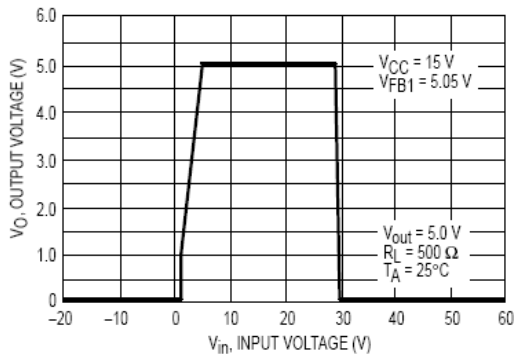
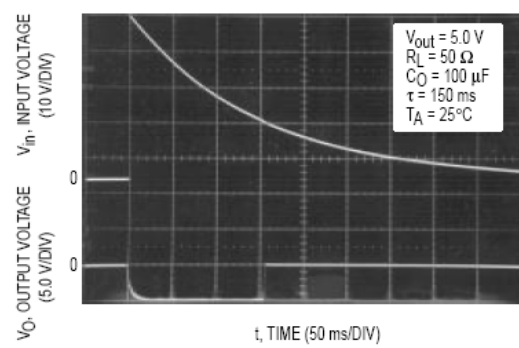


Figure 6. Load Dump Characteristics



LM336-2.5/LM336B-2.5

Programmable Shunt Regulator

Features

- Low Temperature Coefficient
- Guaranteed Temperature Stability 4mV Typical
- 0.2Ω Dynamic Impedance
- ±1.0% Initial Tolerance Available
- Easily Trimmed for Minimum Temperature Drift

Description

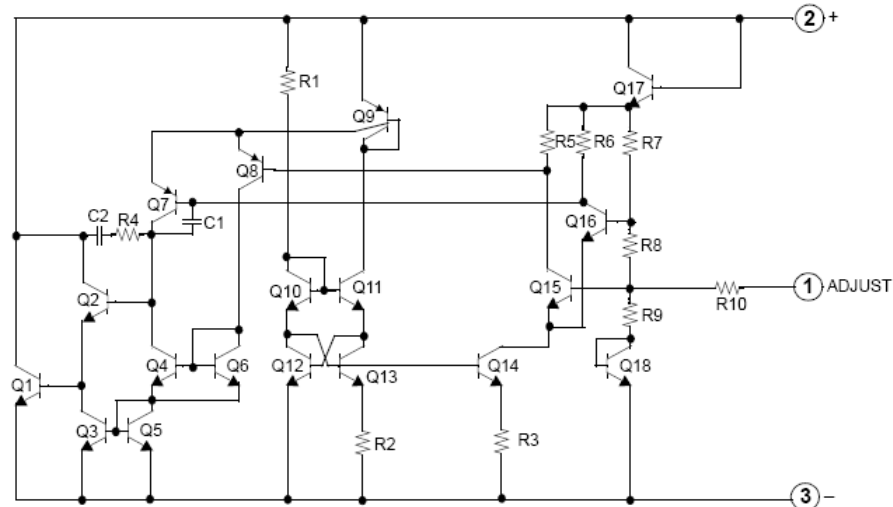
The LM336-2.5/LM336B-2.5 integrated circuits are precision 2.5V shunt regulators. The monolithic IC voltage reference operates as a low temperature coefficient 2.5V zener with 0.2W dynamic impedance. A third terminal on the LM336-2.5/LM336B-2.5 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily. LM336-2.5/LM336B-2.5 are useful as a precision 2.5V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or OP-AMP circuitry. The 2.5V makes it convenient to obtain a stable reference from low voltage supplies. Further, since the LM336-2.5/LM336B-2.5 operate as shunt regulators, they can be used as either a positive or negative voltage reference.

TO-92



1. Adj 2. + 3. -

Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Reverse Current	I_R	15	mA
Forward Current	I_F	10	mA
Operating Temperature Range LM336-2.5/LM336B-2.5	T_{OPR}	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	- 60 ~ +150	°C

Electrical Characteristics(0°C < T_A < +70°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM336-2.5			LM336B-2.5			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reverse Breakdown Voltage	V_R	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $I_R = 1\text{mA}$	2.44	2.49	2.54	2.465	2.49	2.515	V
Reverse Breakdown Change with Current	$\Delta V_R / \Delta I_R$	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $400\mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{mA}$	-	2.6	10	-	2.6	6	mV
Reverse Dynamic Impedance	Z_D	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $I_R = 1\text{mA}$	-	0.2	1	-	0.2	0.6	Ω
Temperature Stability	ST_T	$I_R = 1\text{mA}$	-	1.8	6	-	1.8	6	mV
Reverse Breakdown Change with Current	$\Delta V_R / \Delta I_R$	$400\mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{mA}$	-	3	12	-	3	10	mV
Reverse Dynamic Impedance	Z_D	$I_R = 1\text{mA}$	-	0.4	1.4	-	0.4	1.0	Ω
Long Term Stability In Reference Voltage	ST	$I_R = 1\text{mA}$	-	20	-	-	20	-	ppm/Khr

Typical Performance Characteristics

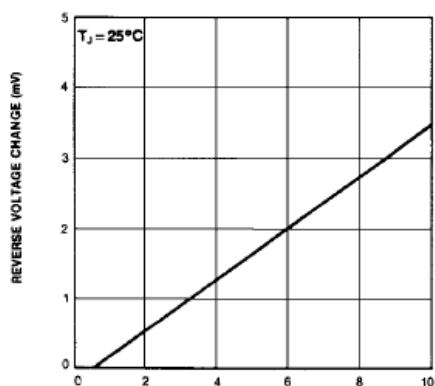


Figure 1. Reverse Voltage Change

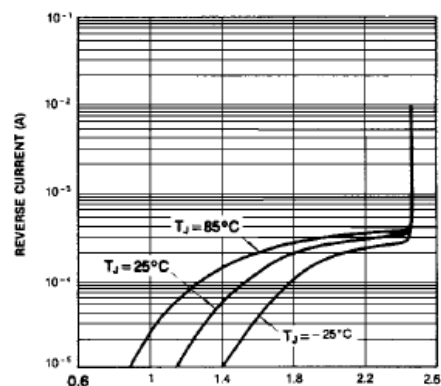


Figure 2. Reverse Characteristics

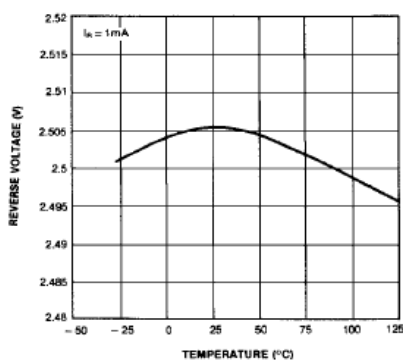


Figure 3. Temperature Drift

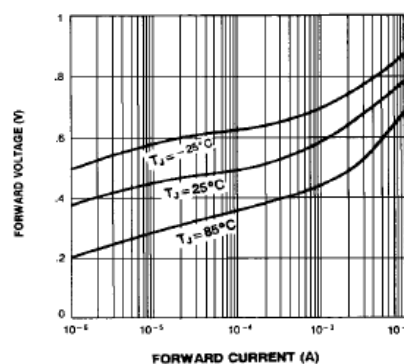
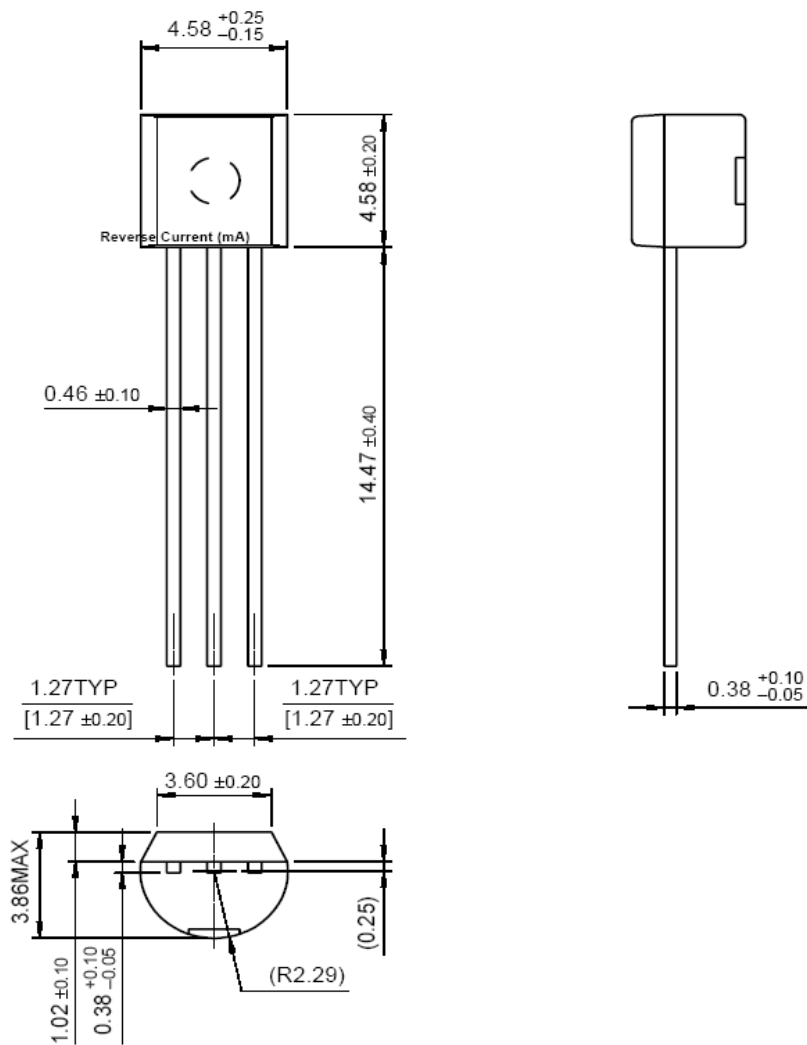


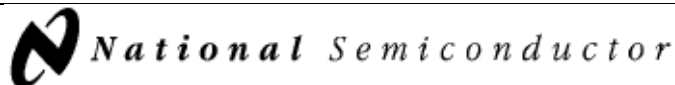
Figure 4. Forward Characteristics

Package

Dimensions in millimeters

TO-92





June 1996

LMC7660 Switched Capacitor Voltage Converter

General Description

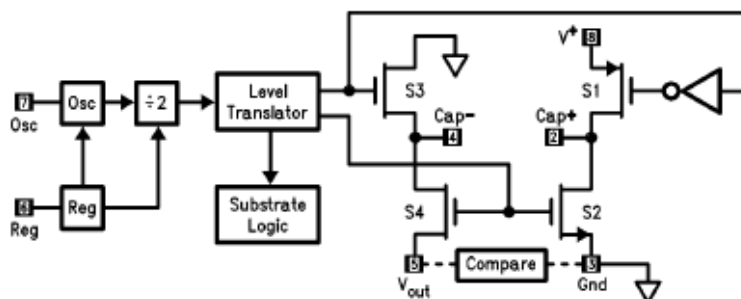
The LMC7660 is a CMOS voltage converter capable of converting a positive voltage in the range of +1.5V to +10V to the corresponding negative voltage of -1.5V to -10V. The LMC7660 is a pin-for-pin replacement for the industry-standard 7660. The converter features: operation over full temperature and voltage range without need for an external diode, low quiescent current, and high power efficiency.

The LMC7660 uses its built-in oscillator to switch 4 power MOS switches and charge two inexpensive electrolytic capacitors.

Features

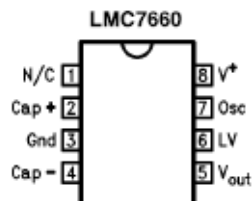
- Operation over full temperature and voltage range without an external diode
- Low supply current, 200 μ A max
- Pin-for-pin replacement for the 7660
- Wide operating range 1.5V to 10V
- 97% Voltage Conversion Efficiency
- 95% Power Conversion Efficiency
- Easy to use, only 2 external components
- Extended temperature range
- Narrow SO-8 Package

Block Diagram



TL/H/9136-1

Pin Configuration



TL/H/9136-2

Ordering Information

LMC7660MJ $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ LMC7660IN $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ LMC7660IM $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$

ANEXO 1- HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage 10.5V

Input Voltage on Pin 6, 7

(Note 2)

−0.3V to ($V^+ + 0.3V$)
for $V^+ < 5.5V$
($V^+ - 5.5V$) to ($V^+ + 0.3V$)
for $V^+ > 5.5V$

Current into Pin 6 (Note 2)

20 μA

Output Short Circuit Duration

($V^+ \leq 5.5V$)

Continuous

Power Dissipation

(Note 3)

T_J Max (Note 3)

θ_{JA} (Note 3)

Storage Temp. Range

Lead Temp.

(Soldering, 5 sec)

ESD Tolerance (Note 8)

Package

J

N

M

0.9W

1.4W

0.8W

150°C

150°C

150°C

140°C/W

90°C/W

160°C/W

−65°C $\leq T \leq$ 150°C

260°C

260°C

260°C

$\pm 2000V$

$\pm 2000V$

Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LMC7660MJ	LMC7660IN/LMC7660IM		Units Limits
				Tested Limit (Note 5)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	
I_S	Supply Current	$R_L = \infty$	120	200 400	200	400	μA max
V^+_{H}	Supply Voltage Range High (Note 7)	$R_L = 10 k\Omega$, Pin 6 Open Voltage Efficiency $\geq 90\%$	3 to 10	3 to 10	3 to 10	3 to 10	V
V^+_{L}	Supply Voltage Range Low	$R_L = 10 k\Omega$, Pin 6 to Gnd. Voltage Efficiency $\geq 90\%$	1.5 to 3.5	1.5 to 3.5	1.5 to 3.5	1.5 to 3.5	V
R_{out}	Output Source Resistance	$I_L = 20 mA$	55	100 150	100	120	Ω max
		$V = 2V$, $I_L = 3 mA$ Pin 6 Short to Gnd.	110	200 300	200	300	Ω max
F_{osc}	Oscillator Frequency		10				kHz
P_{eff}	Power Efficiency	$R_L = 5 k\Omega$	97	95 90	95	90	% min
$V_{o\ eff}$	Voltage Conversion Efficiency	$R_L = \infty$	99.9	97 95	97	95	% min
I_{osc}	Oscillator Sink or Source Current	Pin 7 = Gnd. or V^+	3				μA

Note 1: Absolute Maximum ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions. See Note 4 for conditions.

Note 2: Connecting any input terminal to voltages greater than V^+ or less than ground may cause destructive latchup. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power-up" of the LMC7660.

Note 3: For operation at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of θ_{JA} and T_J max, $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$.

Note 4: Boldface numbers apply at temperature extremes. All other numbers apply at $T_A = 25^\circ C$, $V^+ = 5V$, $C_{osc} = 0$, and apply for the LMC7660 unless otherwise specified. Test circuit is shown in Figure 1.

Note 5: Guaranteed and 100% production tested.

Note 6: Guaranteed over the operating temperature range (but not 100% tested). These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 7: The LMC7660 can operate without an external diode over the full temperature and voltage range. The LMC7660 can also be used with the external diode Dx, when replacing previous 7660 designs.

Note 8: The test circuit consists of the human body model of 100 pF in series with 1500 Ω .

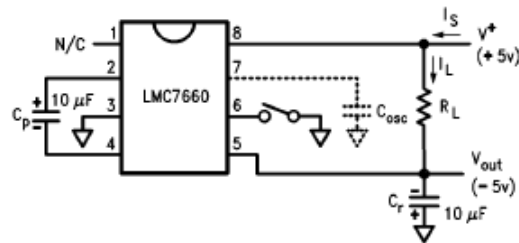
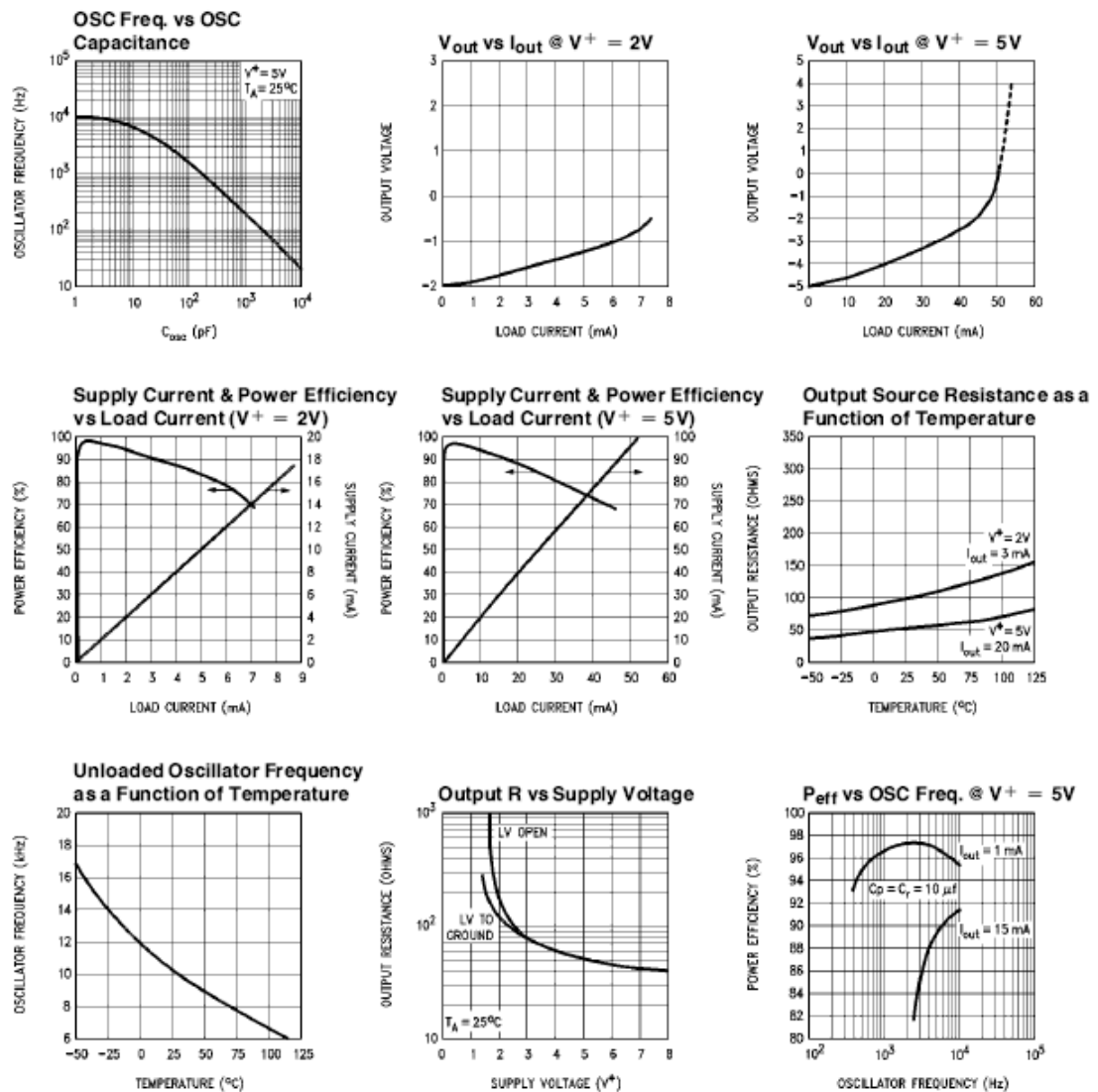


FIGURE 1. LMC7660 Test Circuit

TL/H/9136-5

Typical Performance Characteristics



TL/H/9136-4

Reguladores de Voltaje Tipo Shunt

Los reguladores de voltaje tipo shunt, también conocidos como reguladores lineales o en serie, tienen la característica de obtener en la salida un voltaje regulado siempre más bajo del potencial de entrada, disipando en calor la diferencia entre V_{in} y V_{out} . Por esto los reguladores tipo shunt son inherentemente poco eficientes. Más alto es el diferencial entre entrada y salida, más baja la eficiencia. En las aplicaciones donde la fuente primaria de voltaje es la línea de AC, donde no son infrecuentes variaciones de voltaje de hasta un 20%, es ineludible prever hasta este nivel de diferencial lo que debe ser transformado en calor. El problema no es tanto el consumo de energía, cuanto la capacidad de disipación e vatios del conjunto regulador/disipador, que incide en su costo. Hay también que tener en cuenta que cada regulador tiene un diferencial de voltaje mínimo típico, por debajo del cual el dispositivo se pone inestable y deja de regular. En aplicaciones donde la fuente de alimentación es una batería, hay otra problemática. Aquí es deseable que el diferencial de voltaje típico del IC sea lo más bajo posible para explotar al máximo la batería. Por esto en los últimos años han sido puestos en comercio los reguladores denominados LDO (low drop-out) cuyo diferencial mínimo típico es de 0.5 ~ 1V.

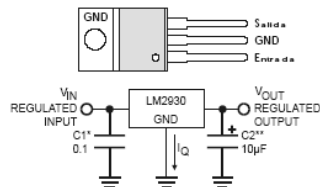
Utilizando una inductancia externa, un diodo rápido y otros componentes es posible utilizar los reguladores tipo shunt en configuración interrumpida. Sin embargo el mejor rendimiento y muchas funciones adicionales se obtienen con los reguladores expresamente diseñados para fuentes interrumpidas.

Código	Descripción	Precio
LM2925T	Vr (+) 5V/750mA Low Dropout TO-220-5	\$2.78
LM2930T-5	Vr (+) 5V/150mA Low Dropout TO-220	\$2.14
LM2930T-8	Vr (+) 8V/150mA Low Dropout TO-220	\$2.14
LM2931CT	Vr (+) Adj/100mA Low Dropout TO-220	\$0.06
LM2931T-5	Vr (+) 5V/100mA Low Dropout TO-220	\$0.05
LM2935T	Vr (+) 5V/750mA & 5V/10mA LDO TO-220-5	\$1.45
LM2940T-5	Vr (+) 5V/1A Low Dropout TO-220	\$0.55
LT1084CT	Vr (+) Adj 1-35V/5A Low Dropout TO-218	\$6.09
TL750L08C	Vr (+) 8V Low Dropout TO-220	\$0.93
TL750L12C	Vr (+) 12V Low Dropout TO-220	\$0.06
TL751L05CP	Vr (+) 5V Low Dropout DIP8 Logic Comp.	\$0.80
TL751L12CP	Vr (+) 12V Low Dropout DIP8 Logic Comp.	\$0.80

LM2930-T8.0

Regulador Fijo LDO +8V/150mA

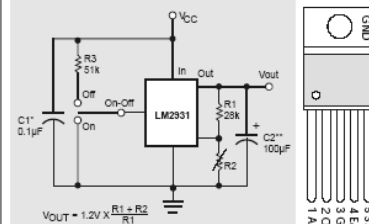
Este IC de 3 pines en caja TO-220 pertenece a la familia de los reguladores de voltaje LDO (low drop out), los cuales distintamente de los tipos más antiguo- trabajan regularmente con un mínimo diferencial de voltaje entre la entrada y la salida (en el caso específico, 0.32V típicos @ 150 mA), y una muy baja corriente de reposo (4mA cuando este supliendo 10 mA en su salida). Estas características los hacen muy indicados para aplicaciones automotrices, donde cuando se activa el motor de arranque el voltaje de la batería baja sustancialmente. Además el IC y los dispositivos que alimenta están protegidos contra en inversión de la batería, la duplicación de voltaje de la misma hasta 26V (como ocurre cuando se intenta arrancar el vehículo con fuerza bruta), los transitorios de línea y hasta la conexión temporánea invertida (mirror image) del regulador. La desconexión automática se realiza en caso de sobrecarga térmica o corto circuito. La hoja de data completa de aplicaciones (PDF) se puede obtener en el sitio <http://www.national.com/ds/LM/LM2930.pdf>



LM2931CT

Regulador Ajustable LDO +3 ~ 24V/100mA

Este IC ajustable (en un rango de 3 a 24V @100mA) de 5 pines en caja TO-220 pertenece a la familia de los reguladores de voltaje LDO (low drop out), los cuales distintamente de los tipos más antiguo- trabajan regularmente con un mínimo diferencial de voltaje entre la entrada y la salida (en el caso específico, entre 0.05V @ 10 mA y 0.3V @ 100 mA), y una muy baja corriente de reposo (0.4mA cuando este supliendo 10 mA en su salida). Estas características los hacen muy indicados para aplicaciones de alimentadores stand-by en dispositivos de bajo consumo como procesadores CMOS. Previsto también para aplicaciones automotrices, el IC y los dispositivos que alimenta están protegidos contra en inversión de la batería, la duplicación de voltaje de la misma hasta 26V (como ocurre cuando se intenta arrancar el vehículo con fuerza bruta), los transitorios de línea y hasta la conexión temporánea invertida (mirror image) del regulador. La desconexión automática se realiza en caso de sobrecarga térmica o corto circuito. La hoja de data completa de aplicaciones (PDF) se puede obtener en el sitio <http://www.national.com/ds/LM/LM2931.pdf>



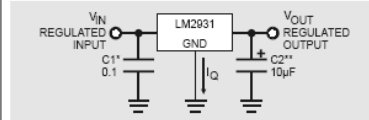
Especificaciones (Valores Típicos)

Voltaje de referencia: 1.2V
Rango de Voltaje de Salida: 3 ~ 24V
Amperaje de Salida: 100mA
Regulación de línea: 0.2mV/V
Regulación de Carga: 0.3% Máx.
Corriente en reposo (Io10 mA): 0.4mA Máx.
Corriente en reposo (Io100 mA): 15mA Máx.
Ruido en la salida: 100µV rms/V
Rechazo de ripple: 0.02%/V
Diferencial de Voltaje (Io 10mA): 0.05V Máx.
Diferencial de Voltaje (Io 100mA): 0.3V Máx.
Voltaje de Entrada máx. Operativo: 33V

LM2931-T5.0

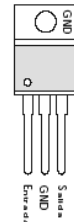
Regulador Fijo LDO +5V/100mA

Este IC de 3 pines en caja TO-220 pertenece a la familia de los reguladores de voltaje LDO (low drop out), los cuales distintamente de los tipos más antiguo- trabajan regularmente con un mínimo diferencial de voltaje entre la entrada y la salida (en el caso específico, entre 0.2V @ 10 mA y 0.6V @ 100 mA), y una muy baja corriente de reposo (1mA cuando este supliendo 10 mA en su salida). Estas características los hacen muy indicados para aplicaciones en alimentadores stand-by para dispositivos de bajo consumo como procesadores CMOS. Previsto también para aplicaciones automotrices, el IC y los dispositivos que alimenta están protegidos contra en inversión de la batería, la duplicación de voltaje de la misma hasta 26V (como ocurre cuando se intenta arrancar el vehículo con fuerza bruta), los transitorios de línea y hasta la conexión temporánea invertida (mirror image) del regulador. La desconexión automática se realiza en caso de sobrecarga térmica o corto circuito. La hoja de data completa de aplicaciones (PDF) se puede obtener en el sitio <http://www.national.com/ds/LM/LM2931.pdf>



Especificaciones (Valores Típicos)

Voltaje de salida: 5.0V
Amperaje de salida: 100mA
Regulación de línea: 2-4mV
Regulación de Carga: 14mV
Corriente en reposo: 0.4-15mA
Ruido en la salida: 500µV rms
Rechazo de ripple: 80dB min.
Estabilidad (1000h): 20mV
Diferencial de Voltaje: 0.2-0.5V máx.
Voltaje de Entrada máx.: 26V



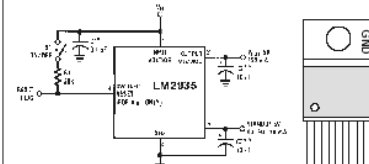
LM2935T

Regulador Dual LDO

+5V/750mA & +5V/10mA

El LM2935T es un regulador LDO dual de dos salidas positivas de 5V, una de las cuales (Vout) suple 750mA, y se puede conectar y desconectar por el pin 4 (switch/reset), y la segunda suple una corriente de 10 mA prevista para la alimentación de memorias en stand-by. El diferencial de voltaje entre entrada y salida puede ser tan bajo como 0.6V (@ 0.5A)

Diseñado específicamente para aplicaciones automotrices, el IC y los dispositivos que alimenta están protegidos contra en inversión de la batería, la duplicación de voltaje de la misma hasta 26V (como ocurre cuando se intenta arrancar el vehículo con fuerza bruta), los transitorios de línea y hasta la conexión temporánea invertida (mirror image) del regulador. La desconexión automática se realiza en caso de sobrecarga térmica o corto circuito. La hoja de data completa de aplicaciones (PDF) se puede obtener en el sitio: <http://www.national.com/ds/LM/LM2935.pdf>



*Es necesario cuando entre al regulador y el filtro hay una distancia mayor de 15cm.
**COUT debe ser de 10µF mínimo para asegurar estabilidad. También puede ser de cualquier valor mayor, para mantener la regulación cuando hay pocos transitorios. Debe colocarse lo más cerca posible del regulador. El rango de temperatura de este condensador debe ser igual al del regulador. La resistencia equivalente en serie (ESR) de este condensador es crítica.

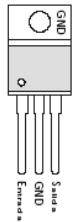
LM2940CT-5.0

Regulador Fijo LDO +5V/1A

Este IC de 3 pines en caja TO-220 pertenece a la familia de los reguladores de voltaje LDO (low drop out), los cuales distintamente de los tipos más antiguo- trabajan regularmente con un mínimo diferencial de voltaje entre la entrada y la salida. En el caso específico, entre 0.5 y 1V. Previsto también para aplicaciones automotrices, el IC y los dispositivos que alimenta están protegidos contra en inversión de la batería, la duplicación de voltaje de la misma hasta 26V (como ocurre cuando se intenta arrancar el vehículo con fuerza bruta), los transitorios de línea y hasta la conexión temporánea invertida (mirror image) del regulador. La desconexión automática se realiza en caso de sobrecarga térmica o corto circuito. La hoja de data completa de aplicaciones (PDF) se puede obtener en el sitio <http://www.national.com/ds/LM/LM2940.pdf>

Especificaciones (Valores Típicos)

Voltaje de salida: 5V ±0.15V máx.
Amperaje de salida: 1A
Regulación de línea: 20mV
Regulación de Carga: 35mV
Corriente en reposo: 10mA máx.
Ruido en la salida: 150µV rms
Rechazo de ripple: 72dB min.
Estabilidad (1000h): 20mV
Diferencial de Voltaje: 0.5V min.
Voltaje de Entrada máx.: 26V
Rango de temperatura: 0°C ~ 125°C

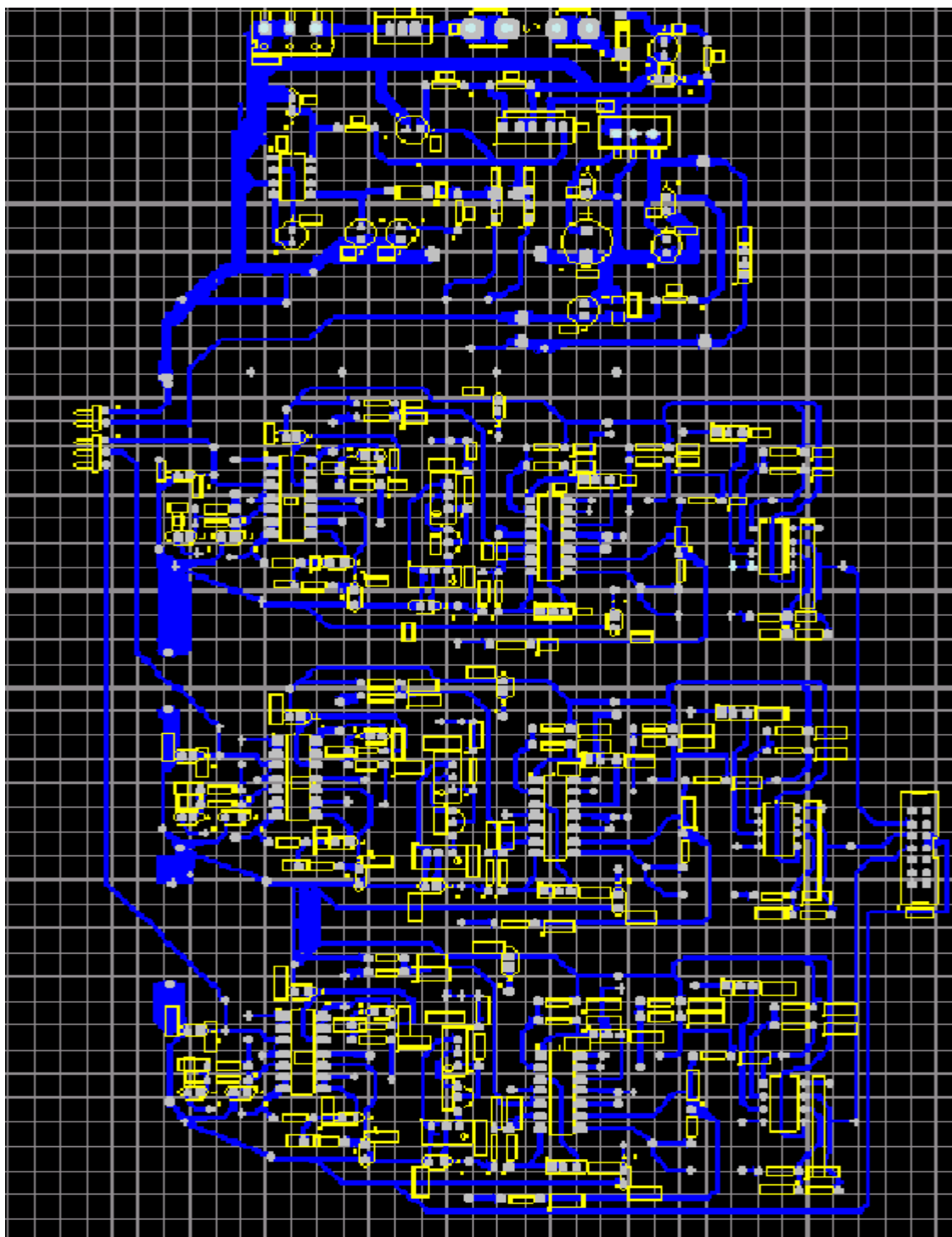


ANEXO 2

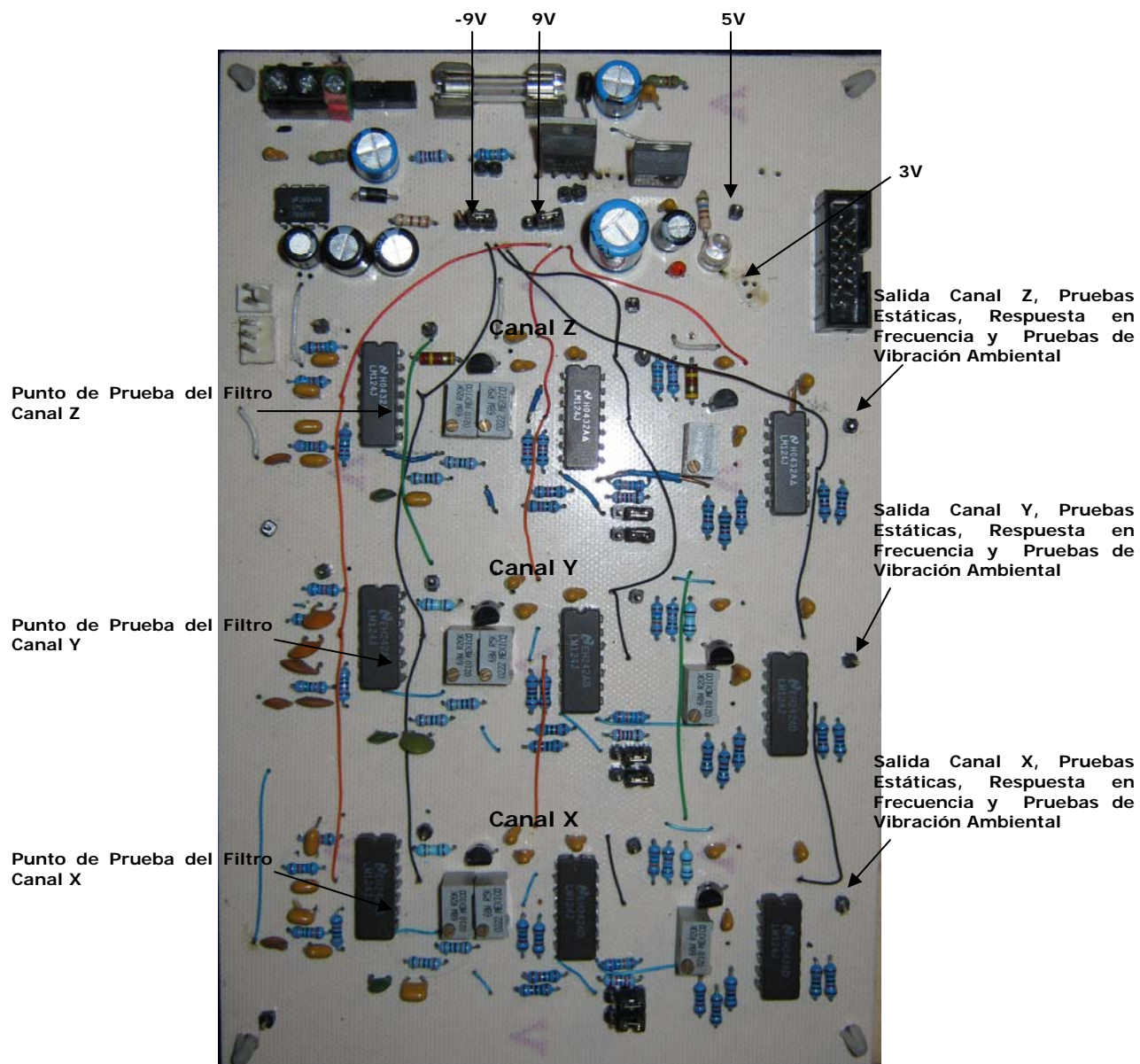
COMPLEMENTO DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

ANEXO 2- COMPLEMENTO DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

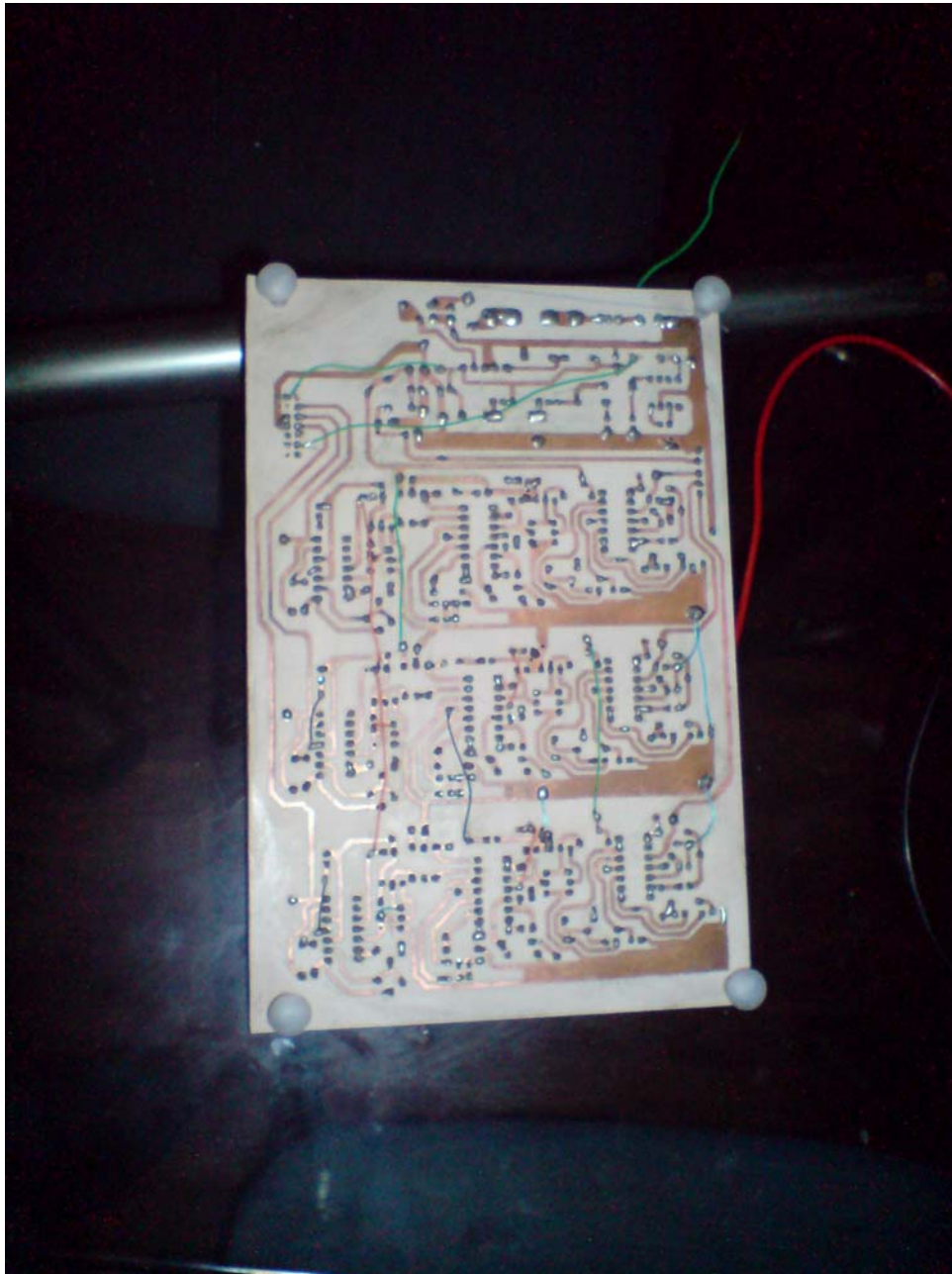
PCB DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL



TARJETA ACONDICIONADORA PARTE FRONTAL Y PUNTOS DE PRUEBAS



TARJETA ACONDICIONADORA PARTE PCB



SIMULADOR DE MOVIMIENTOS LING PROPIEDAD DEL INSTITUTO DE INGENIERÍA.



FUENTES DE CONSULTA

- [1] Coughlin, Robert F; Driscoll, Frederick. Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales. México. Prentice Hall. 1999
- [2] Greame, Jerald; Tobey Gene. Amplificadores Operacionales: Diseño y Aplicación. México. Diana. 1978
- [3] Schaumann Rolf. Design Of Analog Filters. Mexico- New York: Oxford University. 2001
- [4] Englewood Cliff. Complete Guide To Active Filter Design, Op Amps and Passive Components. New Jersey. Prentice Hall. 1990.
- [5] Faulfenberry, Lucas M. Introducción a Los Amplificadores Operacionales Con Aplicaciones a CI Lineales. México. Limusa. 1990
- [6] Databook Analog Devices iMEMS Accelerometer ADXL330. Norwood. Analog Devices. 2007
- [7] Databook Datasheet Motorola IC. CA. 2002
- [8] Zavala Guerrero, Martin. Diseño del Sistema Acelerométrico para Estructuras. México. IPN. 1999
- [9] Mata, Gloria. Análisis de Sistemas y Señales con Cómputo Avanzado. México. UNAM. Facultad de Ingeniería. 2002
- [10] Fernández Oltra, Rubén. Sistema de Posicionamiento Geográfico [En Línea]. España. Universidad Politécnica de Catalunya. 2007
<<http://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/4453/1/Sistema%20de%20Adquisici%C3%B3n%20de%20Posicionamiento%20Geogr%C3%A1fico.pdf>>
- [11] Ruiz Robredo, Gustavo. Electrónica Básica Para Ingenieros. [En Línea]. Robredo. Santander España. "Tema 8 El Amplificador Operacional". Universidad de Cantabria ,2001.
<<http://www.ie.itcr.ac.cr/marin/lic/el3212/Libro/Tema11.pdf>>

[12] Ruiz Robredo, Gustavo. Electrónica Básica Para Ingenieros, [En Línea]. Robredo. Santander España. "Tema 11 Reguladores de Voltaje". Universidad de Cantabria, 2001.

<<http://www.ie.itcr.ac.cr/marin/lic/el3212/Libro/Tema11.pdf>>

[13] Reguladores de Voltaje National Semiconductor [En Línea]

<<http://www.superpbenavides.com/catalogo/componentes%20activos/amplificadores/Regulador%20Voltaje.pdf>>

[14] Miyara, Federico. Filtros Activos [En Línea], Rosario, Argentina Universidad Nacional de Rosario, 2004

<<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/filtros-t.pdf>>