



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

“DESARROLLO DE CONTROL SERVOCONTROLADOR HIDRÁULICO DE UNA MESA VIBRADORA”

TESIS

***QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
Ingeniero Eléctrico – Electrónico***

PRESENTA:

Carlos Gonzalo Urquieta García

DIRECTOR DE TESIS:

Ing. Enrique Ramón Gómez Rosas

México D.F., 2008

Agradecimientos

A Dios porque me ha permitido estar y hacer.

A mis padres, que por ellos y por su apoyo he llegado hasta aquí.

A la UNAM, por la oportunidad de estudiar.

A todos mis profesores por sus enseñanzas.

Al Ing. Enrique Gómez Rosas por darme la oportunidad de participar en el proyecto, por sus enseñanzas y ayuda.

A Gabriel Parra por su amistad y por su apoyo.

A Jorge A. López por su amistad.

Al Dr. Pancho Dardon por su amistad.

A Diana Mejía por su apoyo y por su amor.

Nuestras horas son minutos
cuando esperamos saber,
y siglos cuando sabemos
lo que se puede aprender

Antonio Machado

Contenido

1 INTRODUCCIÓN.....	1
2 REQUERIMIENTOS DEL LABORATORIO DE GEOTECNIA	3
2.1 OBJETIVO DEL EQUIPO.....	3
2.2 PRUEBAS A EFECTUAR EN LA MESA VIBRADORA	3
2.3 DETERMINACIÓN DE LAS VARIABLES A MEDIR.....	3
3 EVALUACIÓN Y SELECCIÓN DE LOS EQUIPOS.....	5
3.1 ANÁLISIS DEL EQUIPO MTS	5
3.1.1 Descripción de la fuente de poder hidráulica 506.02C	5
3.1.2 Descripción del controlador MTS 406.11.....	8
3.2 INSTRUMENTOS DISPONIBLES.....	11
3.3 CRITERIOS DE SELECCIÓN DE LOS EQUIPOS A USAR.....	12
4 IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL.....	15
4.1 ANÁLISIS DEL SERVOCONTROLADOR YA EXISTENTE.....	15
4.1.1 Acondicionador de programa y comando compuesto.....	15
4.1.2 Amplificador de la válvula.....	17
4.1.3 Selector de realimentación.....	17
4.1.4 Estabilización de intervalo.....	17
4.1.5 DITHER (vibrador)	20
4.1.6 Detector de límite	20
4.1.7 Detector de error.....	20
4.1.8 Detector de límite superior e inferior	21
4.2 DISEÑO DE LA TARJETA PARA EL ACELERÓMETRO Y PARA EL TRANSDUCTOR MAGNETOSTRICTIVO	23
4.2.1 Circuito acondicionador para el transductor magnetostrictivo	23
4.2.2 Circuito acondicionador para el acelerómetro	28
5 DISEÑO DEL SISTEMA ACONDICIONADOR Y SELECCIÓN DE TRANSDUCTORES.....	35
5.1 ANÁLISIS Y SELECCIÓN DE LOS EQUIPOS PARA LA INSTRUMENTACIÓN.....	35
5.1.1 Pruebas de los acelerómetros.....	36
5.1.2 Funcionamiento del acelerómetro ADXL103	40
5.1.3 Desempeño del Acelerómetro ADXL103	40
5.2 SELECCIÓN DEL ACONDICIONADOR PARA LOS ACELERÓMETROS ADXL103	41
5.2.1 Descripción de la tarjeta acondicionadora para los acelerómetros ADXL103.....	41
5.3 PRUEBAS DE LAS TARJETAS.....	46
5.3.1 Pruebas de la tarjeta acondicionadora para los acelerómetros ADXL103.....	46
5.3.2 Pruebas de la tarjeta acondicionadora del acelerómetro y del transductor magnetostrictivo de control.....	49
6 CONSTRUCCIÓN DE LAS TARJETAS	51
6.1 CONSTRUCCIÓN DE LA TARJETA ACONDICIONADORA DEL ACELERÓMETRO Y DEL TRANSDUCTOR MAGNETOSTRICTIVO DE CONTROL	51
6.2 CONSTRUCCIÓN DE LA TARJETA ACONDICIONADORA PARA LOS ACELERÓMETROS ADXL103	52
7 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DE OPERACIÓN.....	53
8 RESULTADOS OBTENIDOS.....	57
9 CONCLUSIONES.....	61
APÉNDICE 1 CIRCUITOS INTEGRADOS UTILIZADOS.....	63
APÉNDICE 2 TRANSDUCTORES UTILIZADOS.....	71
APÉNDICE 3 DIAGRAMAS COMPLETOS.....	81
ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS	85
BIBLIOGRAFÍA.....	87

1 Introducción

En las mesas vibratoras se pueden realizar simulaciones del comportamiento y desempeño de estructuras y de esta forma comprobar los estudios analíticos. Debido a esto, en México el uso de mesas vibratoras es de gran relevancia para poder crear normas para construcciones y realizar análisis en estructuras simulando movimientos sísmicos.

Actualmente se encuentra en el edificio 9 del Instituto de Ingeniería una mesa vibradora donada por el Kajima Technical Research Institute (KaTRI) de Japón. Dicha mesa es de gran tamaño y hay lista de espera para hacer pruebas en ella. Debido a esto, surgió la necesidad de tener una mesa vibradora hidráulica en el laboratorio de geotecnia, no tan grande como la otra, pero con la capacidad de realizar pruebas en estructuras de hasta dos toneladas de peso.

Esta mesa se moverá utilizando un actuador hidráulico y se controlará su movimiento por aceleración o por posición. Para esto se decidió reutilizar un servocontrolador ya existente y se adaptó a las necesidades del laboratorio de geotecnia, de tal manera que se diseñó y construyó una tarjeta acondicionadora para poder realimentar por aceleración y por posición.

Las aceleraciones en diferentes puntos de la estructura a probar se medirán a través de acelerómetros. Las señales resultantes pasarán a través de acondicionadores y, de ahí, se mandarán, por medio de una tarjeta de adquisición de datos, a un programa desarrollado en *LabView*, en el cual el personal del laboratorio de geotecnia podrá observar las señales de los diferentes acelerómetros de la estructura, el acelerómetro de control y el transductor magnetostrictivo, y que también, permitirá guardar la información de éstos. Además, este programa es el que generará la señal de excitación de la mesa.

2 Requerimientos del laboratorio de geotecnia

2.1 Objetivo del equipo

Debido a que en México los fenómenos sísmicos tienen gran impacto, la implementación de esta mesa vibradora ayudará a poder realizar estudios y evaluaciones dinámicas a elementos y sistemas estructurales para poder mejorarlos, y así realizar estructuras más resistentes a los sismos.

En este trabajo se desea desarrollar el control por posición o aceleración de la mesa vibradora del laboratorio de geotecnia, además de desarrollar el programa para adquirir datos de aceleración en puntos específicos sobre las estructuras.

2.2 Pruebas a efectuar en la mesa vibradora

Las pruebas que se efectuarán en la mesa son las siguientes:

- ▶ Análisis de respuesta dinámica de elementos y sistemas estructurales
- ▶ Demostración de la validez de conceptos estructurales
- ▶ Desarrollo y refinación de modelos analíticos
- ▶ Análisis de coeficiente de fricción
- ▶ Análisis de disipadores de energía
- ▶ Evaluación y validación del comportamiento ante sismos de equipo mecánico, eléctrico, electrónico y de comunicaciones.

2.3 Determinación de las variables a medir

Las variables que se van a medir son las aceleraciones de puntos sobre la estructura mediante el uso de acelerómetros.

3 Evaluación y selección de los equipos

3.1 Análisis del Equipo MTS

3.1.1 Descripción de la fuente de poder hidráulica 506.02C

La Fuente de Poder Hidráulica (FPH) modelo 506.02C usa una bomba de volumen fijo para proveer una fuente de poder a sistemas hidráulicos que tienen requerimientos de flujo de $6[\text{gpm}]$ ($22.7[\ell/\text{min}]$). Esta FPH está diseñada específicamente para cumplir con los requerimientos de sistemas usando servoválvulas.

El fluido de salida es filtrado por un elemento de 3 micrones y el fluido del reservorio a la bomba pasa a través de un filtro relativamente áspero (colador de succión).

La FPH puede ser operada localmente, a través del uso de sus propios controles, o remotamente por un dispositivo de control. La FPH puede operar en dos modos: en presión baja y en presión alta. La presión baja sirve para iniciar el movimiento del sistema, y si por algún motivo hay un error, el movimiento del sistema no será tan fuerte. Por otro lado, la presión alta es para realizar las pruebas en el sistema. La operación de presión alta y baja es provista por un control.

La presión de salida para la condición baja o de paso es aproximadamente $150[\text{psi}]$ ($1.03[\text{MPa}]$); la presión de salida para la condición de presión alta es ajustable hasta la presión continua máxima recomendada de $3000[\text{psi}]$ ($20.7[\text{MPa}]$). Un medidor de presión incorporado indica la presión de salida.

La FPH usa un intercambiador de calor utilizando agua, para mantener la temperatura del fluido hidráulico a la temperatura de operación. Si el fluido hidráulico no está a la temperatura de operación, las características del fluido no son las óptimas, por lo que puede haber variación de densidades y por consiguiente el sistema no operará de manera óptima.

Si la temperatura del fluido hidráulico excede un límite preestablecido, un interruptor sensible a la temperatura montado en el reservorio apaga la FPH. Un medidor de la temperatura del fluido hidráulico está sujeto al reservorio para permitir lecturas precisas de las condiciones de entrada de la bomba. Un medidor de nivel de fluido transparente indica el nivel y la contaminación relativa del fluido hidráulico. Un interruptor de nivel bajo está también montado en el reservorio para apagar la FPH si el nivel del fluido en el reservorio cae por debajo del nivel apropiado.

La caja del arrancador de la bomba en la FPH incluye controles al operador para operaciones locales. Estos controles, en relación con otros componentes del equipo, son mostrados en la figura 1.

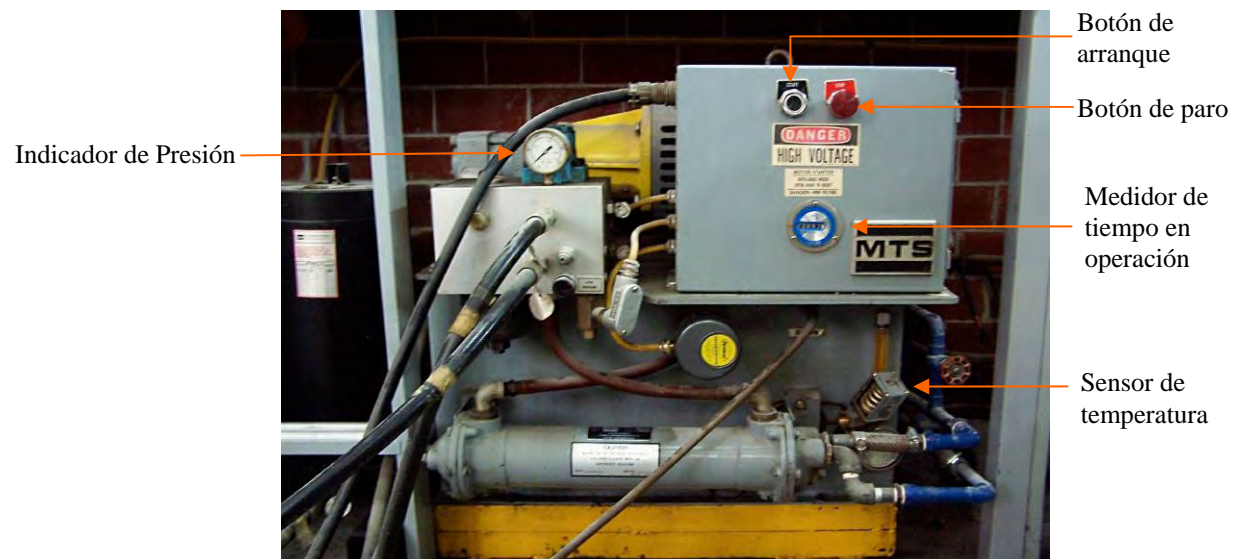


Figura 1 *Fuente de poder hidráulica*

3.1.1.1 Especificaciones de la fuente de poder hidráulica 506.02C

Parámetros	Sistema inglés	SI métrico
Fluido Hidráulico		
Capacidad de fluido	6.2 $\left[\frac{gal}{min}\right]$	23.5 $\left[\frac{\ell}{min}\right]$
Capacidad del reservorio	25 $[gal]$	95 $[\ell]$
Filtración (micrones)		
Nominal	0.45	
Absoluto	3.0	
Conexión de la manguera (manguera cónica 37°)		
Presión y retorno	-8	
Vaciado	-4	
Corriente Eléctrica trifásica a 220[V], 60[Hz]		
Amperes pico	120	
Amperes continuos	21	
Tipo de arranque	Tensión de línea estándar	
Requerimientos de enfriado		
Diámetro interno de la manguera de agua	0.5 $[in]$	12.7 $[mm]$
Agua a temperatura máxima de entrada	8 $[gpm]$ a 90°F	30 $\left[\frac{\ell}{min}\right]$ a 29°C
Carga de calor atmosférico con alimentación eléctrica de 60[Hz]	4500 $\left[\frac{Btu}{h}\right]$	1130 $\left[\frac{kcal}{h}\right]$
Temperatura de operación		
Máxima del ambiente	104°F	40°C
Mínima del ambiente	40°F	4°C
Índice de ruido en campo libre (Máximo)		
Decibeles a 3 pies (1 metro aproximadamente)	78 $[dB]$	78 $[dB]$
Dimensiones Físicas		
Altura	29 $[in]$	73.5 $[cm]$
Longitud	31 $[in]$	79 $[cm]$
Profundidad	25 $[in]$	63.5 $[cm]$
Peso con fluido (desempacado)	700 $[lb]$	320 $[kg]$

Tabla 1 Especificaciones de la fuente de poder hidráulica

3.1.2 Descripción del controlador MTS 406.11

El controlador modelo 406.11 proporciona el servocontrolador, el acondicionador de transductor, el sistema de protección (falla segura) y la función de lectura para un canal de un sistema electro-hidráulico de lazo cerrado. Los controles frecuentemente usados están localizados en el panel frontal, como se muestra en la figura 2. Los controles usados con menos frecuencia están localizados en un panel detrás de una puerta.

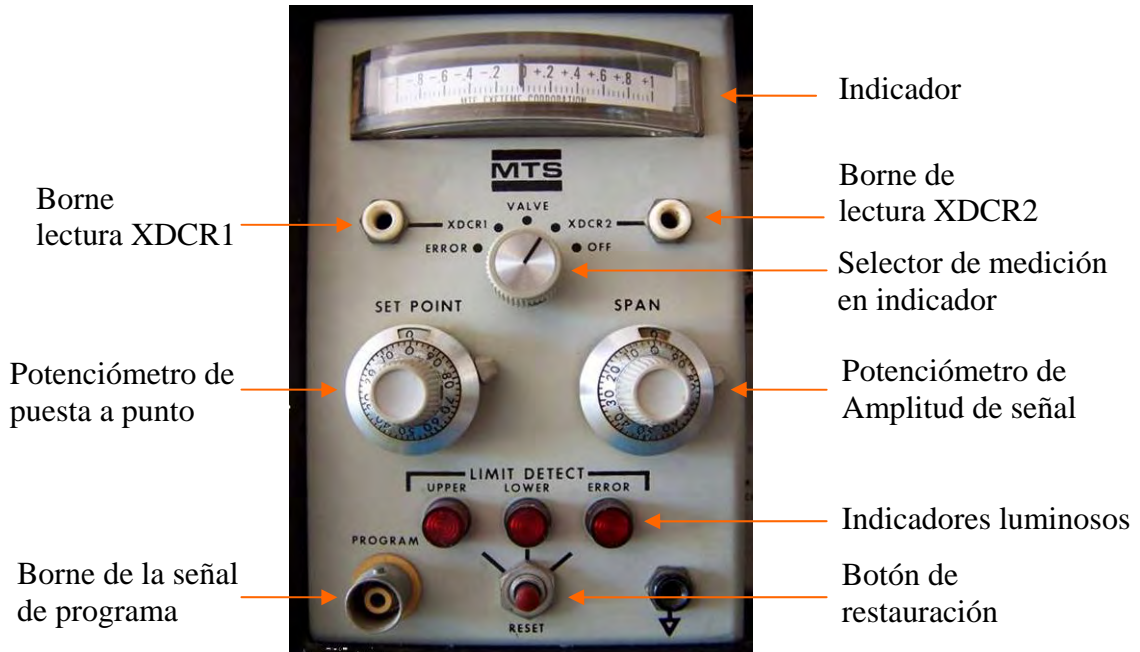


Figura 2 Panel frontal del controlador MTS 406.11

El controlador 406.11 básico consiste de los siguientes circuitos:

- ▶ Acondicionador de transductor de C.A.
- ▶ Selector de realimentación
- ▶ Servocontrolador
- ▶ Detector de límite

La figura 3 es un diagrama de bloques de un sistema electro-hidráulico en lazo cerrado típico, conteniendo un controlador 406.11 básico. El acondicionador del transductor de C.A. interno aplica una excitación a un transductor resistivo o reactivo, y éste amplifica y demodula la salida del transductor a una escala completa de $\pm 10[V]$. Dicha señal ya acondicionada puede ser leída externamente o puede también ser seleccionada como señal de realimentación para el servocontrolador.

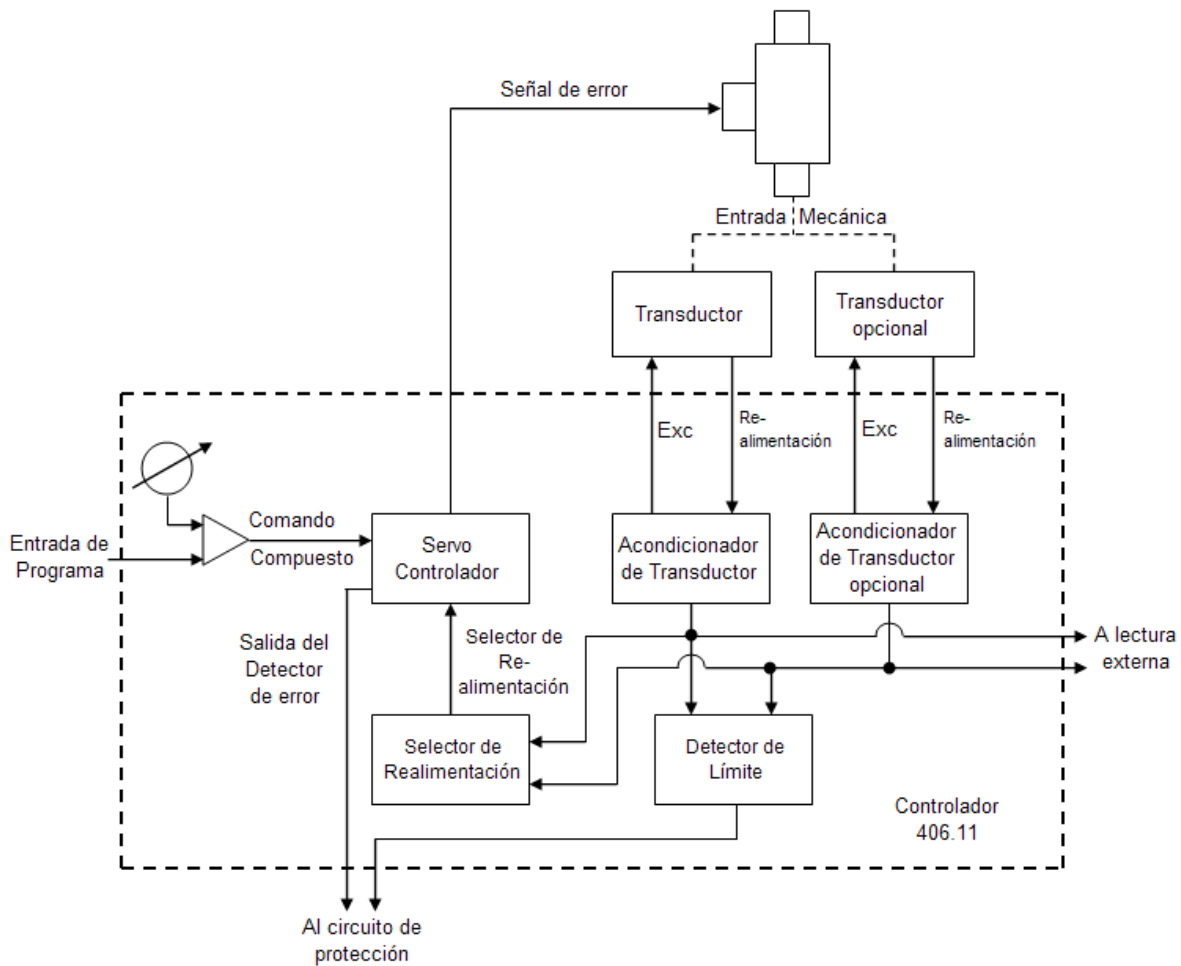


Figura 3 *Diagrama de bloques de un sistema electro-hidráulico*

Cuando se utiliza más de un transductor para una configuración de sistema, la salida del acondicionador del transductor deseado es dirigida al servocontrolador mediante el selector de realimentación. El selector de tres posiciones de realimentación selecciona la salida del transductor interconstruido, el transductor número 2 (opcional), o un transductor localizado externamente para la realimentación. El parámetro que proporciona la señal de realimentación seleccionada es referido como la variable de control.

Cabe mencionar que el transductor interconstruido de C.A. (XDCR1) se anuló para poder situar el acondicionador del transductor magnetostrictivo, y en XDCR2 se situó el acondicionador para el acelerómetro.

El servocontrolador compara una señal de comando compuesta, la cual consiste en una suma de la señal de entrada de programa externo y parámetros establecidos por los controles SPAN (Amplitud de señal de programa) y SET POINT (puesta a punto) del panel frontal, con la señal de variable controlada de realimentación.

La señal de comando compuesta representa la cantidad deseada y dirección de una cantidad física para ser aplicada por el actuador hidráulico. Si la señal de comando compuesta y la señal de realimentación no son iguales, entonces existe un error.

Debido a la diferencia de estas dos señales, el servocontrolador desarrolla una señal de error que tiene una magnitud proporcional a la diferencia entre ellas y una polaridad. Si la señal de comando compuesta es más positiva o menos negativa que la señal de realimentación, resulta una señal de error positiva y viceversa.

La señal de error, después de haberle dado cierta ganancia, es aplicada a un amplificador de válvula, el cual desarrolla una señal de control (excitadora) para manejar la servoválvula, la cual de forma similar controla al actuador hidráulico. La polaridad y magnitud de la señal de control de la válvula causa que la servoválvula abra en la dirección y cantidad requerida para mover el actuador en la dirección que reduzca la señal de error. Cuando la señal de error es reducida a cero, la servoválvula se cierra.

La señal de error es monitoreada continuamente por un circuito detector del límite de error que se encuentra dentro del servocontrolador. Si la amplitud de la señal de error excede un nivel preestablecido, se activa un sistema de protección además de la correspondiente indicación en el panel frontal. El circuito de protección es usado típicamente para prevenir o terminar la aplicación de presión hidráulica a la servoválvula, cuando una condición anormal es detectada.

El circuito del amplificador de válvula también incluye un oscilador, el cual aplica una señal de alta frecuencia a la servoválvula para ayudar a prevenir un asentamiento y que sobrevenga una fricción estática en la servoválvula y en el actuador.

El circuito detector de límite del transductor permite al operador establecer el límite superior e inferior de las amplitudes de la señal de realimentación para cualquiera de los dos posibles acondicionadores de transductor. Un selector en el panel frontal determina cual salida de los acondicionadores de transductor está siendo monitoreada por el detector de límite y si un límite detectado causará una acción de protección o simplemente una indicación en el panel frontal.

3.1.2.1 Especificaciones del controlador MTS 406.11

<i>Fuente de poder</i>	
	<i>Intervalo de corriente de operación</i>
$\pm 10[V]$	0 a $30[mA]$ ($10[mA]$ disponible para uso externo)
$\pm 15[V]$	0 a $275[mA]$
$\pm 26[V]$	0 a $430[mA]$
Requerimientos de C.A.	$105[V]$ a $125[V]$
Potencia a carga máxima	$40[W]$
Intervalo de temperatura ambiente	0 a $50^{\circ}C$
<i>Servocontrolador</i>	
Entrada de comando (de fuente externa)	2 a $25[V_{pp}]$
Impedancia de entrada	$100[k\Omega]$
Rechazo al modo común	$60[dB]$ a $60[Hz]$ con $600[\Omega]$ de fuente no balanceada
Entrada de realimentación	$\pm 10[V]$, escala completa (desde el acondicionador del transductor)
Amplificador de la válvula	$40[mA]$ o $200[mA]$
<i>Detector de límite</i>	
Señal de entrada	0 a $\pm 10[V]$
Impedancia de entrada	$> 25[k\Omega]$
Intervalo de frecuencia	C.D. a $1[kHz]$

Tabla 2 Especificaciones del controlador MTS 406.11

3.2 Instrumentos disponibles

- Fuente de poder hidráulica 506.01C
- Unidad de Control 436.11 (control externo de la fuente de poder hidráulica)
- Controlador MTS 406.11

3.3 Criterios de selección de los equipos a usar

Debido a los requerimientos de la fuente de poder hidráulica, se debe utilizar una servoválvula que cumpla con los requerimientos de presión y de flujo. Por lo que se decidió usar una servoválvula marca Parker modelo BD15 (figura 4) que opera de la siguiente forma:



Figura 4 Servoválvula Parker BD15

En la figura 5 podemos observar que la servoválvula opera con el principio de la fuerza de realimentación entre la segunda etapa del carrete de la válvula medidora y la primera etapa de la válvula piloto del motor de torque. La válvula piloto en una unidad simple de recuperación de chorro que dirige un flujo constante de fluido de control hacia el receptor. El receptor tiene dos salidas que son redirigidas al final de la válvula del carrete principal PC1 y PC2. La presión en este punto es igual cuando el fluido a chorro es centrado en la abertura del receptor.

El resorte de realimentación sujeto a la armadura mide la posición del carrete como una fuerza. Esta fuerza y la de torque de la armadura del motor proveen un desplazamiento error de la armadura y éste es la ventana de la hoja del desviador.

Los bordes de la ventana desvían el flujo a chorro hacia la salida del receptor apropiado para posicionar el carrete a la posición eléctricamente comandada.

Una señal eléctrica es aplicada a la bobina de la válvula piloto, la cual genera una fuerza magnética en la armadura/ensamble de la hoja desviadora, pivotando el ensamble y permitiendo que el fluido pase dentro de PC1.

Esto posiciona la fuente principal del carrete a la izquierda hasta que la fuerza del resorte de realimentación iguala la fuerza magnética. En este momento la hoja desviadora es re-centrada sobre los orificios receptores y el movimiento del carrete se detiene en esta posición. El flujo, proporcional a la entrada de la corriente eléctrica, proporciona una medición en el puerto C2.

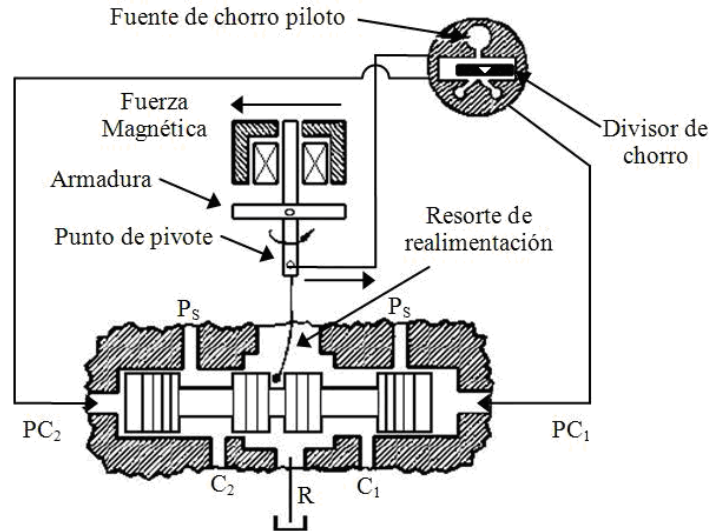


Figura 5 Operación servoválvula inicial

Al quitar la señal eléctrica de la bobina, las fuerzas se desbalancean, lo cual invierte la deflexión de la armadura y manda al carrete a la posición de corriente cero o nula, como se muestra en la figura 6. El cambio de la polaridad de la corriente en la bobina causa una fuerza magnética en dirección opuesta que resulta en un flujo desde el puerto C1.

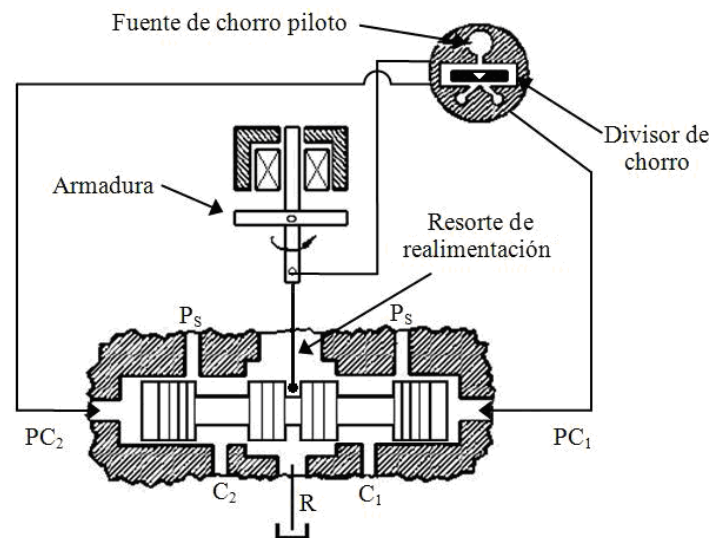


Figura 6 Operación servoválvula posición nula

Además de la servoválvula, se decidió realizar el movimiento de la mesa mediante el uso de un actuador hidráulico marca Parker serie 2H, modelo 1.52KC2HLU14A15 (figura 7).

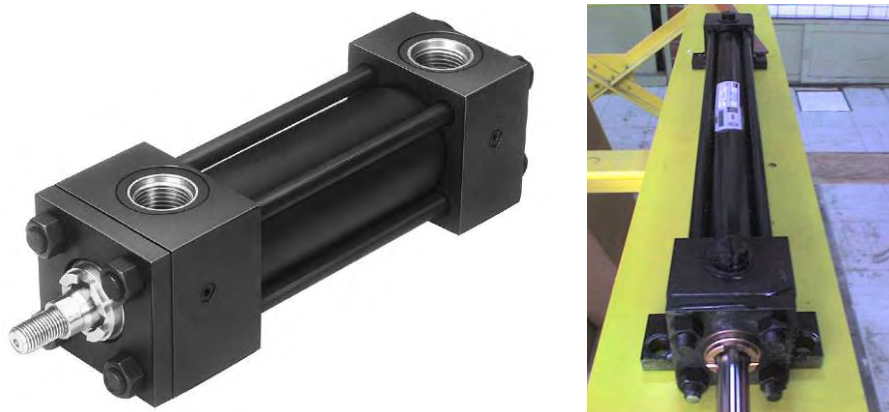


Figura 7 Actuador hidráulico Parker serie 2H

El actuador tiene las siguientes características:

Construcción	Cabeza cuadrada
Presión nominal	3000[<i>psi</i>] (20.7[<i>MPa</i>])
Fluido estándar	Aceite hidráulico
Temperatura de operación	- 23[°C] a 73.9[°C]
Diámetro de la barra del pistón	1.52[<i>in</i>] (3.86[<i>cm</i>])
Movimiento	15[<i>in</i>] (38.1[<i>cm</i>])
Final de la barra	Macho pequeño
Tipo de pistón	Lipseal ¹

Tabla 3 Características del actuador hidráulico Parker 2H

¹ Sin fuga bajo condiciones estáticas para presiones arriba de 3000[*psi*]. Los sellos son auto-compensados de acuerdo con las variaciones en presión, desviaciones mecánicas, y desgaste.

4 Implementación del sistema de control

4.1 Análisis del servocontrolador ya existente

A continuación se hará la descripción del funcionamiento del servocontrolador 406.11 y de los elementos que intervienen en el control:

4.1.1 Acondicionador de programa y comando compuesto

En la figura 8 se puede observar que las señales de entrada del programa externo son aplicadas vía el conector J300A (pin J y K) al amplificador de aislamiento SPAN AR1. El ajuste del resistor variable R1 provee rechazo óptimo al ruido de modo común. La resistencia variable R8 provee ganancia variable a AR1 de 0.8 a 10, permitiendo al controlador aceptar señales de entrada a escala completa de un intervalo de 2 a 25 voltios pico a pico. El resistor variable R5 provee una tensión de C.D. (offset) para establecer la referencia de cero para AR1.

La salida de AR1-6 es aplicada al amplificador de SPAN AR3-3 por medio del resistor variable R12 (AMPLITUD) y el resistor R15. El ajuste de R12 atenúa la señal de programa a un nivel directamente proporcional a la entrada de programa. La atenuación es necesaria para establecer el nivel de la señal dinámica dentro del límite determinado por el intervalo de operación del sistema. La salida atenuada de AR3-6 es aplicado al amplificador sumador AR23-2. Además de la salida del AR3-6, el seguidor de tensión AR2 aplica una tensión estática a AR23-2. La tensión estática es determinada por el ajuste del resistor variable R13 (PUESTA A PUNTO) y establece el nivel medio de la señal de comando. La suma resultante de la señal aplicada por AR3-6 y la tensión estática aplicada por AR2-6 representa la señal compuesta de la señal comando.

El amplificador sumador AR23 compara la señal compuesta de comando aplicada a su entrada inversora (pin 2) con la señal de realimentación del acondicionador del transductor (pin 3). El acondicionador del transductor de la señal de realimentación es aplicada a AR23-3 por medio del selector de realimentación (SELECTOR DE REALIMENTACIÓN). La salida resultante de AR23-6 es la señal de error representando la diferencia entre la señal compuesta de comando y la realimentación.

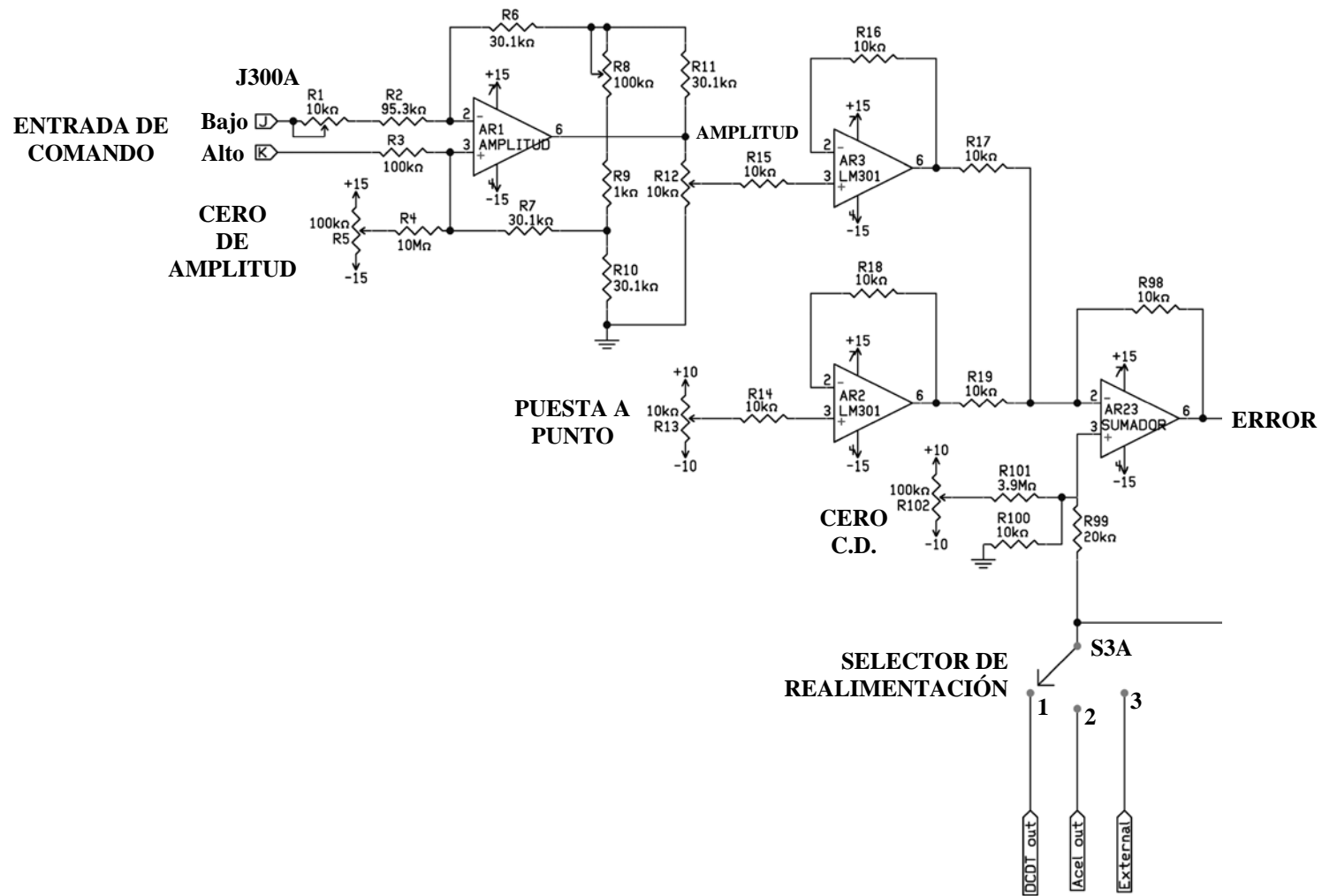


Figura 1 Diagrama del acondicionador de programa y comando compuesto

4.1.2 Amplificador de la válvula.

En la figura 9 se puede observar que el amplificador de la válvula AR24 recibe la señal de error del amplificador sumador AR23-6 en su entrada inversora (pin 2). AR24 amplifica la señal y la aplica al circuito manejador (driver) comprendido por los transistores Q21, Q22, Q23 y Q25 en una configuración push-pull (contrafásico). La ganancia de AR24 es controlada por el resistor variable R118 (GANANCIA). El manejador (driver) de poder aplica la señal a la servoválvula a través del selector S9 (FASE DE VÁLVULA) y el conector J229, pines B y E. El selector S9 es un interruptor de fase de válvula que debe ser usado para invertir la corriente del manejador (driver) de las servoválvulas. La limitación de corriente es provista por los transistores Q20 y Q24.

4.1.3 Selector de realimentación

El selector de realimentación, que es un interruptor de tres tiros y tres polos, es utilizado para seleccionar la señal de realimentación para el control de lazo cerrado. El selector S3A, que se muestra en la figura 8, selecciona uno de las 3 posibles señales de realimentación para el amplificador sumador (AR23). La posición 1 selecciona la salida del transductor acondicionador de C.A. (acondicionador interconstruido en la tarjeta principal) (XDCR1) para la realimentación; la posición 2 selecciona la salida de un módulo opcional instalado en la terminal XDCR2; la posición 3 selecciona una salida del acondicionador del transductor externo recibido por el conector J302 (pin 6).

El selector S3C es usado para el circuito de protección. Por ejemplo, si el selector S3 fue colocado en la posición 2 (XDCR2) y un módulo no fue instalado en la ranura XDCR2, el circuito de protección podría abrir para prevenir o terminar la aplicación de la presión hidráulica.

4.1.4 Estabilización de intervalo

En la figura 10 podemos observar que la estabilización de intervalo es un circuito diferenciador (responde solo a los cambios de tensión) el cual, a través del uso de la señal de realimentación, crea una compensación de alimentación hacia adelante para mejorar la estabilización dinámica del amplificador de la válvula. El amplificador AR15 es usado como un seguidor de tensión para aislamiento entre el selector S3A y el resto del circuito de estabilización de intervalo. El circuito diferenciador real está comprendido por el amplificador AR16, el capacitor de entrada C29, y la resistencia de realimentación R182. La resistencia R76 está conectada en serie con C29 para reducir el ruido y prevenir la inestabilidad. El capacitor C30 está conectado en paralelo con R182 para dar “roll off*” de alta frecuencia y filtrar ruido. El amplificador AR17, los capacitores C32 y C33, y la resistencia R81 y R82 forman un paso bajas activo para minimizar señales adicionales no deseadas. El ajuste de la resistencia variable R83 (INTERVALO) determina la cantidad de compensación aplicada para el amplificador de la válvula AR24. Un alambre puente es conectado entre la terminal descubierta de R83 y el punto E46 o E47 como se requiera para la apropiada estabilización del intervalo de fase.

* Exceso en el ancho de banda de un filtro.

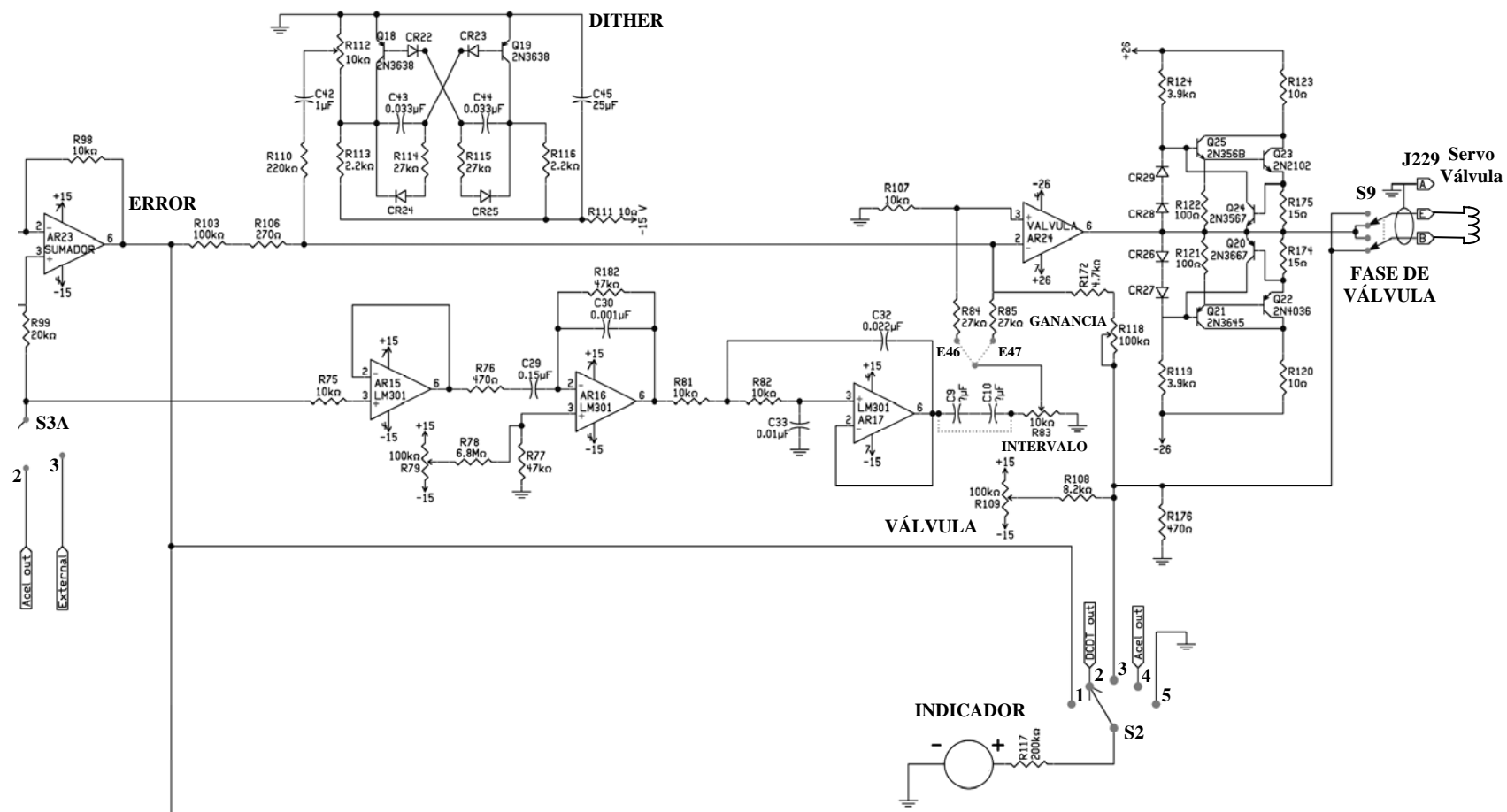


Figura 2 Diagrama del amplificador de la válvula

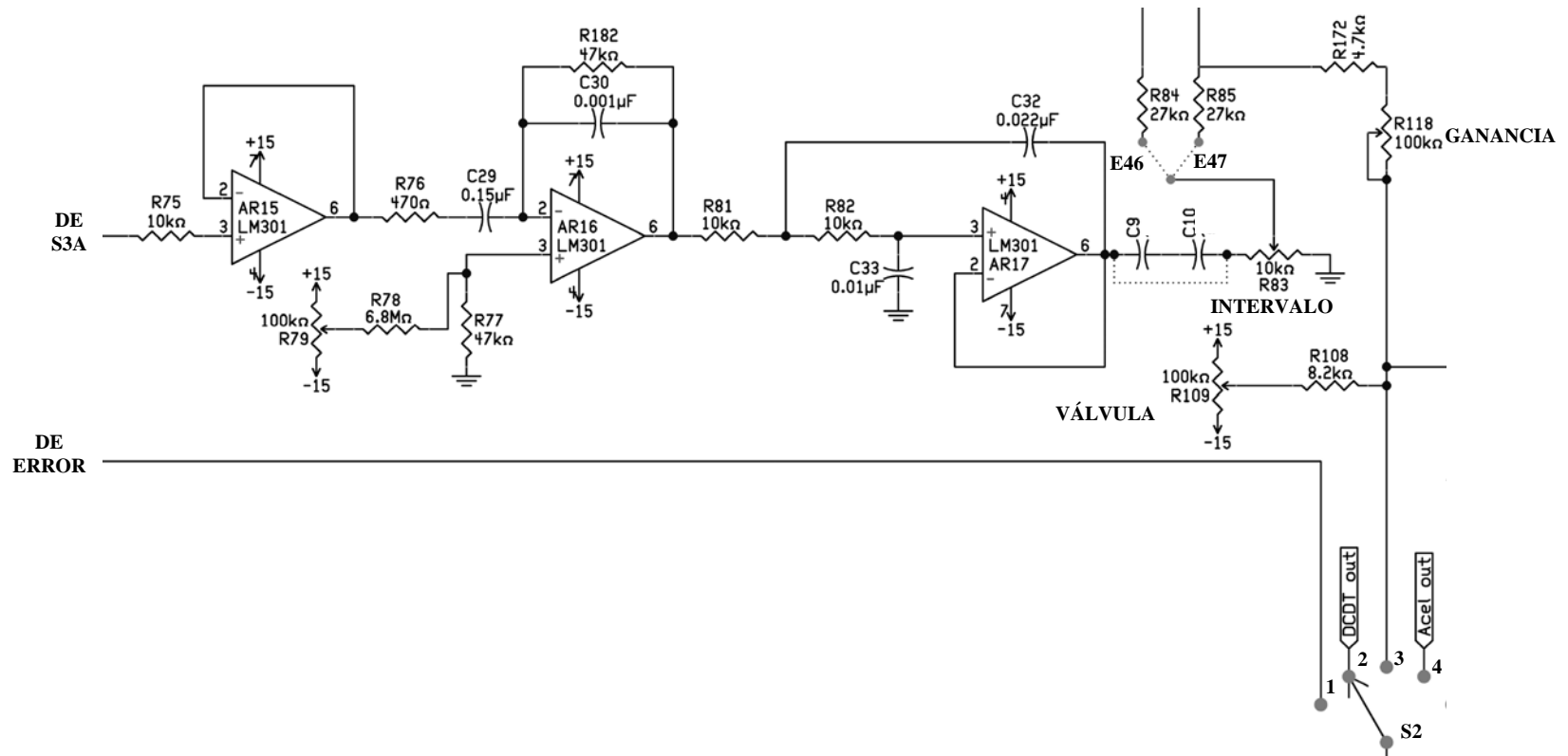


Figura 3 Diagrama del estabilizador de intervalo

4.1.5 DITHER (vibrador)

Este circuito, que se muestra en la figura 11, aplica una señal pequeña al amplificador de la válvula (AR24) para prevenir que la servoválvula se bloquee y sobrevenga fricción estática en ella y en el actuador. El circuito consiste de un multi-vibrador que consta de los transistores Q18, Q19, y el circuito asociado. El circuito cambia de un estado a otro en intervalos determinados por las constantes de tiempo dadas por el resistor R114, el capacitor C43, el resistor R115 y el capacitor C44. El ajuste del resistor variable R112 (DITHER) determina la amplitud de la señal de vibración aplicada al amplificador de la válvula AR24-2.

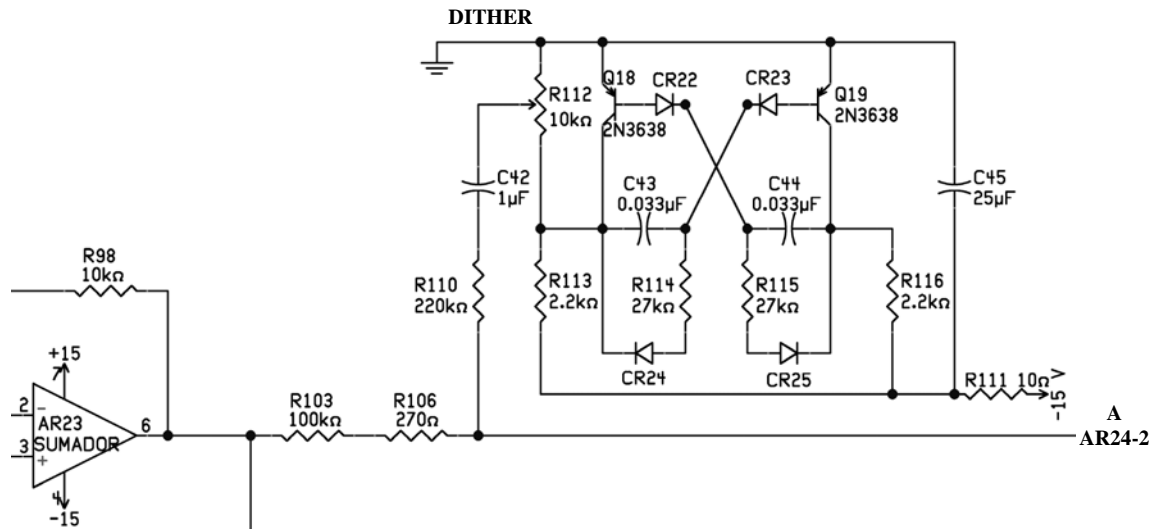


Figura 4 Diagrama del dither

4.1.6 Detector de límite

El circuito de detección de límite, mostrado en la figura 12, consiste de un detector de error, el cual se activa cuando un nivel de error preestablecido es excedido y el nivel límite de la señal de realimentación superior o inferior es excedido. El circuito también contiene una característica de candado, el cual deshabilita el circuito de detección de límite de otro controlador en sistemas de multicanal. Esto permite al operador determinar en que canal se excedió el límite.

4.1.7 Detector de error

Los componentes principales del circuito detector de error, mostrado en la figura 12, son los comparadores AR21 y AR22. El comparador AR21 es usado para detectar un límite a la señal de error positivo, mientras que el comparador AR22 es usado para detectar un límite negativo. La señal de error obtenida es aplicada a una entrada de cada comparador.

El ajuste del resistor variable R86 (ED) proporciona la referencia de tensión para la otra entrada de cada comparador. La referencia de tensión del comparador AR22 es invertida por el circuito de AR20 para proporcionar la polaridad de la tensión de referencia correcta.

Si la señal de error límite no excede la referencia de tensión establecida por R86, la salida de ambos comparadores es negativa y el SCR CR19 se mantiene en una condición de no conducción (apagado). Con el CR19 apagado, el transistor Q17 está encendido, causando que el relevador K1 esté energizado. Esto cierra los contactos normalmente abiertos en el paso del sistema de protección, y de esta forma satisface las condiciones del sistema de protección requeridas para una operación normal.

Si la señal de error excede la referencia de tensión en una dirección positiva o negativa, el comparador respectivo cambia de una saturación negativa a una saturación positiva, encendiendo a CR19. Con el CR19 encendido, Q17 es apagado y K1 se desenergiza. Al desenergizar K1, se abre el circuito de protección y la acción deseada de protección toma lugar. Además de apagar a Q17, al encenderse el CR19, también se ilumina el indicador DS3 (ERROR). El circuito de protección se mantiene abierto y DS3 se mantiene iluminado aunque la señal de error se decremente por debajo de la tensión de referencia. Al presionar el interruptor S8 (RESET), se restablece el circuito detector de error. El capacitor C38 previene que pasen transitorios de menos de $2[ms]$ de duración que enciendan al CR19.

4.1.8 Detector de límite superior e inferior

El circuito de detección de límite, mostrado en la figura 12, es capaz de detectar señales de realimentación límites pre-establecidas superiores o interiores a través del uso de los comparadores AR18 y AR19. El comparador AR18 es usado para detectar el límite superior, mientras que el AR19 detecta el límite inferior. La señal de salida de XDCR1 o XDCR2 es aplicado a una de las entradas de cada comparador. La selección de la salida deseada del acondicionador del transductor es provista por el interruptor S1A. La tensión de referencia aplicada a la otra entrada de los comparadores es determinado por el resistor variable de ajuste R147 (SUPERIOR) y R148 (INFERIOR) para AR18 y AR19 respectivamente. La polaridad de la referencia de tensión es determinada por la posición de los interruptores de palanca S4 y S5.

Si la salida del acondicionador de transductor seleccionado no excede ninguno de los límites de referencia de tensión pre-establecidos, la operación continúa normal. Si la salida seleccionada excede cualquiera de los límites de tensión de referencia pre-establecidos, el comparador respectivo cambia de saturación negativa a saturación positiva y enciende al SCR CR36 (límite superior) o al CR37 (límite inferior).

Esto enciende un indicador DS1 (SUPERIOR) o DS2 (INFERIOR) y, si se desea, apaga el transistor Q17 y abre el circuito de protección, desenergizando el relevador K1. La posición del interruptor S1C determina si un límite excedido causará una indicación y una acción del circuito de protección o solo una indicación.

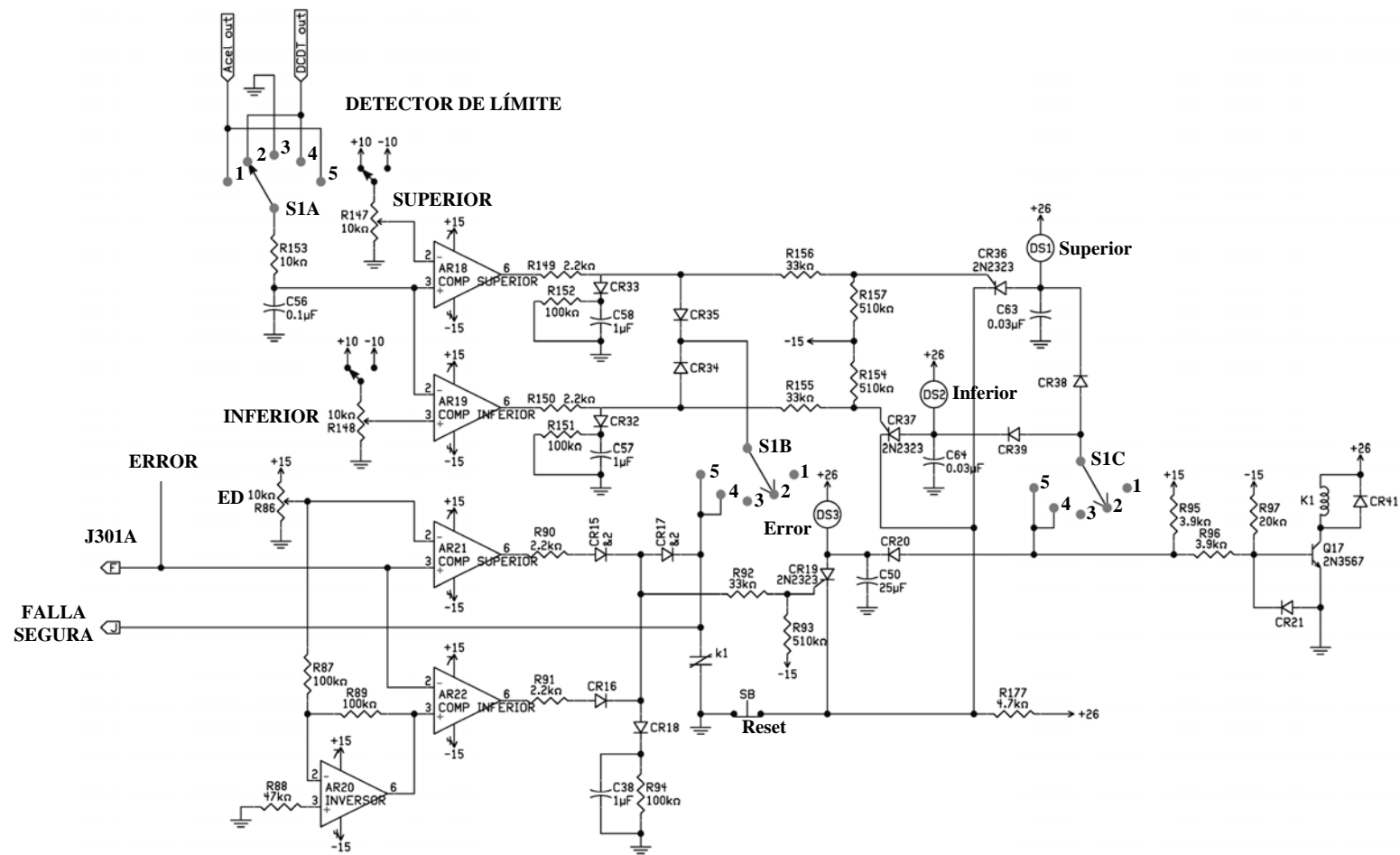


Figura 5 Diagrama del detector de límite

4.2 Diseño de la tarjeta para el acelerómetro y para el transductor magnetostrictivo

Debido a que las tarjetas acondicionadoras para el acelerómetro y para el transductor magnetostrictivo no se tienen en el laboratorio de geotecnia, se decidió hacer el diseño y construcción de una tarjeta acondicionadora para los transductores. Como solo hay una terminal para la instalación de una tarjeta adicional, se optó por colocar en una sola tarjeta el acondicionador para el acelerómetro y para el transductor magnetostrictivo. Ya que solo se van a utilizar estos acondicionadores de la tarjeta, se anuló el acondicionador de C.A. que está embebida en el servocontrolador, y se hizo que XDCR1 sea la señal de realimentación del transductor magnetostrictivo y XDCR2 sea la señal de realimentación del acelerómetro.

Esta tarjeta acondicionadora cumple con las especificaciones que requiere el servocontrolador para la señal de realimentación que es tener una amplitud de $\pm 10[V]$ a escala completa. La tarjeta se instaló en la ranura para el acondicionador XDCR2.

4.2.1 Circuito acondicionador para el transductor magnetostrictivo

La señal de salida del transductor magnetostrictivo es aplicado por medio del conector J233A (pin A y B). En la figura 13 podemos observar que dichas señales son aplicadas a través del conector P1 (pin 3 y 4), y van directamente a los resistores R_{21} y R_{22} que se utilizan para proteger al circuito de algún circuito corto en el transductor magnetostrictivo. A continuación se coloca un filtro de RF que consta de una bobina con núcleo de ferrita y dos capacitores conectados a tierra física o a la malla de blindaje del cable del transductor magnetostrictivo.

De esta forma se atenúa la interferencia electromagnética (EMI) que pudiera afectar las señales del transductor magnetostrictivo. Enseguida el circuito U5, que es un amplificador de instrumentación con una configuración diferencial, ayuda a realizar un rechazo al ruido de modo común (RMC) y realiza un acoplamiento de impedancias. La señal filtrada del transductor magnetostrictivo es aplicada a U5-2 (entrada inversora) y a U5-3 (entrada no inversora). El resistor R_{23} es el que cambia la ganancia del amplificador de instrumentación, que al tener una resistencia infinita (abierto) hace que el amplificador de instrumentación tenga una ganancia unitaria.

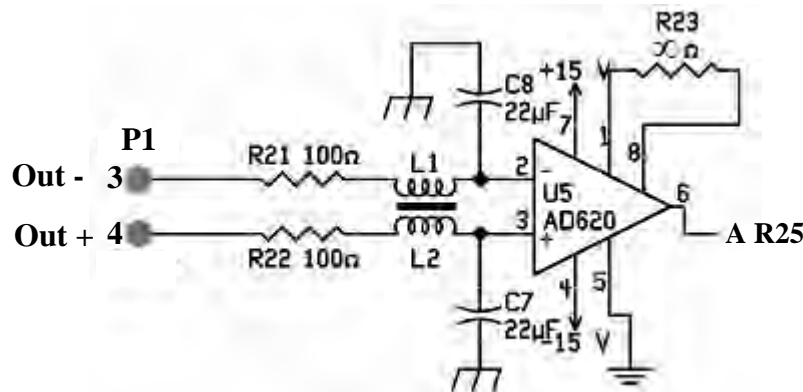


Figura 6 Filtro de RF y amplificador de instrumentación

La salida de U5-6 es aplicada a un filtro paso bajas (ver figura 14) con la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \left(\frac{R_{24}}{R_{24} + R_{25}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} C \cdot s} \right)$$

Este filtro está constituido por el capacitor C_9 ($0.22[\mu F]$), el resistor R_{24} ($100[k\Omega]$) y el resistor R_{25} ($100[k\Omega]$) y tiene la siguiente frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{R_{25} + R_{24}}{2\pi \cdot R_{25} \cdot R_{24} \cdot C_9}$$

Lo cual nos da una frecuencia de corte de $14.468[Hz]$.

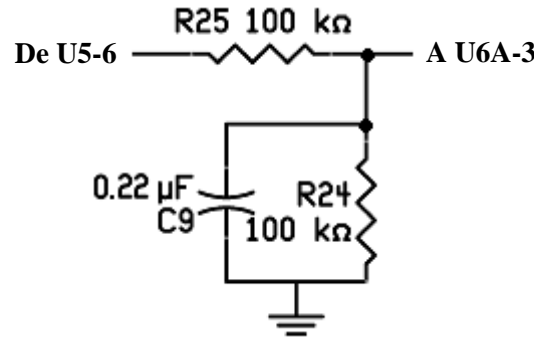


Figura 7 Filtro paso bajas

El desfase de este filtro es:

Si $f = 1[Hz]$:

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} \cdot 2\pi f C_9 \right) = -\text{ang} \tan \left(\frac{100 \times 10^3 \cdot 100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} \cdot 2\pi \cdot 0.22 \times 10^{-6} \right)$$

$$\phi_{f=1[Hz]} = -0.069^\circ$$

Si $f = 10[Hz]$:

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} \cdot 2\pi f C_9 \right) = -\text{ang} \tan \left(\frac{100 \times 10^3 \cdot 100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} \cdot 2\pi \cdot 10 \cdot 0.22 \times 10^{-6} \right)$$

$$\phi_{f=10[Hz]} = -0.604^\circ$$

La salida del filtro es aplicada a U6A-3 (entrada no inversora) del amplificador operacional U6A (ver figura 15), el cual tiene una configuración de amplificador restador no inversor. Por medio del resistor R_{27} una tensión de 5 [V] de referencia es aplicada en U6A-2 (entrada inversora) del amplificador operacional U6A.

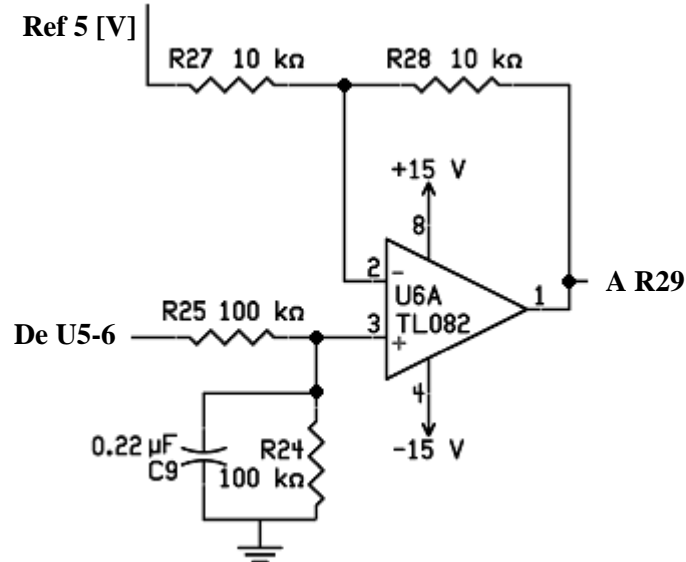


Figura 8 Amplificador restador no inversor

La salida U6A-1 es aplicada a un amplificador inversor (ver figura 16) que consta del amplificador operacional U6B y los resistores R_{29} y R_{30} . La ganancia de dicho amplificador está dada por $A = -\frac{R_{30}}{R_{29}}$, donde R_{30} ($18.2[k\Omega]$) es aproximadamente dos veces R_{29} ($9.02[k\Omega]$). El signo negativo nos indica que se invierte la señal.

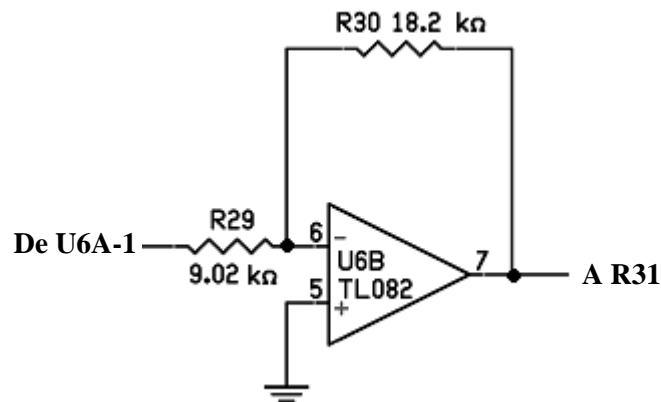


Figura 9 Amplificador inversor

Por otra parte, la referencia de tensión de 5 [V] U9 (ver figura 17) es aplicada al amplificador U7B, que tiene una configuración de amplificador no inversor con una ganancia de 2, por lo que a la salida del amplificador se tienen 10 [V]. Dicha señal es aplicada al amplificador U7A, que tiene una configuración de amplificador inversor, con una ganancia de -1, por lo que a la salida del amplificador se tienen -10[V]. Estas tensiones de 10[V] y -10[V] van a los extremos de un potenciómetro de 10 vueltas con contador.

Dicho potenciómetro es utilizado para fijar la posición inicial de la mesa (Cero). El cursor de este potenciómetro va al amplificador U8B que tiene una configuración de sumador inversor (ver figura 18). Este amplificador suma e invierte la señal del cursor del potenciómetro V2 y la señal de salida del amplificador U6B-7.

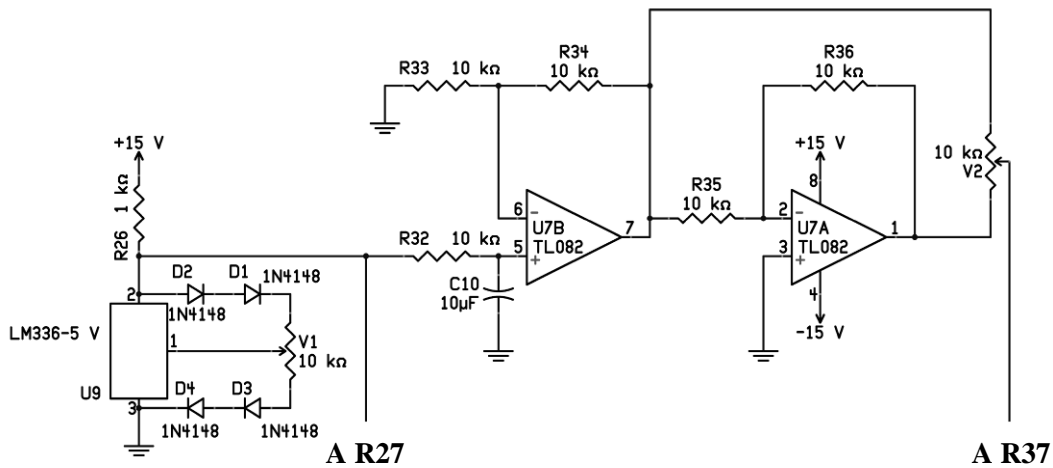


Figura 10 Diagrama del circuito para fijar la posición inicial de la mesa

La salida U8B-7 es aplicada a U8A-3 (entrada no inversora). El amplificador U8A tiene una configuración de amplificador no inversor y la ganancia cambia dependiendo del resistor que esté conectado entre U8A-2 (entrada inversora) y la tierra analógica como se muestra en la figura 18.

La ganancia está dada por las siguientes combinaciones:

$$A=1 \quad A = \frac{R_{39}}{\infty} + 1 \text{ Cuando no hay resistor de la entrada inversora a tierra analógica.}$$

$$A=2 \quad A = \frac{R_{39}}{R_{40}} + 1 \text{ Debido a que } R_{39} \text{ y } R_{40} \text{ tienen el mismo valor (18.2[k}\Omega\text{)]}$$

$$A=5 \quad A = \frac{R_{39}}{R_{41}} + 1 \text{ Debido a que } R_{39} \text{ es 4 veces } R_{41} \text{ (4.53[k}\Omega\text{)]}$$

$$A=10 \quad A = \frac{R_{39}}{R_{42}} + 1 \text{ Debido a que } R_{39} \text{ es 9 veces } R_{42} \text{ (2.05[k}\Omega\text{)]}$$

La selección entre los resistores R_{40} , R_{41} y R_{42} se hace mediante la activación de uno de los tres relevadores posibles. Dicho relevador se activa mediante el uso de un interruptor rotatorio que al igual que para el acelerómetro, está en la parte frontal del controlador para que la selección de la ganancia del transductor magnetostrictivo sea definido por el personal de geotecnia. Este cambio de ganancia va a depender de la escala que va a ser utilizado para la prueba.

Por ejemplo, si se utiliza un desplazamiento del 20% del total, entonces es necesario dar una ganancia de 5 para poder realizar las mediciones a escala completa.

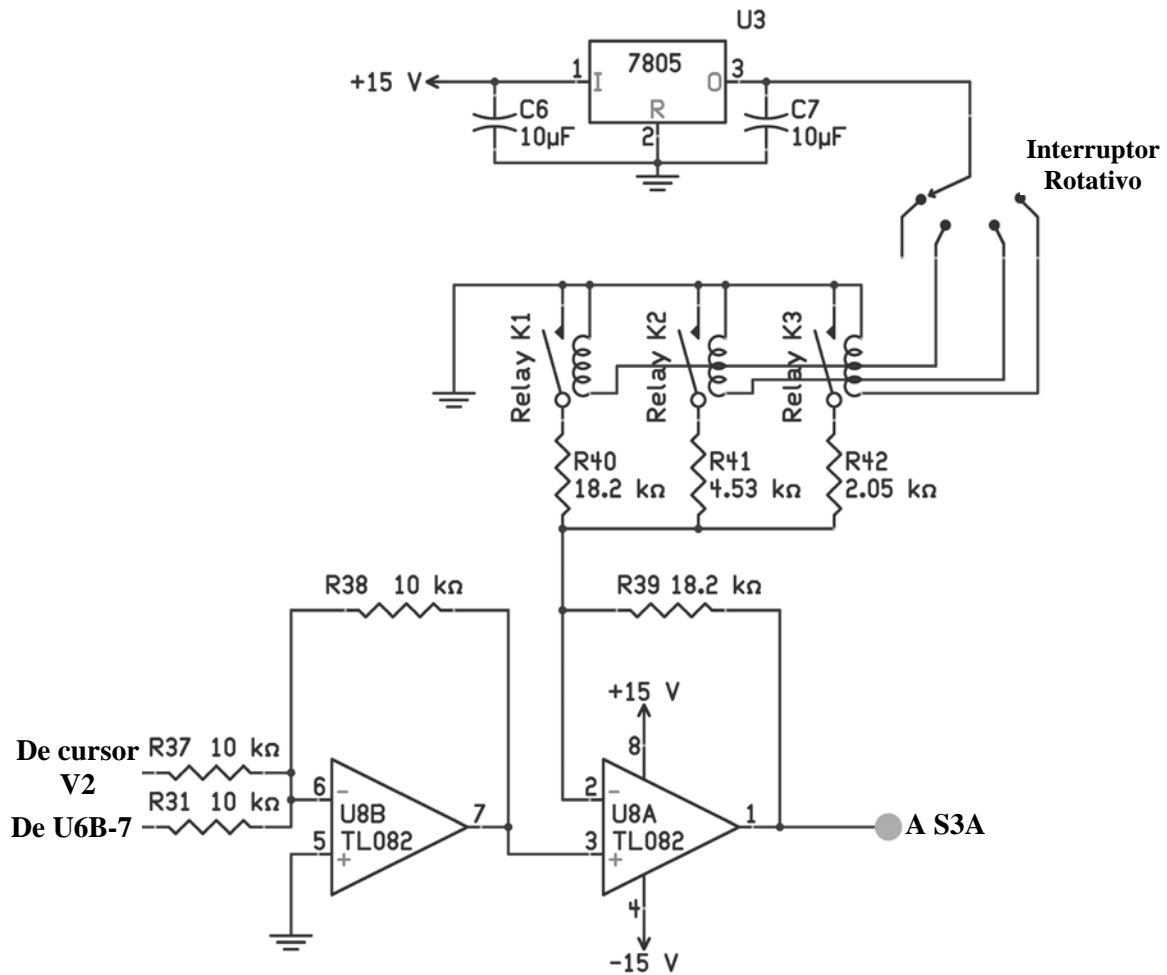


Figura 11 Diagrama del circuito selector de ganancia

4.2.2 Circuito acondicionador para el acelerómetro

En la figura 19 se puede observar que la señal de salida del acelerómetro es aplicada por medio del conector J233 (pin H y C) y estos a su vez están conectados a los pines F y E del conector de la tarjeta. En la tarjeta, estas señales van directamente a los resistores R_1 y R_2 que se utilizan para proteger al circuito de algún circuito corto en el acelerómetro. A continuación se coloca un filtro de RF (Radio Frecuencia) que consta de una bobina con núcleo de ferrita y dos capacitores conectados a la malla de blindaje del cable del acelerómetro.

De esta forma se atenúa la interferencia electromagnética (EMI) que pudiera afectar las señales del acelerómetro. Enseguida el circuito U_1 , que es un amplificador de instrumentación con una configuración diferencial, realiza un rechazo al ruido de modo común (RMC) y un acoplamiento de impedancias. La señal filtrada del acelerómetro es aplicada por U_1-2 (entrada inversora) y U_1-3 (entrada no inversora). El resistor R_3 es el que cambia la ganancia del amplificador de instrumentación, que al tener una resistencia infinita (abierto) hace que el amplificador de instrumentación tenga una ganancia unitaria.

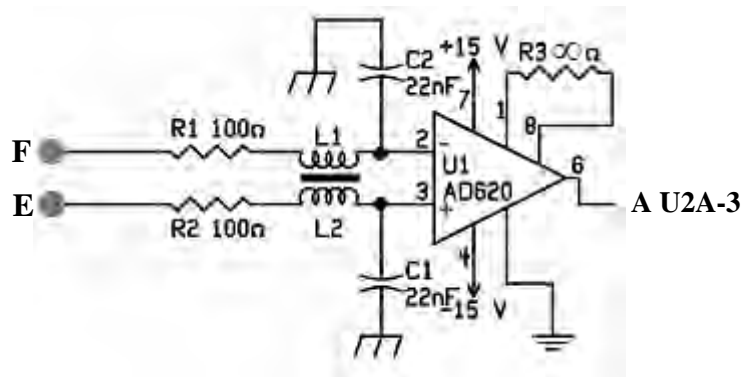


Figura 12 Filtro de RF y amplificador de instrumentación

La salida del amplificador U_1-6 es aplicada por U_2A-3 (entrada no inversora) del amplificador operacional U_2A (ver figura 20), el cual tiene una configuración de amplificador no inversor. Dicha ganancia está dada por $A = \frac{R_6}{R_5} + 1$, esto es $A = 2$ debido a que R_6 y R_5 tienen el mismo valor ($10[k\Omega]$).

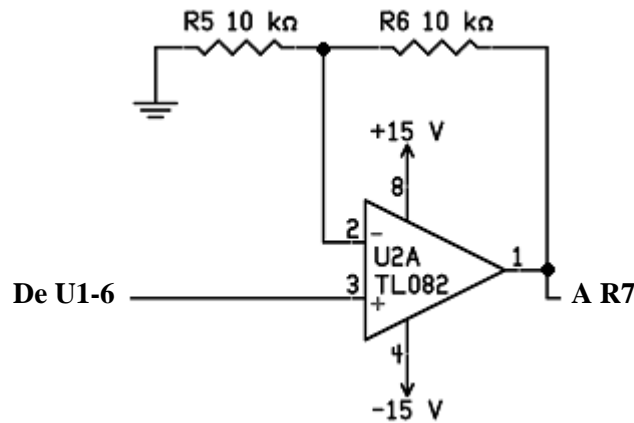


Figura 13 Amplificador no inversor

La salida U2A-1 es aplicada a un filtro activo paso bajas de segundo orden con resistores del mismo valor y capacitores del mismo valor (figura 21), el cual tiene la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = A \left(\frac{1}{1 + (RCs)^2 + ((1-A)RC + 2RC)s} \right) ; A = \frac{R_{10}}{R_9} + 1$$

Con una frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Donde los resistores R_7 y R_8 tienen el mismo valor ($100[k\Omega]$), y los capacitores C_4 y C_5 tienen el mismo valor ($0.15[\mu F]$). Por lo tanto, la frecuencia de corte es $f_c = 10.61[Hz]$. Este filtro es para atenuar aun más el ruido que pudiera afectar la señal del acelerómetro, la cual está comprendida entre $1[Hz]$ a $10[Hz]$.

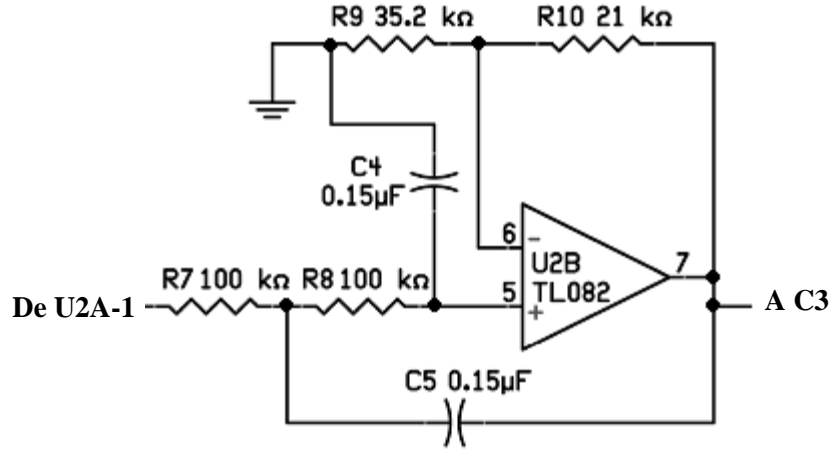


Figura 14 Filtro paso bajas de segundo orden

El desfase de este filtro es:

Si $f = 1[Hz]$:

$$\phi = -ang \tan \left(\frac{2\pi \cdot f [(1-A)RC + 2RC]}{1 - (2\pi f RC)^2} \right)$$

$$\phi = -ang \tan \left(\frac{2\pi \cdot [(1-1.6)100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6} + 2 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6}]}{1 - (2\pi \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6})^2} \right)$$

$$\phi_{f=1[Hz]} = -0.132^\circ$$

Si $f = 10[Hz]$:

$$\phi = -ang \tan \left(\frac{2\pi \cdot f [(1-A)RC + 2RC]}{1 - (2\pi f RC)^2} \right)$$

$$\phi = -ang \tan \left(\frac{2\pi \cdot 10 \cdot [(1-1.6)100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6} + 2 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6}]}{1 - (2\pi \cdot 10 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6})^2} \right)$$

$$\phi_{f=10[Hz]} = -1.48^\circ$$

La salida de U2B-7 es aplicada a un filtro pasa altas (figura 22) comprendido por el capacitor C_3 ($47[\mu F]$) y el resistor R_4 ($1[M\Omega]$), que tiene la siguiente función de transferencia:

$$H_{PA}(s) = \frac{R_4 C_3 s}{1 + R_4 C_3 s}$$

Y la siguiente frecuencia de paso:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_4 C_3}$$

Lo que nos da una banda de paso desde $3.38 \times 10^{-3} [Hz]$.

El desfase obtenido es el siguiente:

Si $f = 1 [Hz]$:

$$\phi = \text{ang} \tan\left(\frac{2\pi f R_4 C_3}{0}\right) - \text{ang} \tan(2\pi f R_4 C_3) = 90^\circ - \text{ang} \tan(2\pi \cdot 1 \cdot 1 \times 10^6 \cdot 47 \times 10^{-6})$$

$$\phi_{f=1[Hz]} = 0.194^\circ$$

Si $f = 10 [Hz]$:

$$\phi = 90^\circ - \text{ang} \tan(2\pi \cdot 10 \cdot 1 \times 10^6 \cdot 47 \times 10^{-6})$$

$$\phi_{f=10[Hz]} = 0.0194^\circ$$

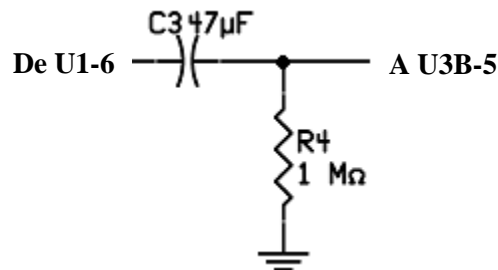


Figura 15 Filtro paso altas

Este filtro paso altas nos ayuda a eliminar alguna tensión de C.D. que pueda tener la señal del acelerómetro debido a no estar en una posición completamente horizontal a su eje de medición.

La salida del filtro paso altas es aplicada a U3B-5 (entrada no inversora). El amplificador U3B tiene una configuración de amplificador no inversor (ver figura 23) y su ganancia está dada por $A = \frac{R_{12}}{R_{11}} + 1$, esto es $A = 3$ debido a que $R_{12} = 18.2[k\Omega]$ y $R_{11} = 9.02[k\Omega]$.

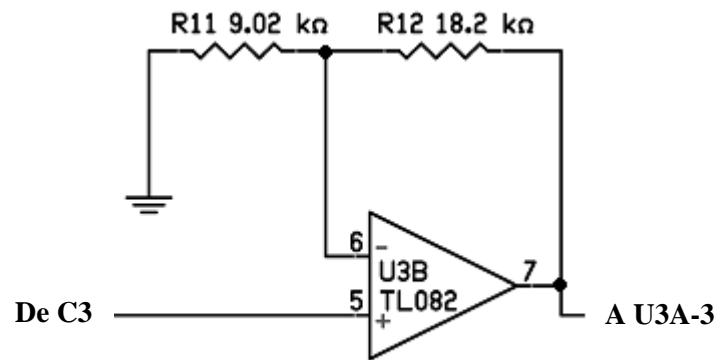


Figura 16 Amplificador no inversor

En la figura 24 podemos observar que la salida U3B-7 es aplicada a U3A-3 (entrada no inversora). El amplificador U3A tiene una configuración de amplificador no inversor, y la ganancia cambia dependiendo del resistor que esté conectado entre U3A-2 (entrada inversora) y la tierra analógica. La ganancia está dada por las siguientes combinaciones:

$$A=1 \quad A = \frac{R_{13}}{\infty} + 1 \text{ Cuando no hay resistor de la entrada inversora a la tierra analógica.}$$

$$A=2 \quad A = \frac{R_{13}}{R_{14}} + 1 \text{ Debido a que } R_{13} \text{ y } R_{14} \text{ tienen el mismo valor (18.2[k}\Omega\text{])}.}$$

$$A=5 \quad A = \frac{R_{13}}{R_{15}} + 1 \text{ Debido a que } R_{13} \text{ es 4 veces } R_{15} \text{ (4.53[k}\Omega\text{])}.}$$

$$A=10 \quad A = \frac{R_{13}}{R_{16}} + 1 \text{ Debido a que } R_{13} \text{ es 9 veces } R_{16} \text{ (2.05[k}\Omega\text{])}.}$$

La selección entre los resistores R_{14} , R_{15} y R_{16} se hace mediante la activación de uno de los tres relevadores posibles. Dicho relevador se activa mediante el uso de un interruptor rotatorio que está en la parte frontal del controlador para que la selección de la ganancia sea definida por el personal de geotecnia. Este cambio de ganancia va a depender de la escala que va a ser utilizada para la prueba. Por ejemplo, si se usa una

aceleración del 20% del total, entonces es necesario dar una ganancia de 5 para poder realizar las mediciones a escala completa.

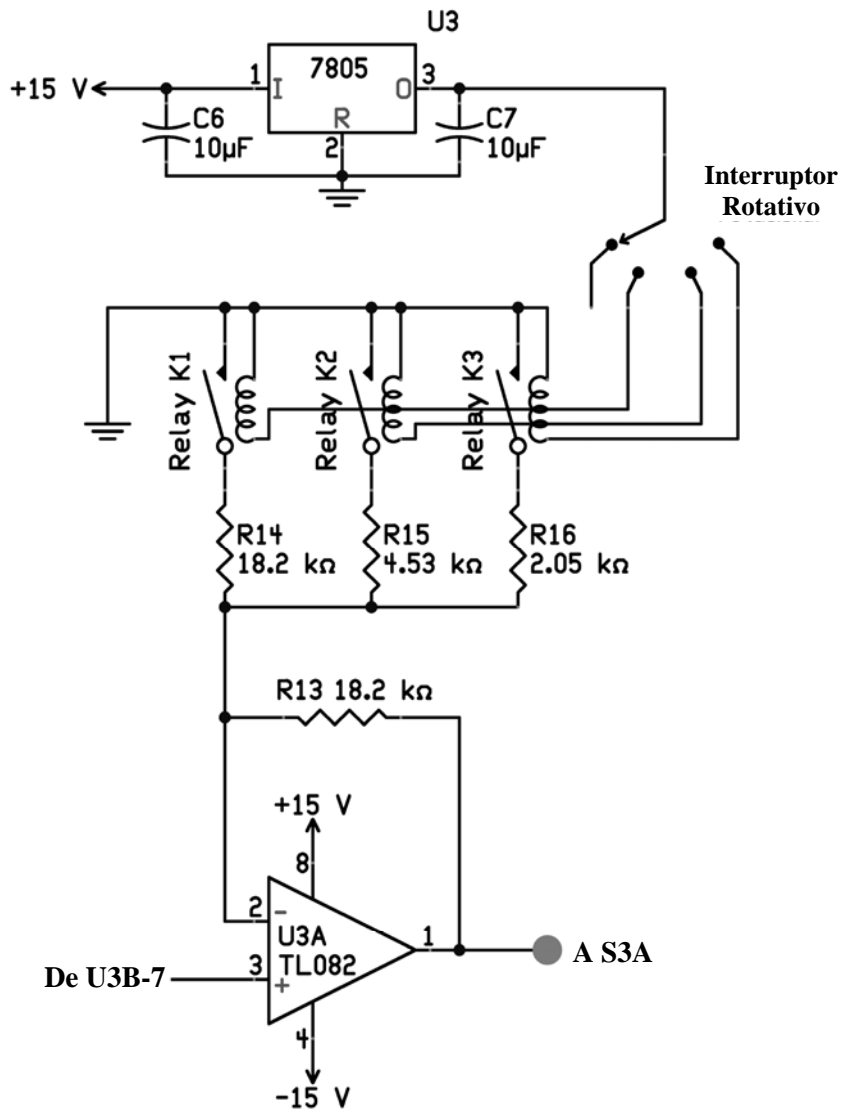


Figura 17 Diagrama del circuito selector de ganancia

5 Diseño del sistema acondicionador y selección de transductores

5.1 Análisis y selección de los equipos para la instrumentación

Debido a que el control de la mesa vibradora se requiere hacer por aceleración y por posición, se utilizarán como transductores de realimentación un acelerómetro y un transductor magnetostrictivo.

La selección del acelerómetro y del transductor magnetostrictivo se hizo comparando varios modelos, por lo que se decidió usar los siguientes:

- Acelerómetro Marca SETRA modelo 141B con las características mostradas en la tabla 4:

Datos de rendimiento	
Salida a Escala Completa	$\pm 1000[mV]$ (nominal)
Precisión (Método de mínimos cuadrados)	$\pm 1.0\%$ a escala completa
No repetitividad	0.05%
Tipo de Medición	Intervalos de G (Intervalos de $\pm G$ a escala completa)
Intervalos	$\pm 2g, \pm 4g, \pm 8g, \pm 15g, \pm 30g, \pm 60g, \pm 150g, \pm 600g$ (Respuesta: DC a 200-3000 [Hz], dependiendo del intervalo)
Efectos térmicos	Intervalo de compensación °C: -23 a 65 %FS/100°C máx. cero: ± 3.6 %FS/100°C máx. span: ± 3.6
Datos Eléctricos	
Aislamiento	100[MΩ]
Frecuencia Interna	20[MHz] aproximadamente
Impedancia de salida	9[kΩ] nominal
Intervalo de excitación	10 a 28 [V_{DC}]
Tensión de excitación	24 [V_{DC}]
Corriente de excitación	10[mA]

Tabla 1 Características del acelerómetro SETRA

- Transductor magnetostrictivo marca MTS modelo Temposonics ER que funciona de la siguiente forma:

El transductor utiliza un sensado de posición magnetostrictivo con base en tiempo, desarrollado principalmente por MTS. Dentro del elemento sensor, un pulso de tensión sónico es inducido en un diseño especial de guía de onda magnetostrictivo por una interacción momentánea de dos campos magnéticos. Un campo magnético, que proviene del imán permanente movable, pasa por fuera del sensor.

El otro campo viene de un pulso de corriente “Interrogador” aplicado a través de la guía de onda. El pulso de tensión resultante viaja a una velocidad ultrasónica por la guía de onda y es detectada en la cabeza del elemento sensor.

La posición del imán es determinada con alta precisión y velocidad por la medida precisa del tiempo transcurrido entre la aplicación del pulso interrogador y el arribo del pulso de tensión resultante con un contador de alta velocidad. Usando el tiempo transcurrido para determinar la posición del imán permanente provee una lectura de la posición absoluta que nunca necesita recalibración o reiniciar después de una pérdida de energía. El sensado sin contacto elimina la fricción y garantiza la mayor durabilidad y repetitividad en la salida.

El transductor magnetostrictivo tiene las características mostradas en la tabla 5:

Variable de medición	Desplazamiento
Resolución	Infinita
No linealidad	$< \pm 0.02\%$ a desplazamiento completo
Repetitividad	$< \pm 0.01\%$ a desplazamiento completo
Salida	0 a $10[V_{DC}]$ o 10 a 0 $[V_{DC}]$
Frecuencia de actualización	$> 1.5[kHz]$
Intervalo de medición	0 a 15 $[in]$ (0 a 38.1 $[cm]$)
Temperatura de operación	- 40 a 75 °C
Humedad relativa	90% sin condensación.
Intervalo de vibración	10 g / 10 - 2000 [Hz]
Tensión de operación	+24 $[V_{DC}]$ nominal (-15 ó +20%)
Protección de polaridad	$> -30[V_{DC}]$
Protección de sobre tensión	$> 36 [V_{DC}]$
Corriente de operación	50 - 140 $[mA]$

Tabla 2 Características del transductor magnetostrictivo

5.1.1 Pruebas de los acelerómetros

Para seleccionar los acelerómetros que obtendrán las aceleraciones de diferentes puntos en las estructuras a probar, se hicieron pruebas de dos posibles acelerómetros a usar. El primero es un ADXL103CE de 1.7g y 1 eje de medición, mientras que el segundo es un ADXL330 de 3g y 3 ejes de medición.

Las pruebas se realizaron en un vibrador excitador (Ling Dynamic Systems, modelo 227L) el cual está conectado a un generador de señales (figura 25).

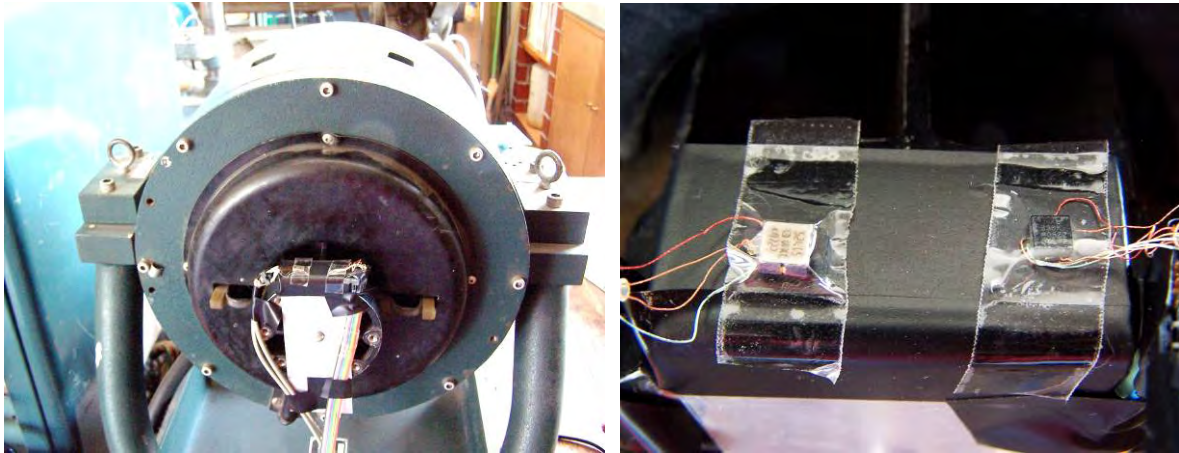


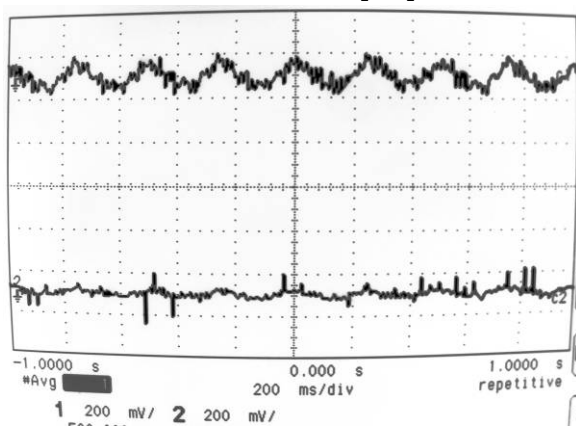
Figura 1 Pruebas de los acelerómetros en el vibrador Ling

La excitación fue una señal senoidal y se obtuvieron los siguientes resultados:

Canal 1 (superior): Acelerómetro ADXL103

Canal 2 (inferior): Acelerómetro ADXL330

Frecuencia de excitación: 4[Hz]

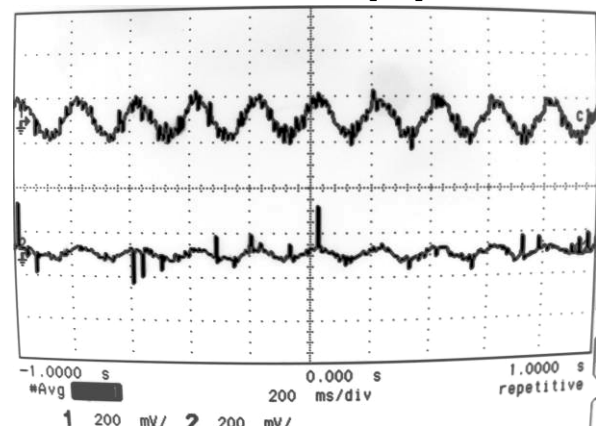


Canal 1 200[mV / div]

Canal 2 200[mV / div]

200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 5[Hz]

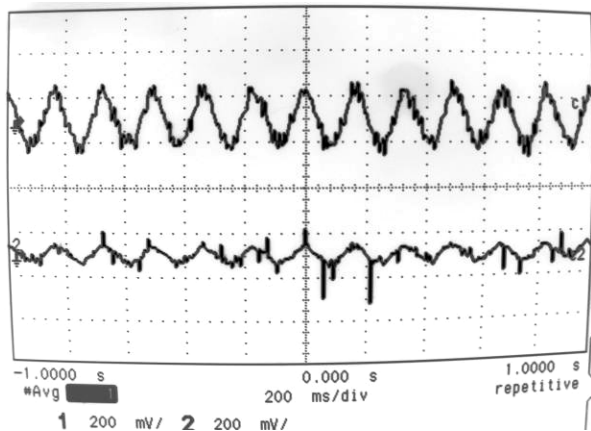


Canal 1 200[mV / div]

Canal 2 200[mV / div]

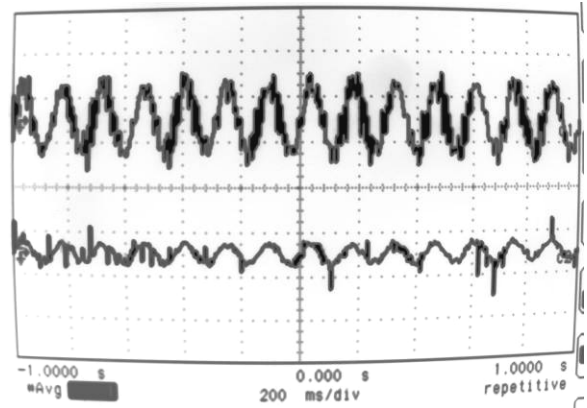
200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 6[Hz]



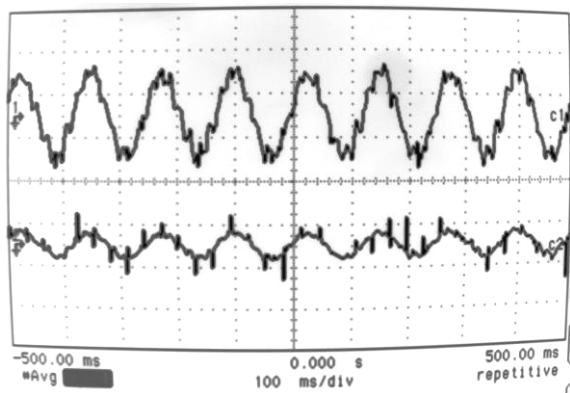
Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 200[mV / div]
200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 7[Hz]



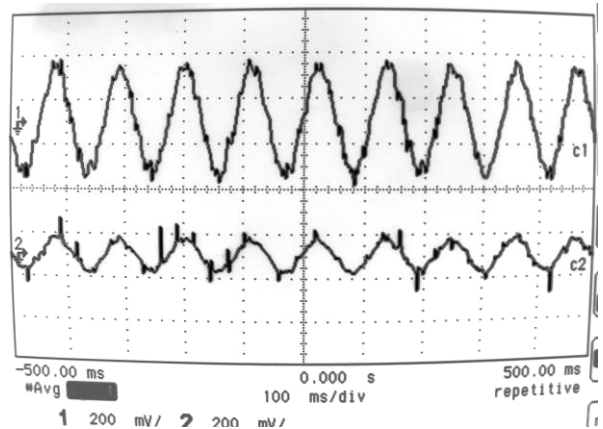
Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 200[mV / div]
200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 8[Hz]



Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 200[mV / div]
100[ms / div]

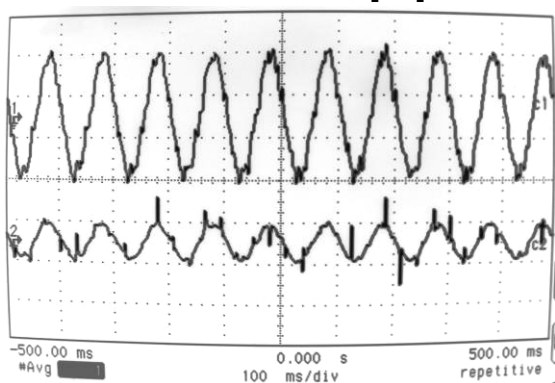
Frecuencia de excitación: 9[Hz]



Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 200[mV / div]
100[ms / div]

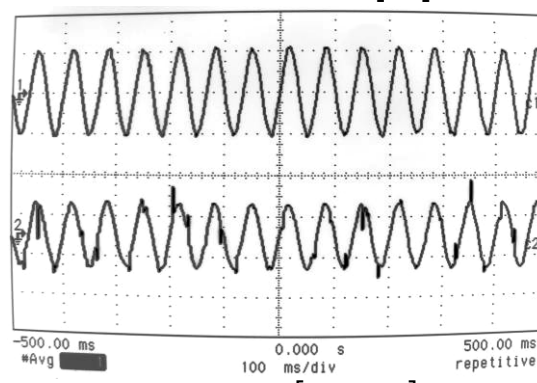
Canal 1 (superior): Acelerómetro ADXL103
Canal 2 (inferior): Acelerómetro ADXL330

Frecuencia de excitación: 10[Hz]



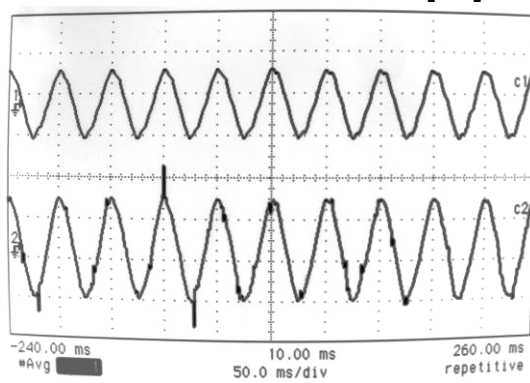
Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 200[mV / div]
100[ms / div]

Frecuencia de excitación: 15[Hz]



Canal 1 500[mV / div]
Canal 2 200[mV / div]
100[ms / div]

Frecuencia de excitación: 20[Hz]



Canal 1 1[V / div]
Canal 2 200[mV / div]
50[ms / div]

Canal 1 (superior): Acelerómetro ADXL103

Canal 2 (inferior): Acelerómetro ADXL330

Debido a los resultados obtenidos, los acelerómetros que se eligieron para realizar la obtención de aceleraciones en las estructuras de prueba son los Analog Devices modelo ADXL103CE.

5.1.2 Funcionamiento del acelerómetro ADXL103

El ADXL103 es un sistema de aceleración completo en un circuito integrado monolítico simple. Contiene un sensor de polisilicio micro-maquinado en superficie y un circuito acondicionador de señal para implementar una arquitectura de medición de aceleración de lazo abierto. La señal de salida es una tensión analógica proporcional a la aceleración. El ADXL103 es capaz de medir aceleraciones positivas y negativas de por lo menos $\pm 1.7[g]$. El acelerómetro puede medir fuerzas de aceleración estáticas como la gravedad, permitiendo ser usado como sensor de inclinación.

El sensor es una estructura de polisilicio micro-maquinado en superficie construido sobre una oblea de silicio. Resortes de polisilicio suspenden la estructura sobre la superficie de la oblea y proveen una resistencia contra las fuerzas de aceleración. La deflexión de la estructura es medida usando un capacitor diferencial que consiste de placas fijas independientes y placas adheridas a la masa movable. Las placas fijas son manejadas por ondas cuadradas con un desfase de 180° . La aceleración defleca la viga y desbalancea el capacitor diferencial, obteniendo así una onda cuadrada de salida cuya amplitud es proporcional a la aceleración. Las técnicas demoduladoras sensibles a la fase son usadas para rectificar la señal y determinar la dirección de la aceleración.

La salida del demodulador es amplificada y sale del integrado a través de un resistor de $32[k\Omega]$. En este punto, el usuario puede definir el ancho de banda de la señal del dispositivo añadiendo un capacitor. Este filtrado mejora la resolución de la medición y ayuda a prevenir el alias*.

5.1.3 Desempeño del Acelerómetro ADXL103

En lugar de utilizar un circuito compensador de temperatura adicional, las técnicas de diseño que han sido usadas aseguran que está construido internamente para un alto desempeño. Como resultado, esencialmente no hay cuantización o comportamiento no monolítico, y la temperatura de histéresis es muy baja (típicamente menor a $10[mg]$ sobre un intervalo de temperatura de $-40[^\circ C]$ a $+125[^\circ C]$).

La estabilidad de sensibilidad es óptima para $V_s = 5[V]$, pero sigue siendo muy buena sobre el intervalo especificado, esto es típicamente mejor que $\pm 1\%$ sobre la temperatura a $V_s = 3[V]$.

* Efecto que causa que señales continuas distintas se tornen indistinguibles cuando se les muestrea digitalmente.

El ADXL103 tiene las siguientes características:

Entrada del sensor	
Intervalo de medición	$\pm 1.7[g]$
No linealidad a escala completa	$\pm 0.2\%$ a $\pm 1.25\%$
Sensibilidad	
Sensibilidad en la salida	960 a 1040[mV / g], 1000[mV / g] típico
Sensibilidad debido al cambio de temperatura	$\pm 0.3\%$
Nivel de salida a 0[g]	
Tensión a 0[g]	2.5[V] con 5[V] de alimentación
0[g] Offset vs. Temperatura	$\pm 0.1[mg / ^\circ C]$, con 5[V] de alimentación y a 25°C
Eficiencia al ruido	
Salida de ruido	1 a 3[mV _{rms}] con 5[V] de alimentación y una frecuencia menor a 4[kHz]
Respuesta a frecuencia	
Intervalo de C_x	De 0.002 a 10[μF]
Alimentación	
Intervalo de tensión de operación	De 3 a 6[V], 5[V] típico
Corriente con el sensor sin movimiento	0.7 a 1.1[mA]
Tiempo de encendido	20[ms]

Tabla 3 Características acelerómetro ADXL103

5.2 Selección del acondicionador para los acelerómetros ADXL103

El acondicionador que se decidió usar es una tarjeta acondicionadora ya usada previamente en proyectos anteriores de la Coordinación de Instrumentación del Instituto de Ingeniería de la UNAM. Se le hicieron pocas modificaciones.

5.2.1 Descripción de la tarjeta acondicionadora para los acelerómetros ADXL103

Esta parte del circuito es la que alimenta al transductor:

En la figura 26, una tensión V_{ref} es aplicada por medio del resistor R201, el cual se conecta con el potenciómetro VR201, que sirve para fijar una tensión de referencia. El cursor de dicho potenciómetro se conecta a la entrada no inversora del amplificador operacional U1A.

Este amplificador operacional tiene una configuración de amplificador no inversor con un limitador de corriente con el Darlington Q201 y el transistor Q102, y da una ganancia de:

$$A = \frac{R205}{R206} + 1 = 2$$

Y la corriente máxima es:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{BE}}{R204} = \frac{0.7[V]}{4.7[\Omega]} = 148.93[mA]$$

Se conecta un capacitor C201 entre tierra y la resistencia R204 para evitar cambios en la tensión.

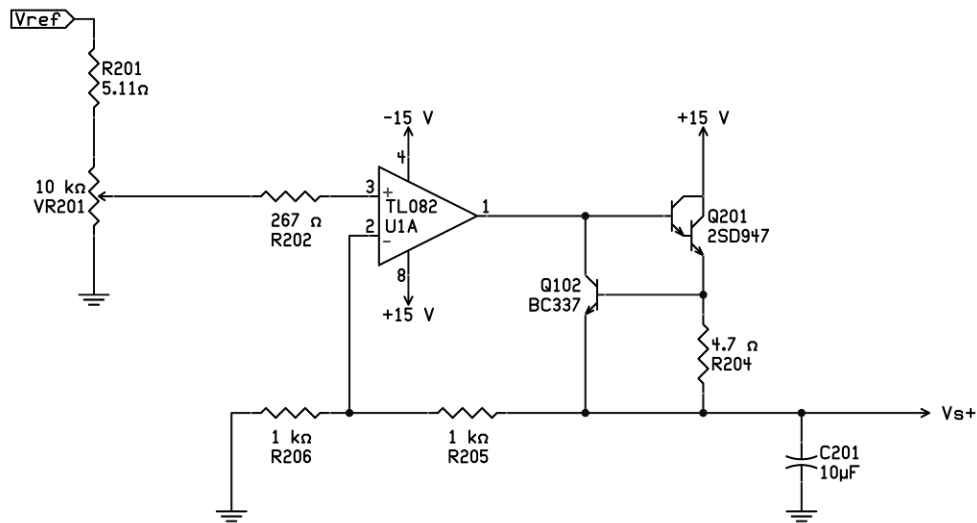


Figura 2 Circuito alimentador para el transductor

La siguiente parte del circuito es la que acondiciona la señal del transductor:

En la figura 27 se observa que se inyecta la señal del transductor por In+ e In-, y se le suma una tensión que viene del potenciómetro VR202 que está polarizado con Vs+ y Vs- para eliminar alguna tensión de corriente directa (offset) que pudiera tener la señal del transductor.

El amplificador de instrumentación U2 está en configuración diferencial, y tiene una ganancia dada por el resistor R104. En este caso, la ganancia es de 1.62.

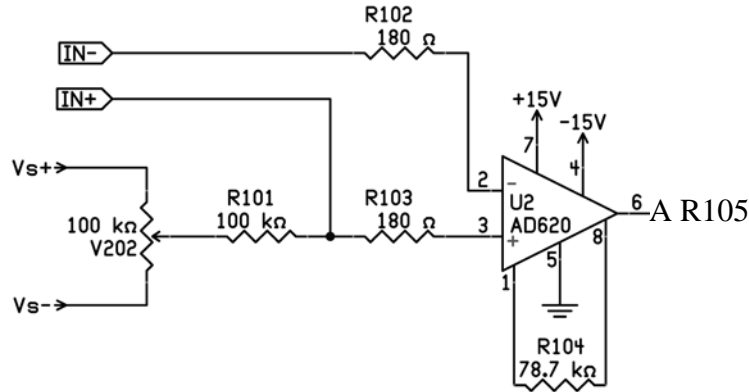


Figura 3 Circuito de entrada de la señal del transductor

La salida U2-6 está conectada a un filtro activo (ver figura 28), formado por el amplificador operacional U3A, los resistores R105 y R106, y los capacitores C101 y C102.

La frecuencia de corte de este filtro es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(100[k\Omega])(0.1[\mu F])} = 15.91[Hz]$$

Donde R105 y R106 tienen la misma resistencia, y C101 con C102 tienen el mismo valor.

El filtro tiene también una ganancia dada por la resistencia R107 y R108:

$$A = \frac{R107}{R108} + 1 = \frac{21[k\Omega]}{35.7[k\Omega]} + 1 = 1.588$$

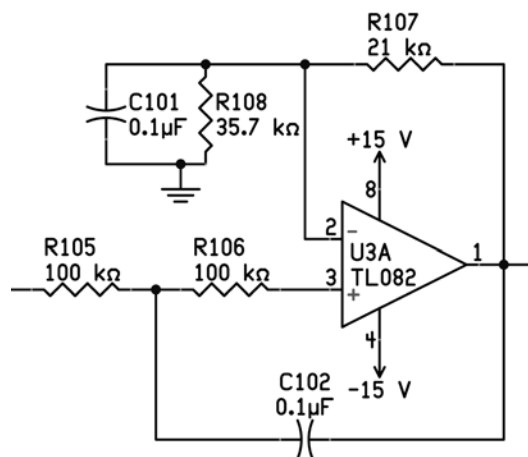


Figura 4 Filtro paso bajas activo con ganancia

En la figura 29 se observa que la salida U3A-1 se conecta al amplificador operacional U3B-5 (entrada no inversora). Dicho amplificador operacional tiene una configuración de amplificador no inversor, y la resistencia que va de entrada inversora a tierra puede ser seleccionada para poder tener diferentes ganancias. Las ganancias posibles son:

$$A_1 = \frac{R_{111}}{\infty} + 1 = 1$$

$$A_2 = \frac{R_{111}}{R_{113}} + 1 = \frac{18[k\Omega]}{18[k\Omega]} + 1 = 2$$

$$A_3 = \frac{R_{111}}{R_{114}} + 1 = \frac{18[k\Omega]}{4.53[k\Omega]} + 1 = 4.97$$

$$A_4 = \frac{R_{111}}{R_{115}} + 1 = \frac{18[k\Omega]}{2[k\Omega]} + 1 = 10$$

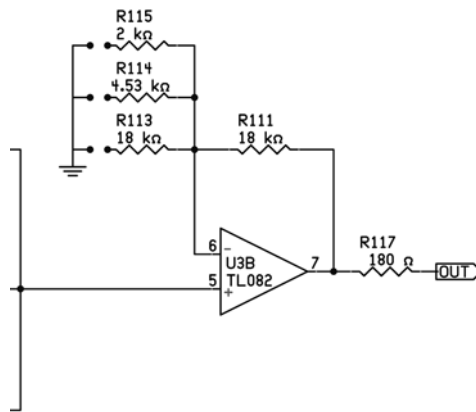


Figura 5 Circuito con ganancia ajustable

El circuito que acondiciona la señal del transductor completo se puede observar en la figura 30.

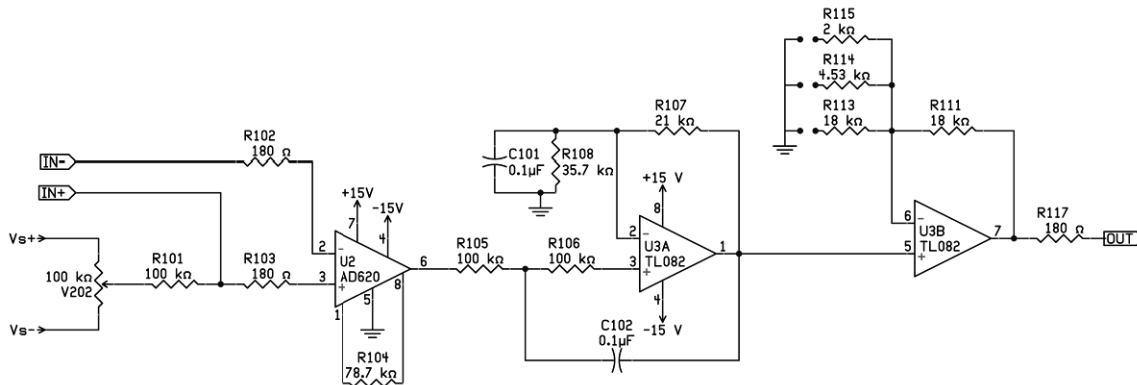


Figura 6 Circuito acondicionador de la señal del transductor

El circuito impreso es el que se muestra en la figura 31.

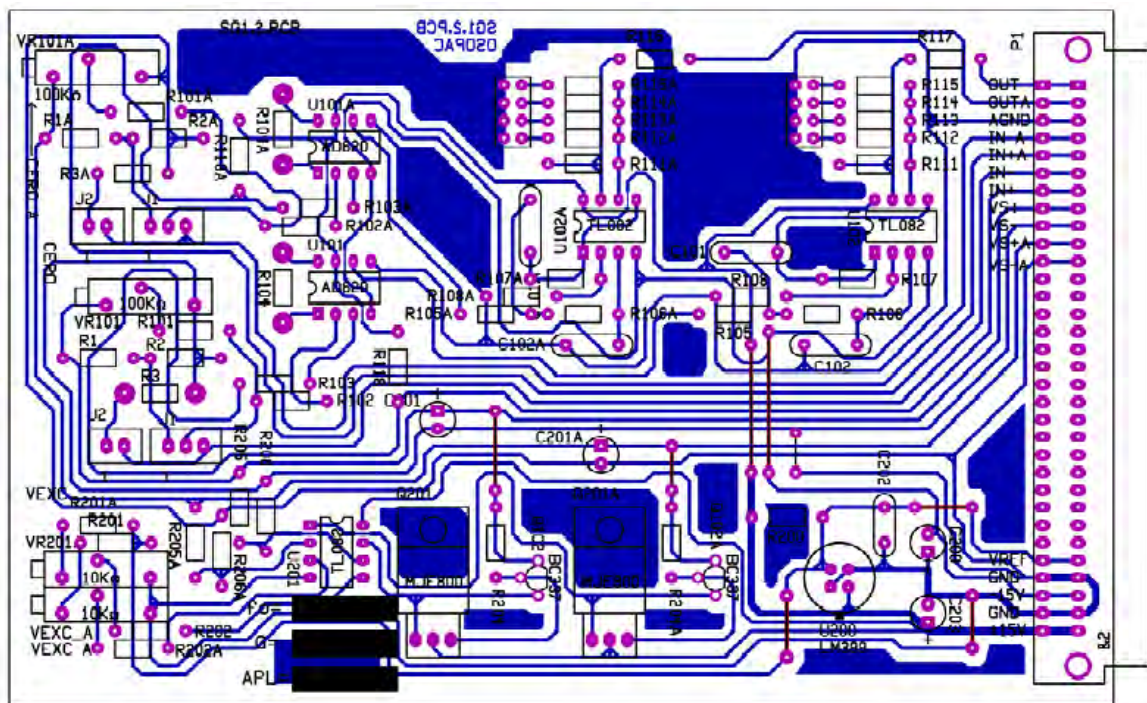


Figura 7 Circuito impreso de la tarjeta acondicionadora para los acelerómetros ADXL103

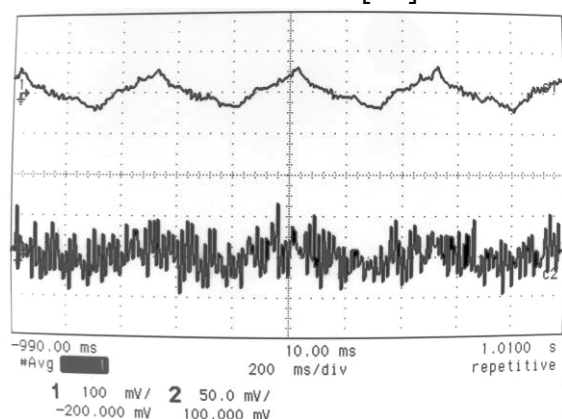
Este circuito impreso tiene dos circuitos acondicionadores idénticos.

5.3 Pruebas de las tarjetas

5.3.1 Pruebas de la tarjeta acondicionadora para los acelerómetros ADXL103

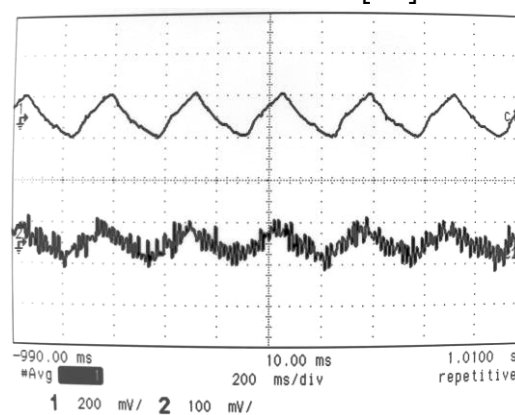
Las pruebas se realizaron con el vibrador excitador Ling Dynamic Systems modelo 227L el cual está conectado a un generador de señales. La excitación fue una señal senoidal, se utilizó en el canal 1 el acelerómetro ADXL103 (superior) y en el canal 2 el acelerómetro ADXL330 (inferior) para comparación. Se obtuvieron los siguientes resultados:

Frecuencia de excitación: 2[Hz]



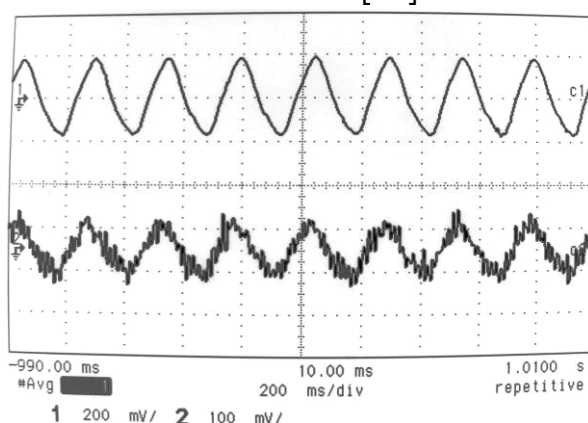
Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 100[mV / div]
200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 3[Hz]



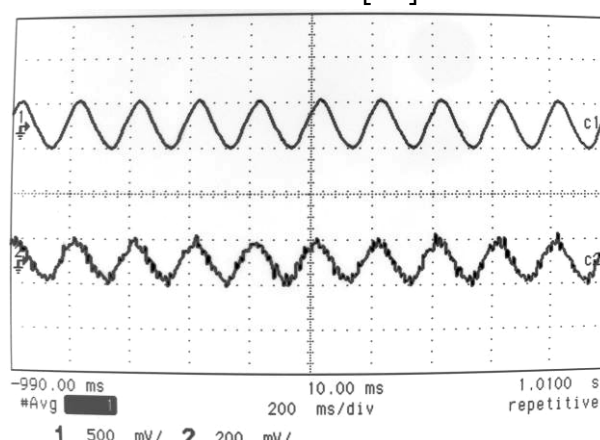
Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 100[mV / div]
200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 4[Hz]



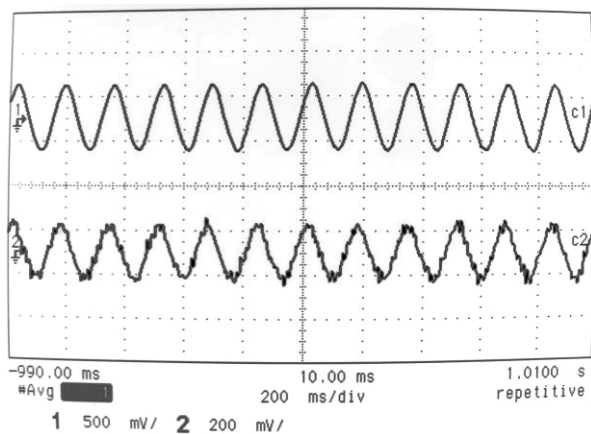
Canal 1 200[mV / div]
Canal 2 100[mV / div]
200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 5[Hz]



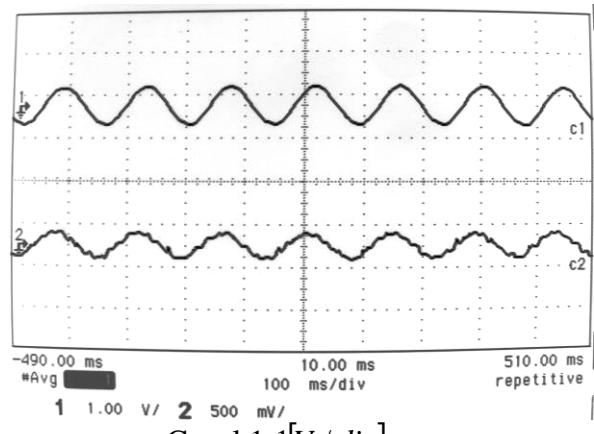
Canal 1 500[mV / div]
Canal 2 200[mV / div]
200[ms / div]

Frecuencia de excitación: 6[Hz]



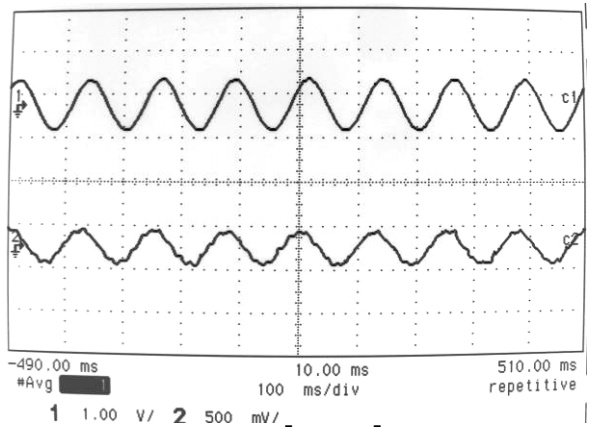
Canal 1 500[mV/div]
Canal 2 200[mV/div]
200[ms/div]

Frecuencia de excitación: 7[Hz]



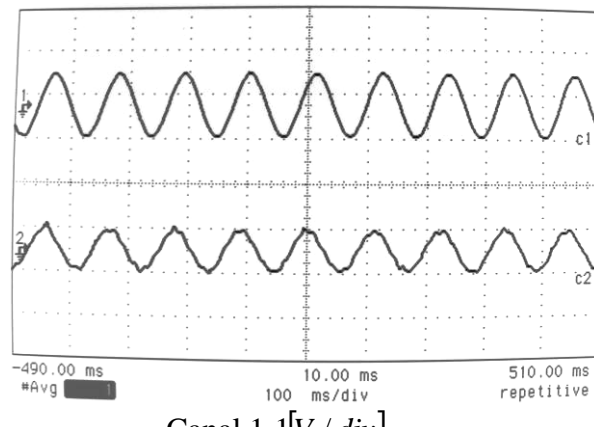
Canal 1 1[V/div]
Canal 2 500[mV/div]
100[ms/div]

Frecuencia de excitación: 8[Hz]



Canal 1 1[V/div]
Canal 2 500[mV/div]
100[ms/div]

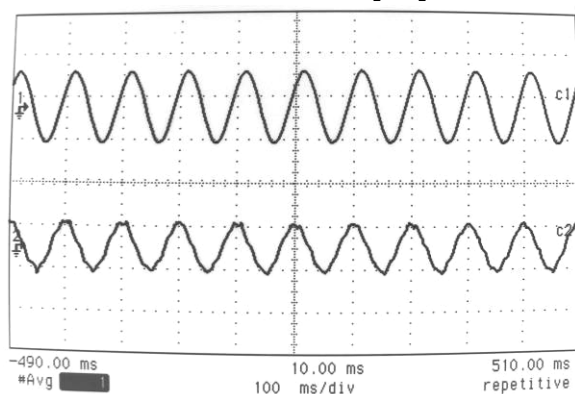
Frecuencia de excitación: 9[Hz]



Canal 1 1[V/div]
Canal 2 500[mV/div]
100[ms/div]

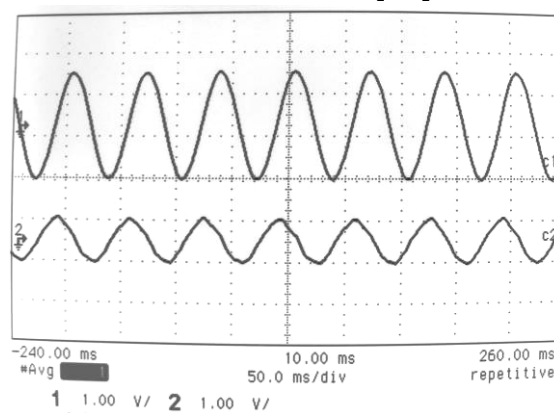
Canal 1 (superior): Acelerómetro ADXL103
Canal 2 (inferior): Acelerómetro ADXL330

Frecuencia de excitación: 10[Hz]



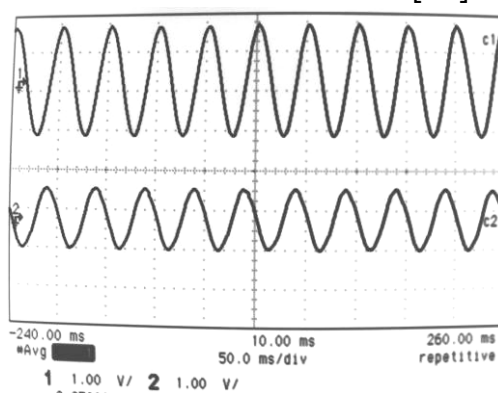
Canal 1 1[V / div]
Canal 2 500[mV / div]
100[ms / div]

Frecuencia de excitación: 15[Hz]



Canal 1 1[V / div]
Canal 2 1[V / div]
50[ms / div]

Frecuencia de excitación: 20[Hz]



Canal 1 1[V / div]
Canal 2 1[V / div]
50[ms / div]

Canal 1 (superior): Acelerómetro ADXL103

Canal 2 (inferior): Acelerómetro ADXL330

Podemos observar que las señales de los acelerómetros mejoraron respecto a las no filtradas, por lo que las tarjetas acondicionadoras funcionaron de manera correcta.

5.3.2 Pruebas de la tarjeta acondicionadora del acelerómetro y del transductor magnetostrictivo de control

Estas pruebas se hicieron simulando la salida de los transductores a utilizar. Se utilizó un generador de señales para simular a los transductores, y se observaron las señales por medio de un osciloscopio, como se muestra en la figura 32.

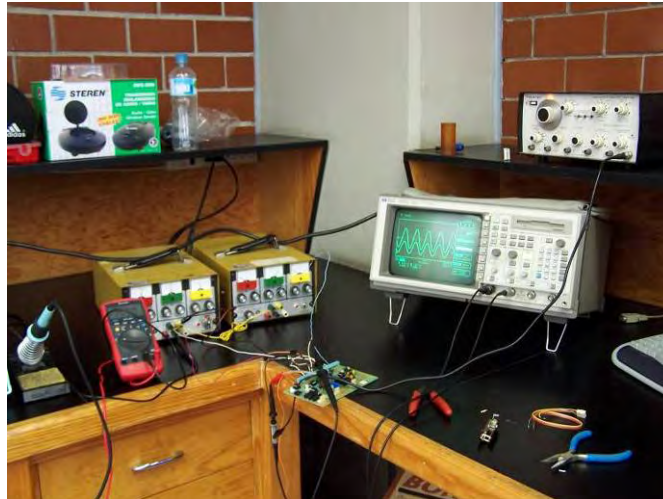


Figura 8 Pruebas a la tarjeta acondicionadora realizada en el laboratorio

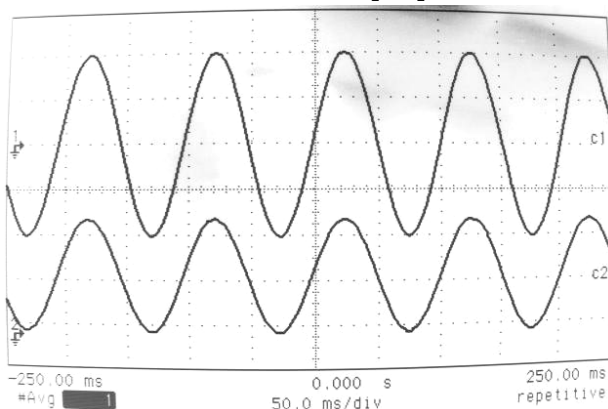
La señal simulada del acelerómetro fue una señal senoidal de aproximadamente $2[V_{pp}]$ con una tensión de corriente directa (offset).

Se obtuvieron los siguientes resultados:

Canal 1 (Superior): Señal de salida de la tarjeta (señal de realimentación deseada)

Canal 2 (Inferior): Señal simulada de la señal de salida del acelerómetro.

Frecuencia de excitación: $10[Hz]$

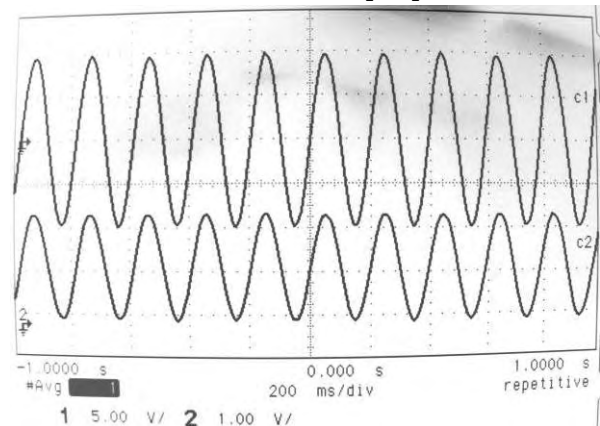


Canal 1 $5[V/div]$

Canal 2 $1[V/div]$

$50[ms/div]$

Frecuencia de excitación: $5[Hz]$

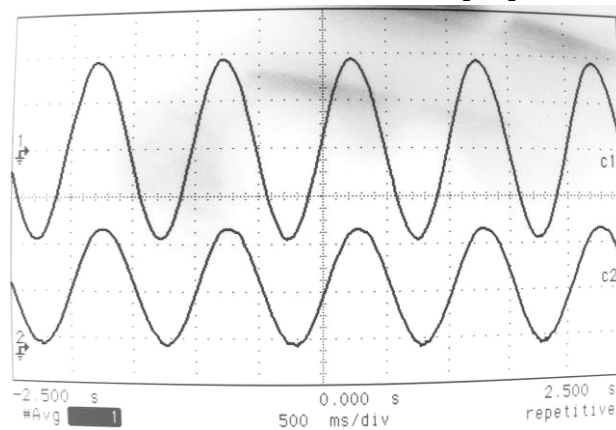


Canal 1 $5[V/div]$

Canal 2 $1[V/div]$

$200[ms/div]$

Frecuencia de excitación: $1[Hz]$



Canal 1 $5[V/div]$

Canal 2 $1[V/div]$

$500[ms/div]$

Observamos que la señal de salida es la deseada, esto es, sin componente de C.D. y con una amplitud de $\pm 10[V]$.

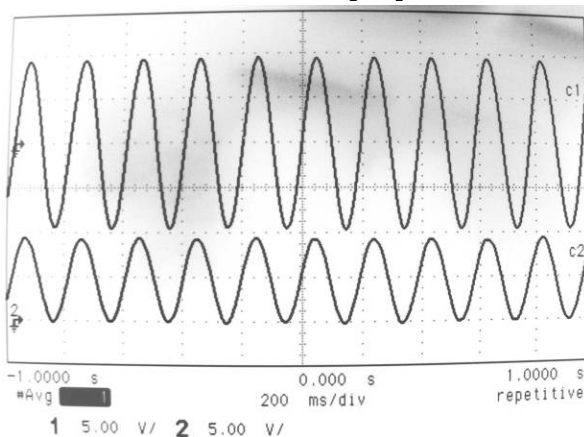
La señal simulada del transductor magnetostrictivo es una señal senoidal de $10[V_{pp}]$ con una tensión de corriente directa de $5[V_{CD}]$ (offset).

Se obtuvieron los siguientes resultados:

Canal 1 (Superior): Señal de salida de la tarjeta (señal de realimentación deseada)

Canal 2 (Inferior): Señal simulada de la señal de salida del transductor magnetostrictivo

Frecuencia de excitación: $5[Hz]$

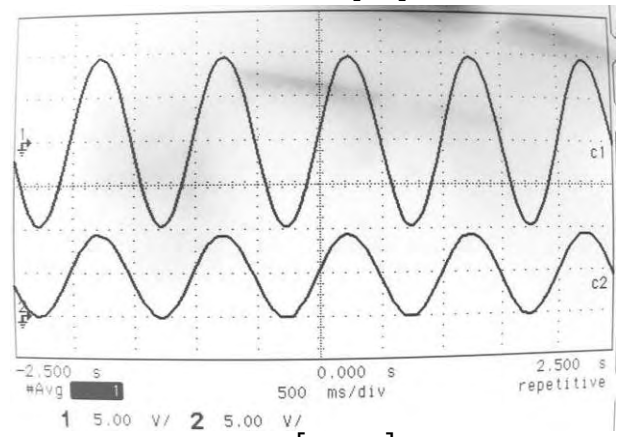


Canal 1 $5[V/div]$

Canal 2 $5[V/div]$

$200[ms/div]$

Frecuencia de excitación: $1[Hz]$



Canal 1 $5[V/div]$

Canal 2 $5[V/div]$

$500[ms/div]$

6 Construcción de las tarjetas

6.1 Construcción de la tarjeta acondicionadora del acelerómetro y del transductor magnetostrictivo de control

Esta tarjeta se diseñó con el software *CIRCAD*. Primero se realizó la construcción de tarjetas prototipos para probar el diseño y realizar mejoras. La tarjeta que se muestra en la figura 33 es el circuito impreso que se mandó fabricar. Se armó y probó obteniendo los resultados esperados.

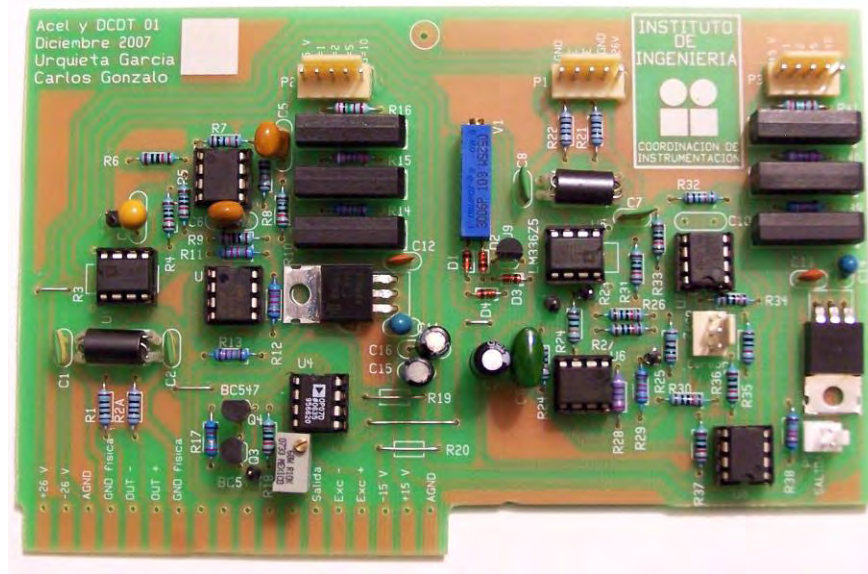


Figura 1 Tarjeta acondicionadora del acelerómetro y del transductor magnetostrictivo de control

En la figura 34 se observa la tarjeta ya instalada en el servocontrolador.



Figura 2 Tarjeta instalada en el servocontrolador

6.2 Construcción de la tarjeta acondicionadora para los acelerómetros ADXL103

Esta tarjeta se diseñó con el software *CIRCAD*. Se realizaron modificaciones menores a un archivo ya existente y se mandaron fabricar. Las tarjetas que se muestran en la figura 35 se armaron y probaron obteniendo buenos resultados.

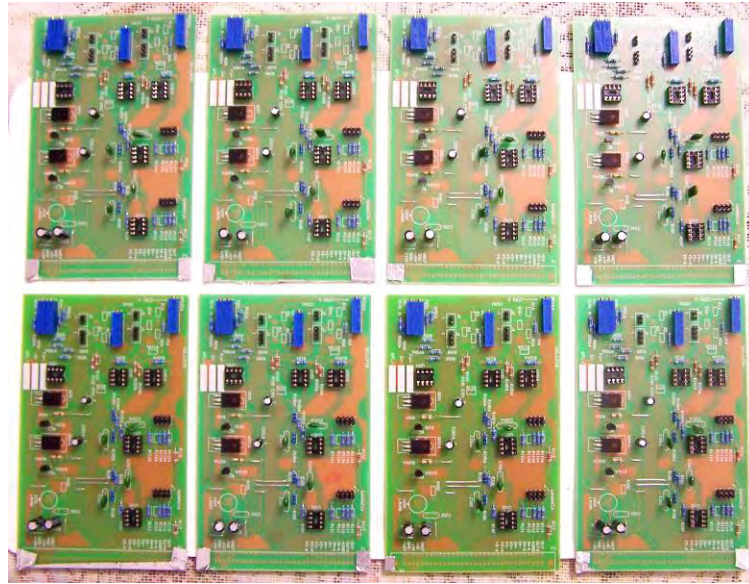


Figura 3 Tarjetas acondicionadoras armadas

En la figuras 36 se observa el proceso de soldadura con el crisol.



Figura 4 Soldadura en el crisol

7 Descripción del programa de operación

Este programa se realizó modificando un programa anterior hecho en *LabView*, y dichas modificaciones se hicieron para cumplir con los requerimientos del personal del laboratorio de geotecnia.

El programa de operación genera la señal de programa (configuración de la prueba), adquiere las señales del transductor magnetostrictivo, del acelerómetro de control y los acelerómetros en la estructura, y guarda los datos obtenidos en un archivo de texto.

El programa de operación funciona de la siguiente forma:

Al iniciar el programa, se le pide al usuario que seleccione los canales por adquirir (ver figura 37).

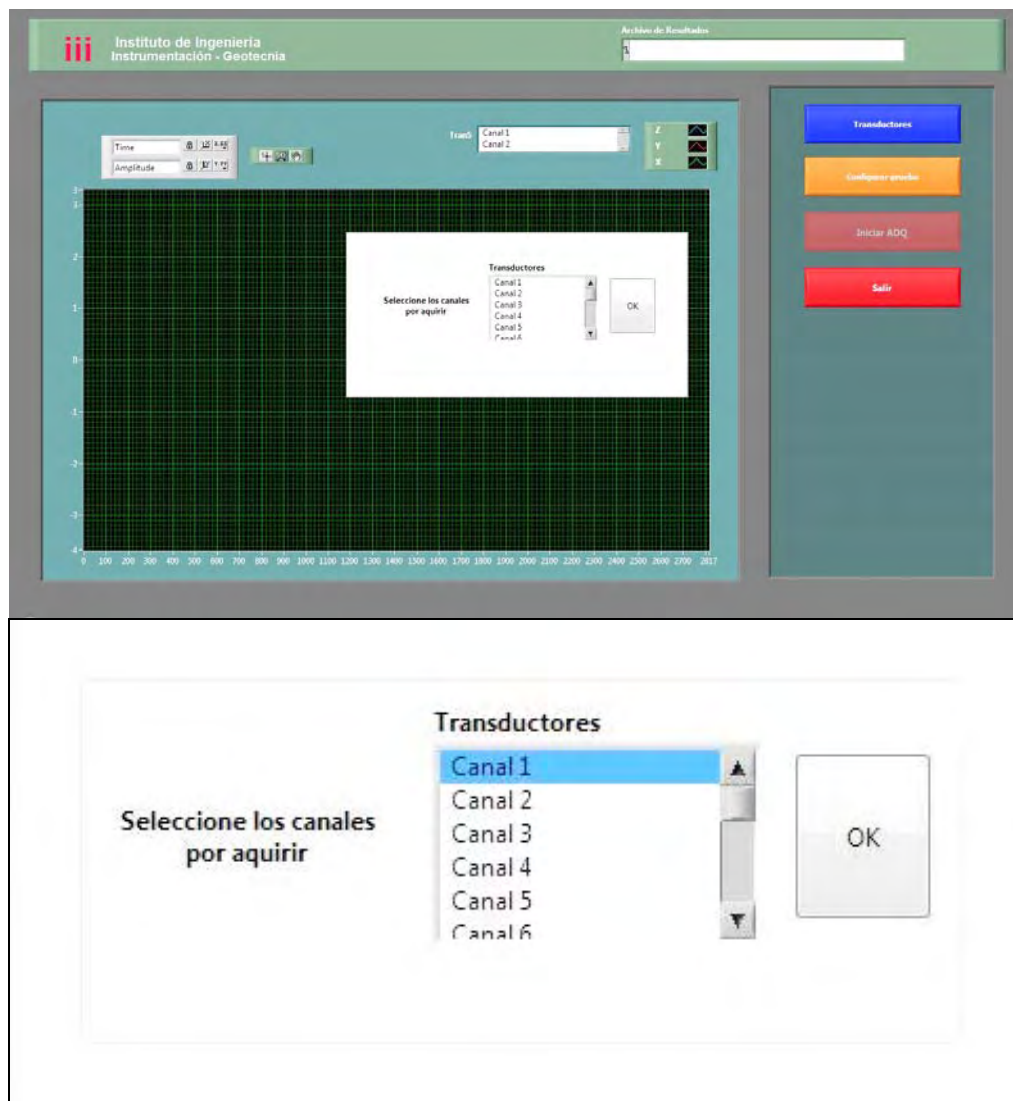


Figura 1 Pantalla inicial del programa

A continuación se presenta una ventana para configurar la prueba (ver figura 38) y en ella el usuario define:

- Modo de prueba: por posición o por aceleración
- Tipo de señal: senoidal, triangular, cuadrada, diente de sierra o aleatoria.
- Amplitud
- Offset
- Número de ciclos
- Frecuencia en Hertz

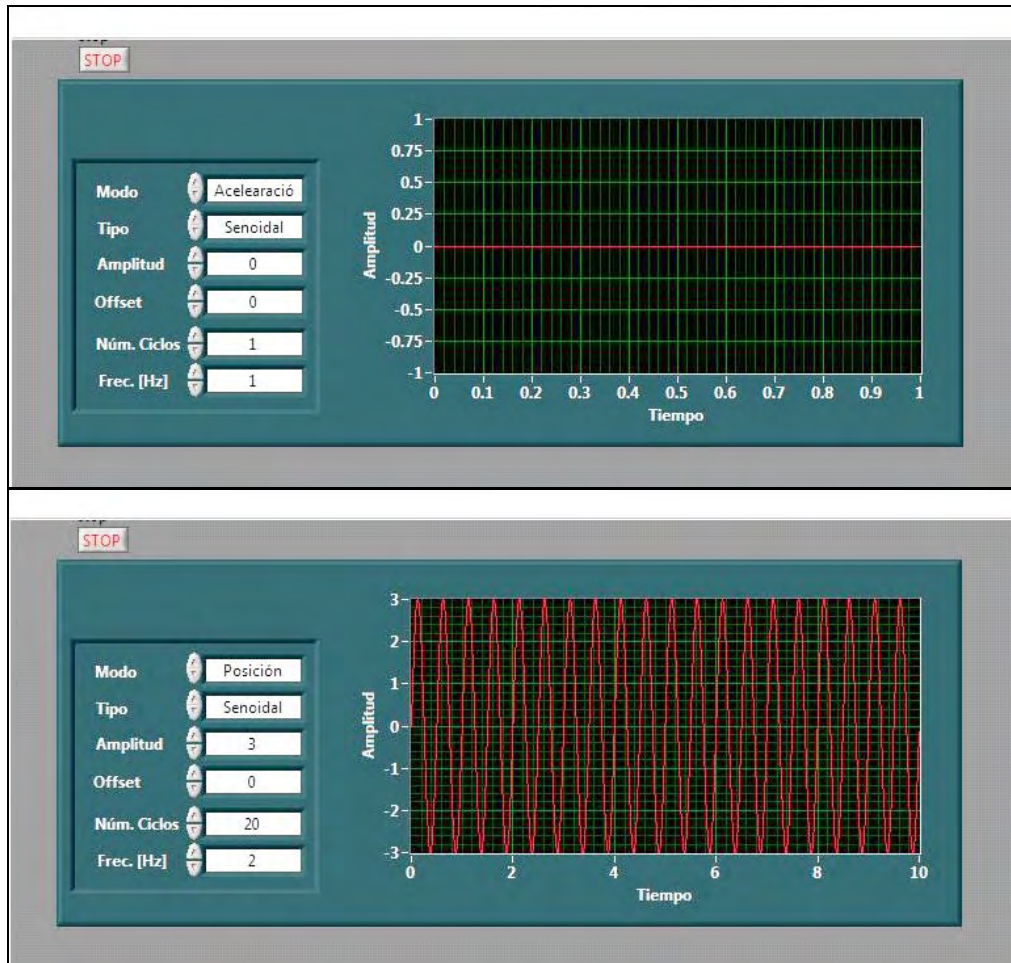


Figura 2 Ventana de configuración de prueba

Ya configurada la prueba se abre una ventana (figura 39) para preguntarle al usuario el nombre del archivo con el que quiere guardar los datos por obtener.

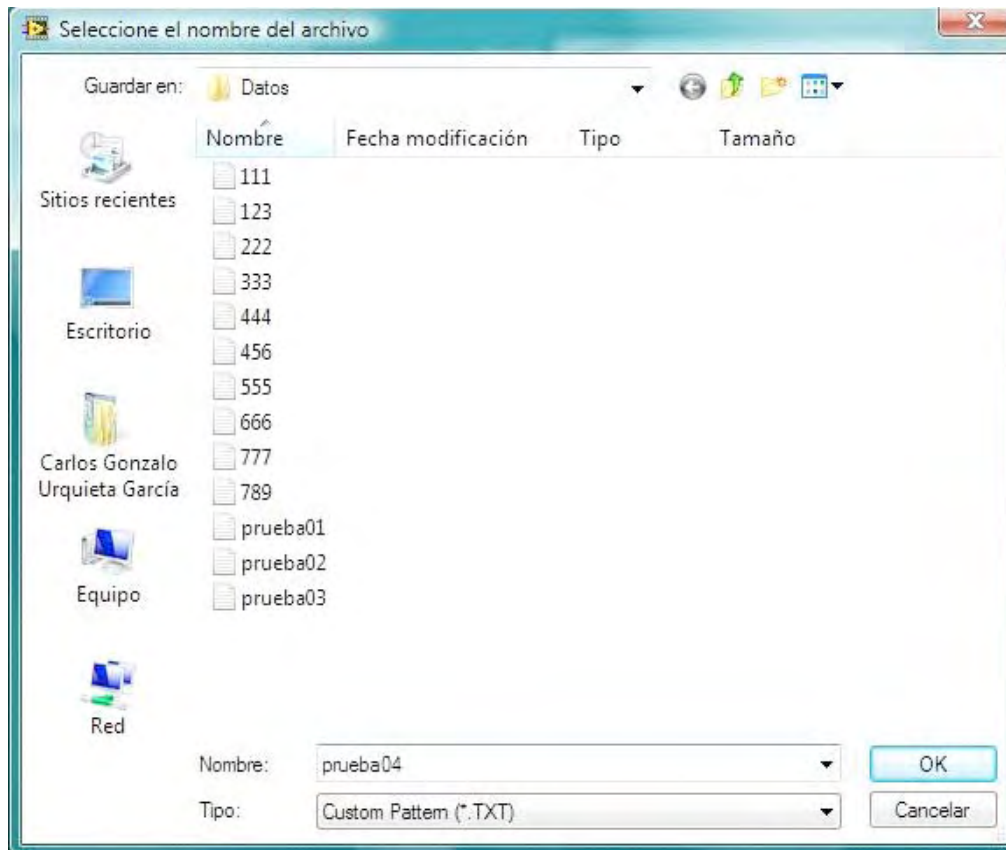


Figura 3 Ventana para guardar datos obtenidos

Se pueden seleccionar los canales que se quieren dibujar en la pantalla como se muestra en la figura 40.

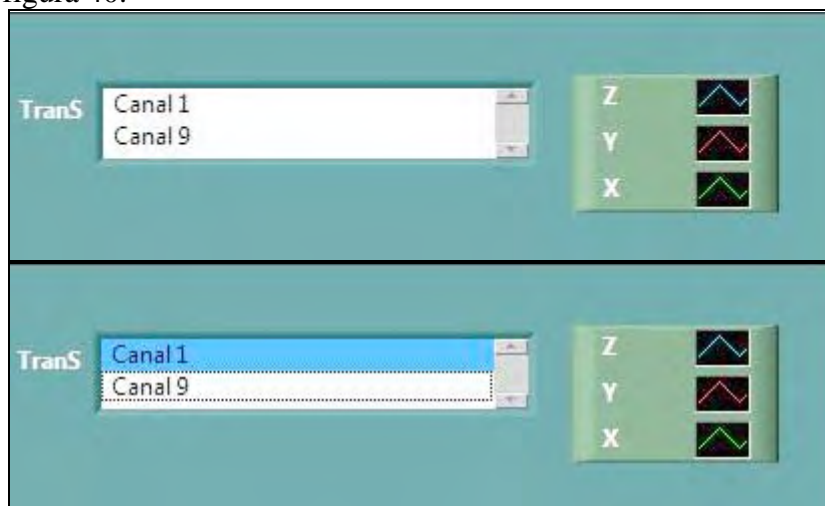


Figura 4 Parte de la pantalla principal para seleccionar canales a dibujar en la pantalla

Ahora el usuario ya puede iniciar la adquisición de datos (ver figura 41).

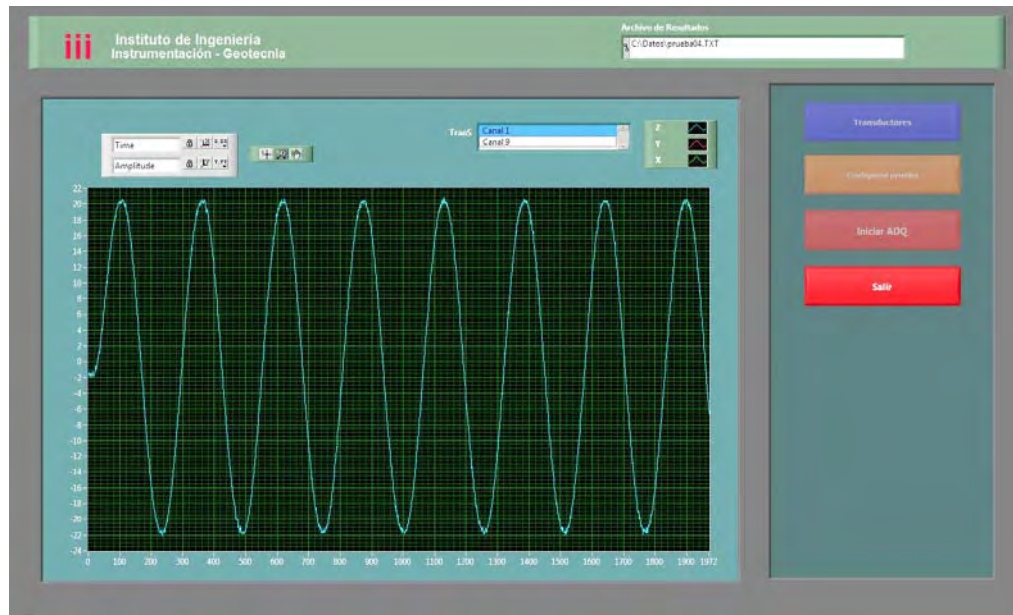


Figura 5 Pantalla principal adquiriendo datos

Al terminar la prueba, el usuario puede modificar los canales que desea adquirir, configurar otra prueba o salir del programa como se muestra en la figura 42.

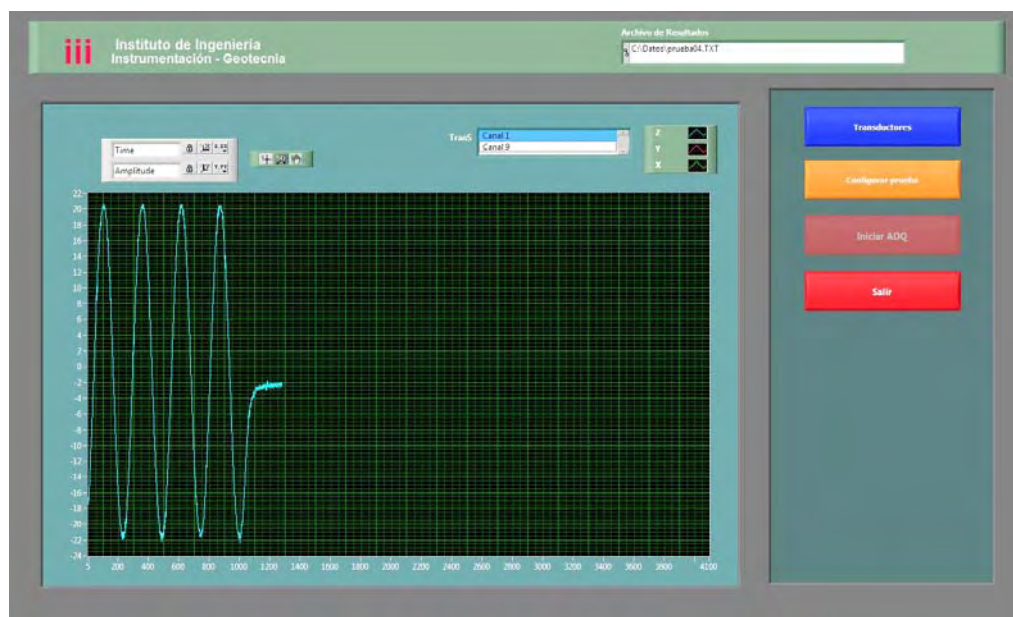


Figura 6 Pantalla principal al terminar la prueba

8 Resultados obtenidos

Se instaló el servocontrolador, ya con la tarjeta acondicionadora incluida, con el selector de ganancia para la señal del acelerómetro y el selector de ganancia y posición del transductor magnetostrictivo como se muestra en la figura 43 y 44.



Figura 1 Servocontrolador instalado en el soporte MTS



Selector de ganancia
del acelerómetro

Selector de ganancia
del transductor
magnetostrictivo

Potenciómetro de
posición para el
transductor
magnetostrictivo

Figura 2 Selectores y potenciómetro instalados en el servocontrolador

Se armaron dos gabinetes para las tarjetas acondicionadoras, las cuales tienen su fuente de poder y contienen ocho tarjetas cada uno, como se muestra en la figura 45.

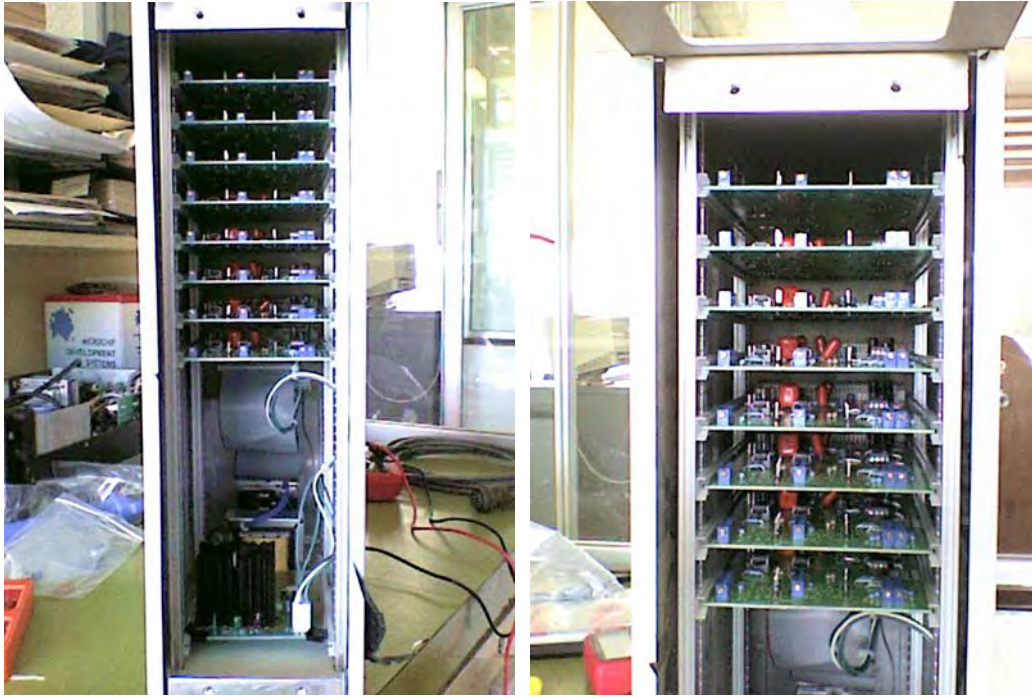


Figura 3 *Gabinetes con tarjetas acondicionadoras instaladas*

Se instaló provisionalmente la servoválvula, el actuador hidráulico y se colocó el acelerómetro de control y el transductor magnetostrictivo para probar el funcionamiento del lazo cerrado de control como se muestra en la figura 46.

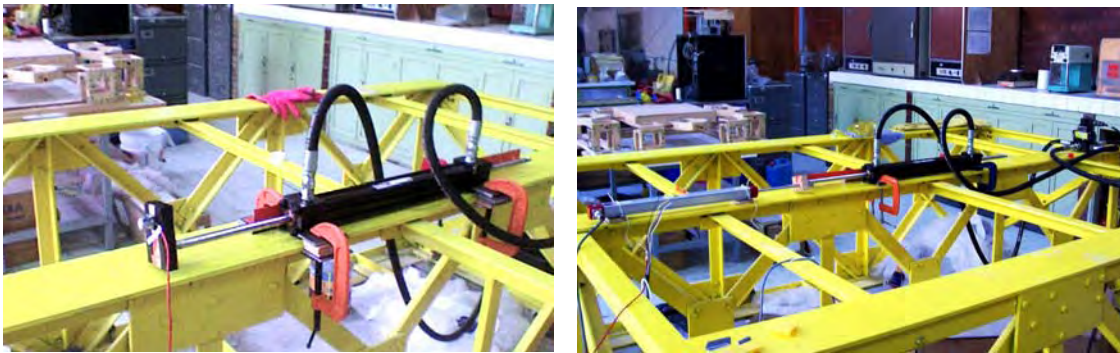


Figura 4 *Sistema instalado provisionalmente*

Se ejecutó el programa en *Labview*, se configuró una prueba y se inició la adquisición de datos, logrando tener control del actuador hidráulico por posición y por aceleración.

Se obtuvo la siguiente gráfica (figura 47) en el programa de adquisición de datos en *LabView* con la siguiente prueba:

Modo de prueba: **Posición**

Tipo de señal: **Senoidal**

Amplitud: **3**

Offset: **0**

Número de ciclos: **20**

Frecuencia [Hz]: **2**

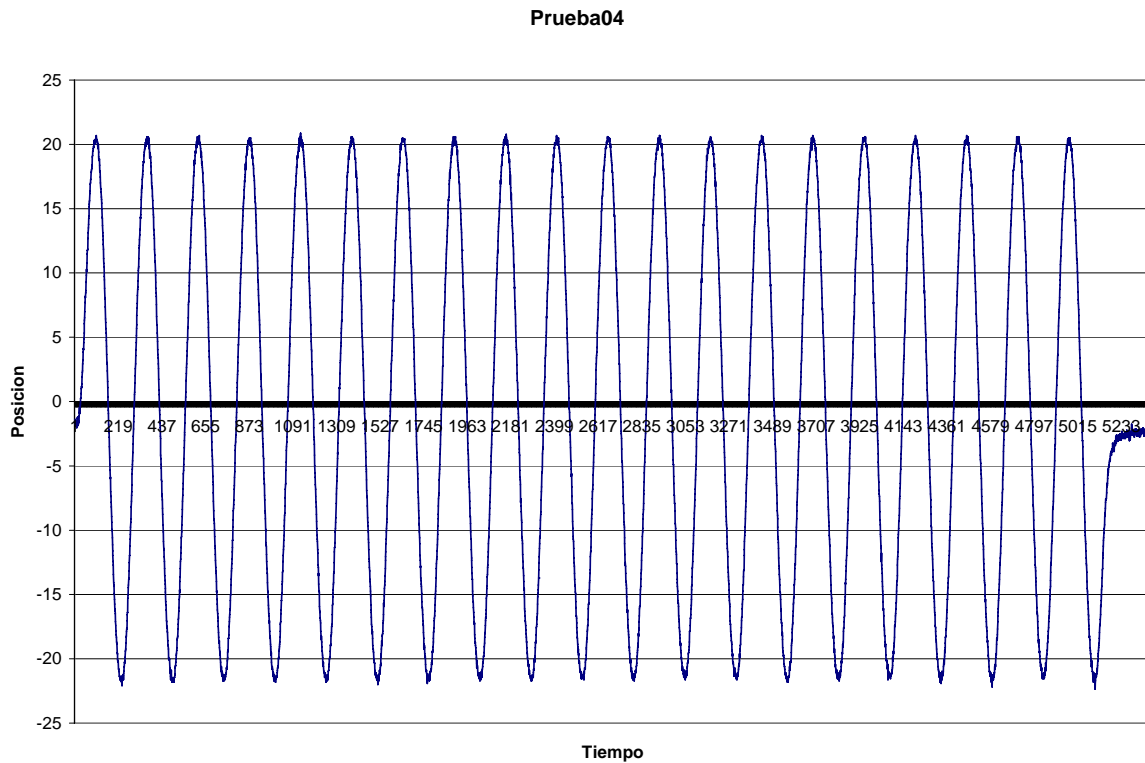


Figura 5 *Grafica obtenida con los datos adquiridos*

Se realizaron también otras pruebas con diferentes tipos de señales, y se logró tener control del sistema. Sin embargo, el programa puede tener algunas modificaciones, las cuales se realizarán cuando la mesa ya esté completamente instalada.

9 Conclusiones

Estoy convencido que este proyecto es de gran utilidad debido a que las pruebas que se efectúen en la mesa contribuirán en la realización de más investigación en el Instituto de Ingeniería de la UNAM y, de esta forma, tener una mejor comprensión de los fenómenos sísmicos. Además, las pruebas que se realicen en esta mesa podrán ayudar a mejorar las estructuras, ver sus fallas y mejorar las normas de construcción.

Al finalizar este trabajo, se concluye que se cumplieron los objetivos iniciales del proyecto de la mesa vibradora en el laboratorio de geotecnia. Los objetivos primordiales se satisficieron en la realización del control en posición y aceleración de la mesa vibradora, además de generar la señal del programa para el servocontrolador y adquirir las señales de los transductores de realimentación así como la construcción de las tarjetas acondicionadoras para los acelerómetros sobre las estructuras. Aunque no fue necesario realizar completamente el diseño y la construcción del servocontrolador, el ya existente se analizó, se diseñó y construyó la tarjeta acondicionadora para los transductores de realimentación (de posición y aceleración).

A lo largo de este proyecto obtuve práctica y apliqué muchos de los conocimientos obtenidos durante la licenciatura. Reforcé conocimientos como el diseño de filtros activos y las configuraciones de amplificadores operacionales, diseño de circuitos impresos en un mínimo de área, así como la resolución de problemas que se presentaron en la adaptación de la tarjeta acondicionadora en el servocontrolador. Aprendí la utilización de herramientas para el diseño de circuitos impresos como es el software *CIRCAD*, y a generar y adquirir señales por medio del software *LabView*. También se dibujaron los diagramas eléctricos utilizando el software *CIRCAD*.

Aunque se tuvieron algunos contratiempos para la instalación del actuador, la servoválvula y los transductores de realimentación, se logró montar el equipo, probarlo y hacer algunos ajustes para lograr una operación óptima del equipo. Es importante mencionar que se continuará trabajando en este proyecto hasta que se instale de manera definitiva el actuador, la servoválvula y los transductores de realimentación, además de probar el equipo con carga.

También hace falta realizar la calibración del sistema de control y ajustar los potenciómetros de las tarjetas acondicionadoras para los acelerómetros ADXL103 que se instalarán en las estructuras bajo prueba. Realizando lo anterior, se podrán realizar las pruebas finales en el sistema y en las estructuras bajo estudio.

Las mejoras que se podrían realizar al proyecto serian:

- ▶ Poder cambiar las ganancias de las tarjetas acondicionadoras a través de potenciómetros digitales, y controlarlos por medio de un programa en *LabView*.
- ▶ Construcción y diseño de tarjetas acondicionadoras con componentes de montaje superficial, de tal modo que las tarjetas sean de menor tamaño, y así poder tener más canales acondicionados en menos espacio.

Apéndice 1 Circuitos Integrados Utilizados



Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

Easy to use

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

Excellent dc performance (B grade)

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

Low noise

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

Excellent ac specifications

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

APPLICATIONS

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

CONNECTION DIAGRAM

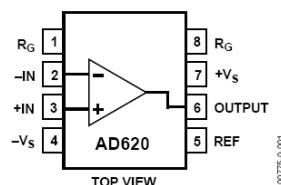


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), CERDIP (Q), and SOIC (R) Packages

PRODUCT DESCRIPTION

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

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

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

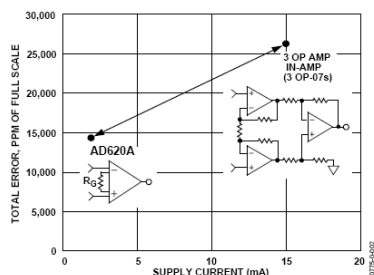


Figure 2. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

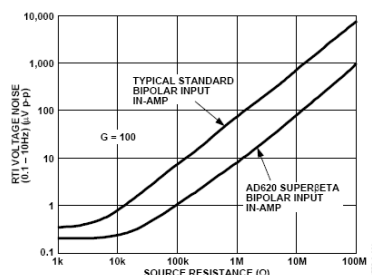


Figure 3. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

Rev. G

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

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

SPECIFICATIONS

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

Table 1.

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega/R_G)$										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity	$V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V										
G = 1–1000	$R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–100	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature	G = 1			10			10			10	ppm/°C
	Gain $> 1^2$			–50			–50			–50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)										
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	μ V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	μ V/°C
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	μ V
	$V_S = \pm 5$ V			1500			750			1500	μ V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			2000			1000			2000	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	μ V/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V										
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		95	120		100	120		95	120		dB
G = 100		110	140		120	140		110	140		dB
G = 1000		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Overtemperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Overtemperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		G Ω _pF
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		G Ω _pF
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Overtemperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S + 2.1$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V

AD620

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

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

² Does not include effects of external resistor R_G .

³ One input grounded. $G = 1$.

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

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

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

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

ESD CAUTION

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





TL082 TL082A - TL082B

General purpose J-FET dual operational amplifiers

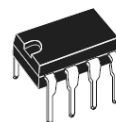
Features

- Wide common-mode (up to V_{CC}^+) and differential voltage range
- Low input bias and offset current
- Output short-circuit protection
- High input impedance J-FET input stage
- Internal frequency compensation
- Latch up free operation
- High slew rate: 16V/ μ s (typ)

Description

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

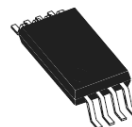
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.



N
DIP8
(Plastic package)

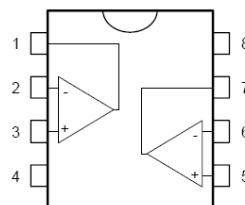


D
SO8
(Plastic micropackage)



P
TSSOP8
(Thin shrink small outline package)

Pin connections (top view)



- 1 - Output 1
- 2 - Inverting input 1
- 3 - Non-inverting input 1
- 4 - V_{CC}^-
- 5 - Non-inverting input 2
- 6 - Inverting input 2
- 7 - Output 2
- 8 - V_{CC}^+

2 Absolute maximum ratings and operating conditions

Table 1. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	TL082M, AM, BM	TL082I, AI, BI	TL082C, AC, BC	Unit
V _{CC}	Supply voltage ⁽¹⁾	±18			V
V _i	Input voltage ⁽²⁾	±15			V
V _{Id}	Differential input voltage ⁽³⁾	±30			V
P _{tot}	Power dissipation	680			mW
R _{thja}	Thermal resistance junction to ambient ⁽⁴⁾				°C/W
	SO-8	125			
	DIP8	85			
	TSSOP8	120			
R _{thjc}	Thermal resistance junction to case				°C/W
	SO-8	40			
	DIP8	41			
	TSSOP8	37			
	Output short-circuit duration ⁽⁵⁾	Infinite			
T _{stg}	Storage temperature range	-65 to +150			°C
ESD	HBM: human body model ⁽⁶⁾	1			kV
	MM: machine model ⁽⁷⁾	200			V
	CDM: charged device model ⁽⁸⁾	1500			V

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}^+ and V_{CC}^- .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. Short-circuits can cause excessive heating. Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
5. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
6. Human body model: 100pF discharged through a 1.5k Ω resistor between two pins of the device, done for all couples of pin combinations with other pins floating.
7. Machine model: a 200pF cap is charged to the specified voltage, then discharged directly between two pins of the device with no external series resistor (internal resistor < 5 Ω), done for all couples of pin combinations with other pins floating.
8. Charged device model: all pins plus package are charged together to the specified voltage and then discharged directly to the ground.

Table 2. Operating conditions

Symbol	Parameter	TL082M, AM, BM	TL082I, AI, BI	TL082C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage	6 to 36			V
T_{oper}	Operating free-air temperature range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C



3 Electrical characteristics

Table 3. $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,A M,BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input offset voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ TL082 TL082A TL082B $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ TL082 TL082A TL082B		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV_{io}	Input offset voltage drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input offset current ⁽¹⁾ $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100 4		5	100 10	pA nA
I_{ib}	Input bias current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200 20		20	400 20	pA nA
A_{vd}	Large signal voltage gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply voltage rejection ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input common mode voltage range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common mode rejection ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{os}	Output short-circuit current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{opp}$	Output voltage swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$	10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	16		8	16		V/ μs



Table 3. $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified) (continued)

Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,A M,BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
t_r	Rise time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain bandwidth product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input resistance		10^{12}			10^{12}		Ω
THD	Total harmonic distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}C$), $f = 1kHz$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $A_v = 20dB$, $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent input noise voltage $R_S = 100\Omega$, $f = 1kHz$		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
ϕ_m	Phase margin		45			45		degrees
V_{o1}/V_{o2}	Channel separation $A_v = 100$		120			120		dB

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^{\circ}C$ increase in the junction temperature.

Apéndice 2 Transductores Utilizados

Model 141 High Output Linear Accelerometer For Vibration, Shock, Impact

Ranges from: $\pm 2g$ to $\pm 600g$
With External R_{cal} Calibration



The Model 141 is a linear accelerometer that produces a high level instantaneous DC output signal proportional to sensed accelerations (ranging from static acceleration up to 3000 Hz as indicated below).

Setra accelerometers are unique in their ability to withstand exceedingly high g overload without damage. The Model 141 incorporates the super-rugged Setra capacitance-type sensor and a miniaturized electronic circuit.

Its excellent dynamic response is maintained by air damping, which varies with temperature

approximately one-tenth as much as the best fluid damping.

The electrical characteristics are compatible with conventional strain-gauge type signal conditioning, including the use of shunt R_{cal} over any selected range up to 100% full scale. The stainless steel case is O-ring sealed, has a well-defined base plane and is quite insensitive to mounting strain.

Cross axis interference is exceedingly low. The external easy-to-replace cable attachment facilitates installation and service.

Full Scale Ranges

For each of the available g ranges, the linearity is characterized by this range chart:
(Non-linearity as % full range, best straight line)

Nominal Range	Non-Linearity $\pm 1\%$	Natural Frequency (Nominal)	Flat Response (± 3 db) 0 Hz to:
$\pm 2g$	$\pm 2g$	300Hz	200Hz
$\pm 4g$	$\pm 4g$	440Hz	260Hz
$\pm 8g$	$\pm 8g$	570Hz	300Hz
$\pm 15g$	$\pm 15g$	840Hz	400Hz
$\pm 30g$	$\pm 30g$	1200Hz	700Hz
$\pm 60g$	$\pm 60g$	1560Hz	1000Hz
$\pm 150g$	$\pm 150g$	2600Hz	1600Hz
$\pm 600g$	$\pm 600g$	5000Hz	3000Hz

NOTE: Setra adheres to strict quality standards including ISO 9001 and ANSI-Z540-1. The calibration of this product is NIST traceable.

Features

- Excellent Static and Dynamic Response
- Temperature-Insensitive Gas Damping (0.7 Critical)
- High Output Signal
- High Overload Capability, (2000g static)
- Low Transverse Sensitivity (0.012 g/g)
- Wide-Range R_{cal} Type Calibration
- Easy-to-Replace Cable Attachment
- Compact, Lightweight
- Optional EMI Filter Upgrade
- Meets CE Conformance Standards

When it comes to a product to rely on, choose the Model 141.

When it comes to a company to trust, choose Setra.



Visit Setra Online:
<http://www.setra.com>

setra
800-257-3872

Model 141A and Model 141B Specifications

Performance Data

Non-Linearity (Best Fit Straight Line)	±1.0% Full Scale
Hysteresis	0.10%
Non-Repeatability	0.05%
Transverse Acceleration Response	<±0.12 g/g
Damping	Approximates second order system with 0.7 critical damping (Gas Squeeze-Film 0.7 ±0.2 of critical at 77°F [25°C]). Damping ratio increases approximately 0.15%/°F.
Frequency Band	Flat from static to approx. 60% of natural frequency (all ranges)
Resolution	Infinite, limited only by output noise level
Thermal Effects	
Operating Temperature °F (°C)	-10 to +150 (-23 to +65)
Zero Shift	<±0.02% Nominal Range/°F (<±0.36%/°C)
Sensitivity Shift	<±0.02% Nominal Range/°F (<±0.36%/°C) Slightly higher thermal effects when 141A is operated at excitation voltage below 10 VDC
Zero G Output	<±25 mV (factory calibrated at 10 VDC or 24 VDC excitation)
FS G Output	<±25% of Nominal Output
Noise Level	<±0.01% Nominal Range (RMS, in-band)

Performance Data (cont'd)

Calibration Data	Each unit is supplied with a computer generated plot of output vs. acceleration (centrifuge) at the specified excitation voltage.
Sensitivity	Reported at Nominal Range
Excitation Voltage	Model 141A calibrated at 10 VDC Model 141B calibrated at 24 VDC

Electrical Data

Electrical Circuit*	Three-Wire (Com., -Exc., -Out)
Isolation	100 M ohms
Internal Frequency	20 MHz approx.
Calibration Signal (R_{cal})	Available up to 100% Nominal Range by shunting external calibration resistor from calibration lead to -signal lead.
Excitation/Output**	141A 141B
Excitation Range	5-15 VDC 10-28VDC***
Excitation Voltage	10 VDC 24 VDC
Excitation Current	5 mA 10 mA
Nominal Output (open circuit)	±500 mV ±1000 mV
EMI/RFI Filtering	See Option 649

*Circuit is capacitively isolated from case. Power applied to output, or shorted output, will not damage unit. No reverse excitation protection.

**Typical performance for nominal g range:

Output is proportional to excitation voltage.
Output impedance 9k ohms (nominal).

***Operable on 28 VDC aircraft power. (Recommend high voltage transient protection to prevent damage by emergency power conditions as defined in MIL-STD-704A, and voltage regulation to attain highest accuracy.)

Physical Description

Electrical Connection	2 foot multiconductor cable
Weight	30 grams (not including cable)
Case	Stainless steel, O-ring

Options

Option 620	Calibration at Special Excitation
Option 649	EMI/RFI Filter (MIL-STD-462)
Option 701	Wide Operating Temperature -65°F to +220°F (-54°C to +104°C)
Option 803-825	Up to 25 feet of cable can be supplied on your order; please specify cable length when ordering (e.g., 805 for 5ft. cable) Consult factory for cables longer than 25 feet.

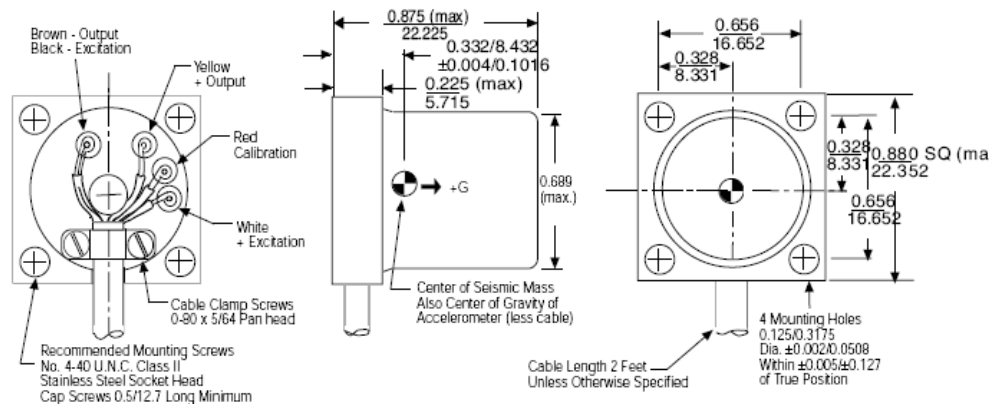
Ordering Information

Specify	Model 141A or Model 141B
Specify G Range	Nominal Range (± specific g)
Specify	Excitation voltage for calibration (if non-standard, use Option 620 at extra charge)

Specifications subject to change without notice.

Note: Setra adheres to strict quality standards including MIL-I-45208A and ANSI Z540-1. The calibration of this product is NIST traceable.

Outline Drawing



SSP0141 RevC 04/01

While we provide application assistance on all Setra products both personally and through our literature, it is the customer's responsibility to determine the suitability of the product in the application.

159 Swanson Road, Boxborough, MA 01719/Tel: 978-263-1400;
Toll Free: 800-257-3872; Fax: 978-264-0292; email: sales@setra.com

setra

Temposonics®

Magnetostrictive Linear-Position Sensors



E-Series Model ER Sensor
Analog and Digital Pulse Outputs

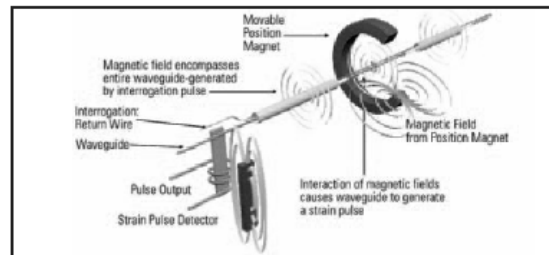
550996 C

Product Specification



Temposonics Model ER sensor

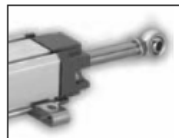
- Rugged industrial sensor
- Linear, absolute measurement
- Non-contact sensing technology
- Non-linearity less than 0.02 %
- Repeatability within 0.001 %
- EMI shielded and CE certified
- Analog output, (voltage or current)
- Start/Stop digital pulse output, (upload of sensor parameters available)



Model ER rod-and-cylinder sensor

The innovative Temposonics model ER sensor brings the proven benefits of magnetostrictive feedback to the versatile rod-and-cylinder sensor package. It is ideal for demanding industrial applications where high performance non-contact feedback is essential.

The model ER sensor's rod-and-cylinder design has a stainless steel "sensing rod" that can extend from the sensor housing. As the rod is extended and retracted, the sensing magnet remains completely contained



and protected at all times, ensuring reliable sensor performance in the toughest industrial environments.

The ER model sensor provides a very precise, durable and cost effective alternative to the wear problems associated with linear potentiometers.

The benefits of magnetostrictive sensing

Temposonics linear sensors use the time-based magnetostrictive position sensing principle developed by MTS. Within the sensing element, a sonic strain pulse is induced in a specially-designed magnetostrictive waveguide by the momentary interaction of two magnetic fields. One field comes from a movable permanent magnet that passes along the outside of the sensor. The other field comes from an "interrogation" current pulse applied along the waveguide. The resulting strain pulse travels at ultrasonic speed along the waveguide and is detected at the

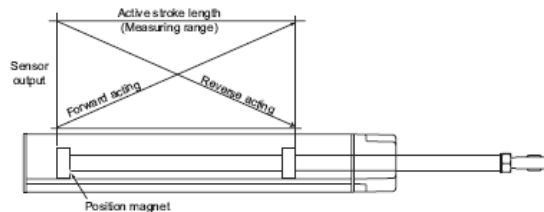
head of the sensing element. The position of the magnet is determined with high precision and speed by accurately measuring the elapsed time between the application of the interrogation pulse and the arrival of the resulting strain pulse with a high speed counter. Using the elapsed time to determine position of the permanent magnet provides an absolute position reading that never needs recalibration or re-homing after a power loss. Non-contact sensing eliminates wear, and guarantees the best durability and output repeatability.



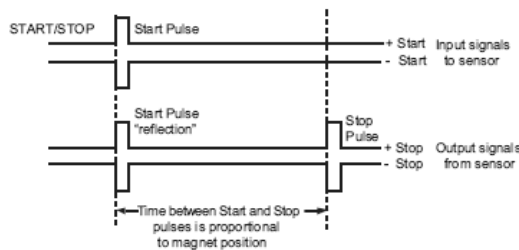
All specifications are subject to change. Please contact MTS for specifications that are critical to your needs.

Temposonics Model ER linear-position sensor

Temposonics E-Series model ER, rod-and-cylinder sensors are available with analog output or digital-pulse output. The analog outputs include voltage, (0 to 10 VDC, forward and reverse acting), and current, (4 to 20 mA, forward or reverse acting). Since the outputs are direct, no signal conditioning electronics are needed when interfacing with controllers or meters.



The available digital-pulse output is Start/Stop. Here the sensor requires a start signal from a controller or interface card to initiate the measurement cycle. The sensor generates a stop signal at the end of the measurement cycle that is used to stop the controller's counter clock. The elapsed time between the Start and Stop signals is directly proportional to the magnet's position within the sensor housing. The controller can calculate the absolute position of the magnet from the time value and the sensor's unique gradient value, (inverse of the average speed for the ultrasonic pulse traveling in the sensor's waveguide).



For applications using smart sensor interfaces the Start/Stop output, (option R3), can provide a sensor parameter upload ability. The following sensor parameters are available for upload:

- Measuring range
- Offset
- Gradient (Inverse speed of sensing pulse)
- Status
- Manufacturer number

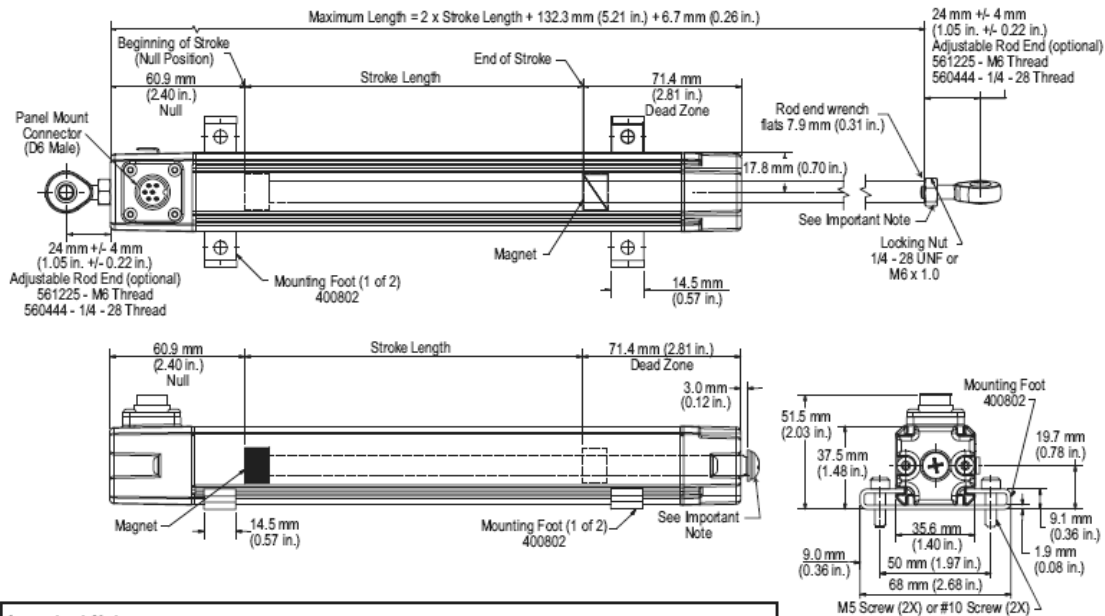
The sensor also features over-voltage protection to 36 Vdc and reverse polarity protection to 30 Vdc on input voltage connections. All outputs are absolute rather than incremental so that power-down situations do not require re-homing.

Parameters	Specification
Measured Variable:	Displacement
Resolution:	Analog: Infinite Digital: $1 \div [\text{gradient} \times \text{crystal freq. (MHz)} \times \text{circulation}]$; controller dependent.
Non-Linearity:	$\leq \pm 0.02\%$ Full stroke (minimum $\pm 60\mu\text{m}$)
Repeatability:	$\leq \pm 0.001\%$ Full stroke
Outputs:	Voltage: 0 to 10 Vdc and 10 to 0 Vdc (controller input resistance $R_L > 5k\Omega$) Current: 4 to 20 mA or 20 to 4 mA (min/max load: 0/500 Ω) Start/Stop: RS-422 differential signal (Serial parameter upload available for: measuring range, offset, gradient, status, and manufacturer number)
Update Frequency:	Voltage or Current: $> 1.5 \text{ kHz}$ Start/Stop: Controller dependent
Measuring Range:	75 to 1500 mm (3 to 60 in.) ER sensors standard stroke ranges are 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 30, 36, 42, 48, 54 and 60 inches (75, 100, 150, 200, 300, 400, 500, 600, 750, 1000, 1250, 1500 mm) Custom stroke lengths available.
Operating Conditions:	Temperature: - 40 to 75°C Relative humidity: 90% no condensation. Ingress protection: IP65 if mating cable connector is correctly fitted. Shock test: 100 g (single hit) IEC-Standard 68-2-27 Vibration rating: 10 g/10 - 2000 Hz IEC-Standard 68-2-6
EMC Test:	Electromagnetic emission EN 50081-1 Electromagnetic immunity EN 50082-2 EN 61000-4-2/3/4/6, Level 3/4, Criteria A, CE qualified
Operating Voltage:	+24 Vdc nominal (-15 or +20%) Polarity protection: up to -30 Vdc Overvoltage protection: up to 36 Vdc Current drain: Analog: 50 - 140 mA Start/Stop: 50 - 100 mA (stroke length dependent) Dielectric withstand voltage: 500 V, (DC ground to machine ground)
Connection type:	6-pin male D60 connector
Sensor housing:	Aluminum
Sensor rod:	Stainless steel type 303
Mounting:	Adjustable mounting feet or dual rod ends.

Temposonics Model ER linear-position sensor

A robust aluminum extrusion forms the sensor housing, containing the sensor rod, magnet, sensing element and electronics. The permanent magnet is mounted on a sliding carrier attached to the end of the stainless steel rod. As the rod moves in and out, the magnet travels above the sensing element inside the sensor housing.

Dimensions



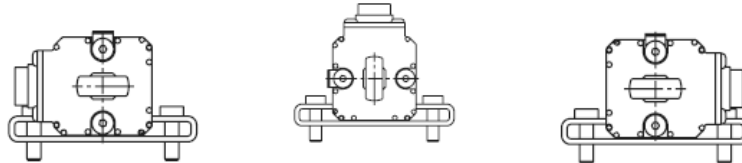
Important Note:

To avoid possible sensor damage, the washer, (or the locking nut for a rod end), must remain at the end of the rod to provide a mechanical stop when the rod is fully retracted.

Mounting

The ER sensors are designed for external installation on machines. The sensor housing is typically secured on the machine using the standard mounting feet and screws that can be easily adjusted. The rod end is then attached to the moving machine part.

Slots for the mounting feet are available on three sides of the sensor housing, allowing versatile mounting orientations for the sensor connector and extension cable.





Precision $\pm 1.7\text{ g}$ Single-/Dual-Axis iMEMS® Accelerometer

ADXL103/ADXL203

FEATURES

- High performance, single-/dual-axis accelerometer on a single IC chip
- 5 mm × 5 mm × 2 mm LCC package
- 1 mg resolution at 60 Hz
- Low power: 700 μA at $V_s = 5\text{ V}$ (typical)
- High zero g bias stability
- High sensitivity accuracy
- -40°C to $+125^\circ\text{C}$ temperature range
- X and Y axes aligned to within 0.1° (typical)
- BW adjustment with a single capacitor
- Single-supply operation
- 3500 g shock survival
- RoHS-compliant
- Compatible with Sn/Pb- and Pb-free solder processes

APPLICATIONS

- Vehicle dynamic control (VDC)/electronic stability program (ESP) systems
- Electronic chassis control
- Electronic braking
- Platform stabilization/leveling
- Navigation
- Alarms and motion detectors
- High accuracy, 2-axis tilt sensing

GENERAL DESCRIPTION

The ADXL103/ADXL203 are high precision, low power, complete single- and dual-axis accelerometers with signal conditioned voltage outputs, all on a single, monolithic IC. The ADXL103/ADXL203 measure acceleration with a full-scale range of $\pm 1.7\text{ g}$. The ADXL103/ADXL203 can measure both dynamic acceleration (for example, vibration) and static acceleration (for example, gravity).

The typical noise floor is $110\text{ }\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$, allowing signals below 1 mg (0.06° of inclination) to be resolved in tilt sensing applications using narrow bandwidths ($<60\text{ Hz}$).

The user selects the bandwidth of the accelerometer using Capacitor C_X and Capacitor C_Y at the X_{OUT} and Y_{OUT} pins. Bandwidths of 0.5 Hz to 2.5 kHz may be selected to suit the application.

The ADXL103 and ADXL203 are available in 5 mm × 5 mm × 2 mm, 8-pad hermetic LCC packages.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

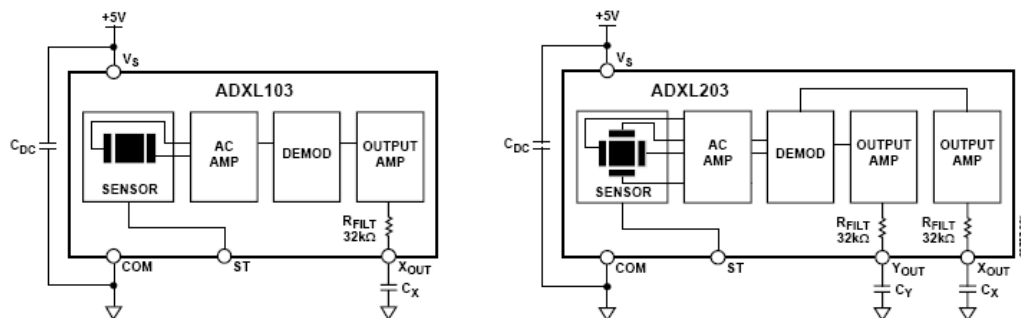


Figure 1.

Rev. A
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 © 2006 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

SPECIFICATIONS

T_A = -40°C to +125°C, V_S = 5 V, C_X = C_Y = 0.1 µF, acceleration = 0 g, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	Min ¹	Typ	Max ¹	Unit
SENSOR INPUT	Each axis				
Measurement Range ²		±1.7			g
Nonlinearity	% of full scale		±0.2	±1.25	%
Package Alignment Error			±1		Degrees
Alignment Error (ADXL203)	X sensor to Y sensor		±0.1		Degrees
Cross-Axis Sensitivity			±1.5	±3	%
SENSITIVITY (RATIOMETRIC) ³	Each axis				
Sensitivity at X _{out} , Y _{out}	V _S = 5 V	960	1000	1040	mV/g
Sensitivity Change Due to Temperature ⁴	V _S = 5 V		±0.3		%
ZERO g BIAS LEVEL (RATIOMETRIC)	Each axis				
0 g Voltage at X _{out} , Y _{out}	V _S = 5 V	2.4	2.5	2.6	V
Initial 0 g Output Deviation from Ideal	V _S = 5 V, 25°C		±25		mg
0 g Offset vs. Temperature			±0.1	±0.8	mg/°C
NOISE PERFORMANCE					
Output Noise	<4 kHz, V _S = 5 V		1	3	mV rms
Noise Density			110		µg/√Hz rms
FREQUENCY RESPONSE ⁵					
C _X , C _Y Range ⁶		0.002		10	µF
R _{FLT} Tolerance		24	32	40	kΩ
Sensor Resonant Frequency			5.5		kHz
SELF TEST ⁷					
Logic Input Low				1	V
Logic Input High		4			V
ST Input Resistance to Ground		30	50		kΩ
Output Change at X _{out} , Y _{out}	Self Test 0 to Self Test 1	450	750	1100	mV
OUTPUT AMPLIFIER					
Output Swing Low	No load	0.05	0.2		V
Output Swing High	No load		4.5	4.8	V
POWER SUPPLY					
Operating Voltage Range		3		6	V
Quiescent Supply Current			0.7	1.1	mA
Turn-On Time ⁸			20		ms

¹ All minimum and maximum specifications are guaranteed. Typical specifications are not guaranteed.

² Guaranteed by measurement of initial offset and sensitivity.

³ Sensitivity is essentially ratiometric to V_S. For V_S = 4.75 V to 5.25 V, sensitivity is 186 mV/V/g to 215 mV/V/g.

⁴ Defined as the output change from ambient-to-maximum temperature or ambient-to-minimum temperature.

⁵ Actual frequency response controlled by user-supplied external capacitor (C_X, C_Y).

⁶ Bandwidth = 1/(2 × π × 32 kΩ × C). For C_X, C_Y = 0.002 µF, bandwidth = 2500 Hz. For C_X, C_Y = 10 µF, bandwidth = 0.5 Hz. Minimum/maximum values are not tested.

⁷ Self-test response changes cubically with V_S.

⁸ Larger values of C_X, C_Y increase turn-on time. Turn-on time is approximately 160 × C_X or C_Y + 4 ms, where C_X, C_Y are in µF.

ADXL103/ADXL203

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Acceleration (Any Axis, Unpowered)	3500 g
Acceleration (Any Axis, Powered)	3500 g
Drop Test (Concrete Surface)	1.2 m
V _s	−0.3 V to +7.0 V
All Other Pins	(COM − 0.3 V) to (V _s + 0.3 V)
Output Short-Circuit Duration (Any Pin to Common)	Indefinite
Temperature Range (Powered)	−55°C to +125°C
Temperature Range (Storage)	−65°C to +150°C

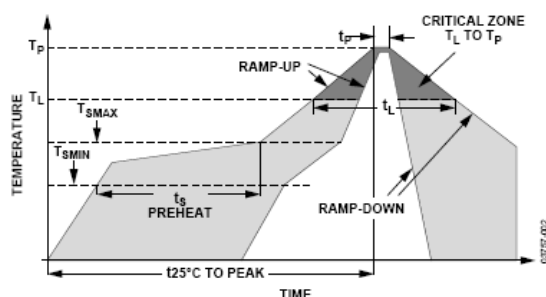
Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute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

Table 3. Package Characteristics

Package Type	θ_{JA}	θ_{JC}	Device Weight
8-Lead CLCC	120°C/W	20°C/W	<1.0 gram

ESD CAUTION

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



Profile Feature	Condition	
	Sn63/Pb37	Pb-Free
Average Ramp Rate (TL to TP)	3°C/second max	
Preheat		
• Minimum Temperature (TSMIN)	100°C	150°C
• Maximum Temperature (TSMAX)	150°C	200°C
• Time (TSMIN to TSMAX) (ts)	60 to 120 seconds	60 to 150 seconds
TSMAX to TL		
• Ramp-Up Rate	3°C/second	
Time Maintained above Liquidous (TL)		
• Liquidous Temperature (TL)	183°C	217°C
• Time (tL)	60 to 150 seconds	60 to 150 seconds
Peak Temperature (TP)	240°C + 0°C/−5°C	260°C + 0°C/−5°C
Time Within 5°C of Actual Peak Temperature (tp)	10 to 30 seconds	20 to 40 seconds
Ramp-Down Rate	6°C/second max	
Time 25°C to Peak Temperature	6 minutes max	8 minutes max

Figure 2. Recommended Soldering Profile

PIN CONFIGURATIONS AND FUNCTION DESCRIPTIONS

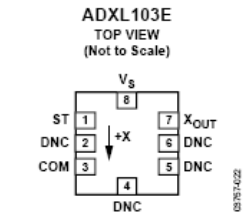


Figure 3. ADXL103 Pin Configuration

Table 4. ADXL103 Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	ST	Self Test
2	DNC	Do Not Connect
3	COM	Common
4	DNC	Do Not Connect
5	DNC	Do Not Connect
6	DNC	Do Not Connect
7	X _{OUT}	X Channel Output
8	V _S	3 V to 6 V

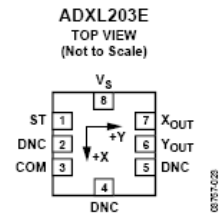


Figure 4. ADXL203 Pin Configuration

Table 5. ADXL203 Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	ST	Self Test
2	DNC	Do Not Connect
3	COM	Common
4	DNC	Do Not Connect
5	DNC	Do Not Connect
6	Y _{OUT}	Y Channel Output
7	X _{OUT}	X Channel Output
8	V _S	3 V to 6 V

Apéndice 3 Diagramas completos

Diagrama servocontrolador MTS 406.11

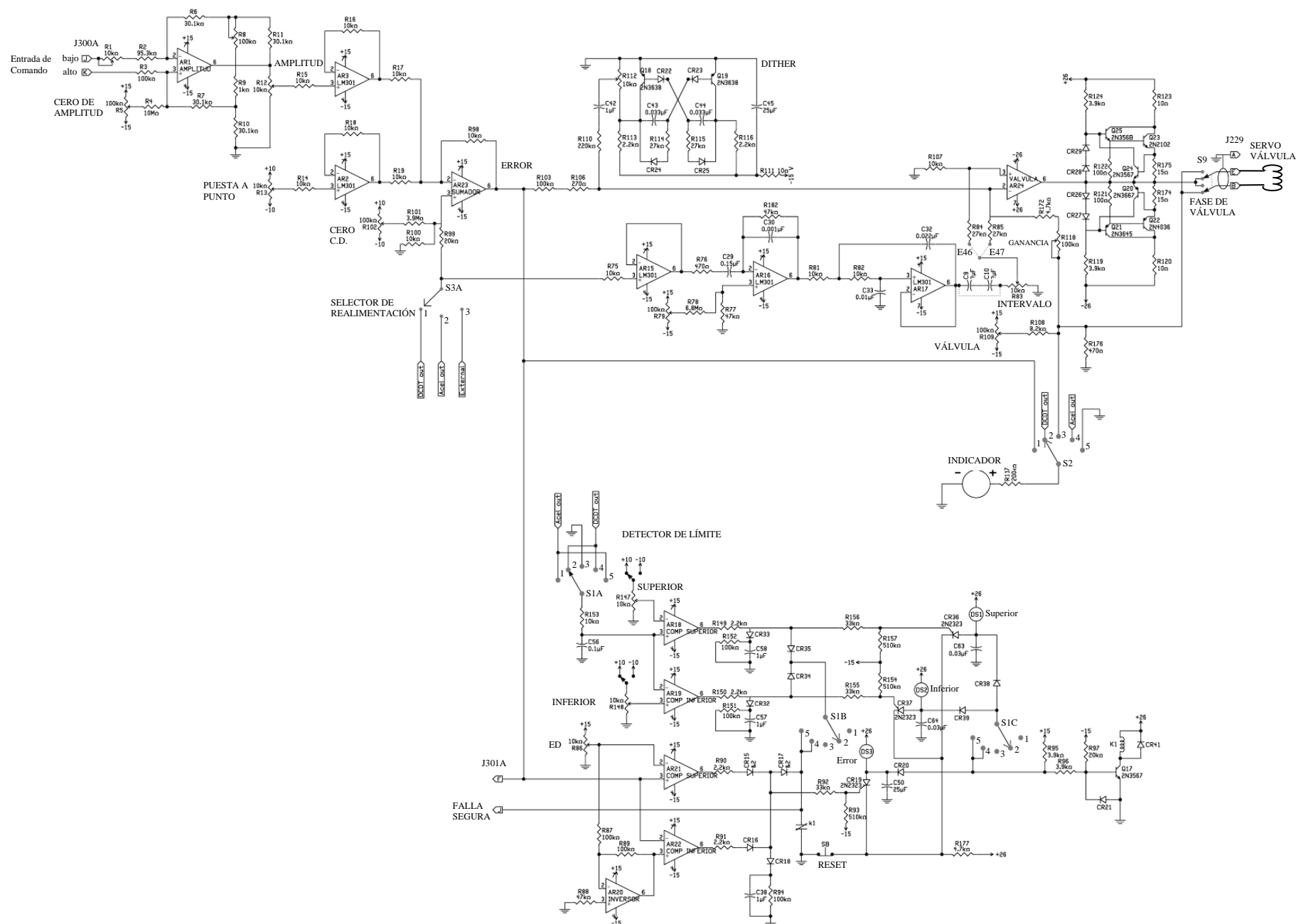


Diagrama acondicionador del transductor magnetostrictivo

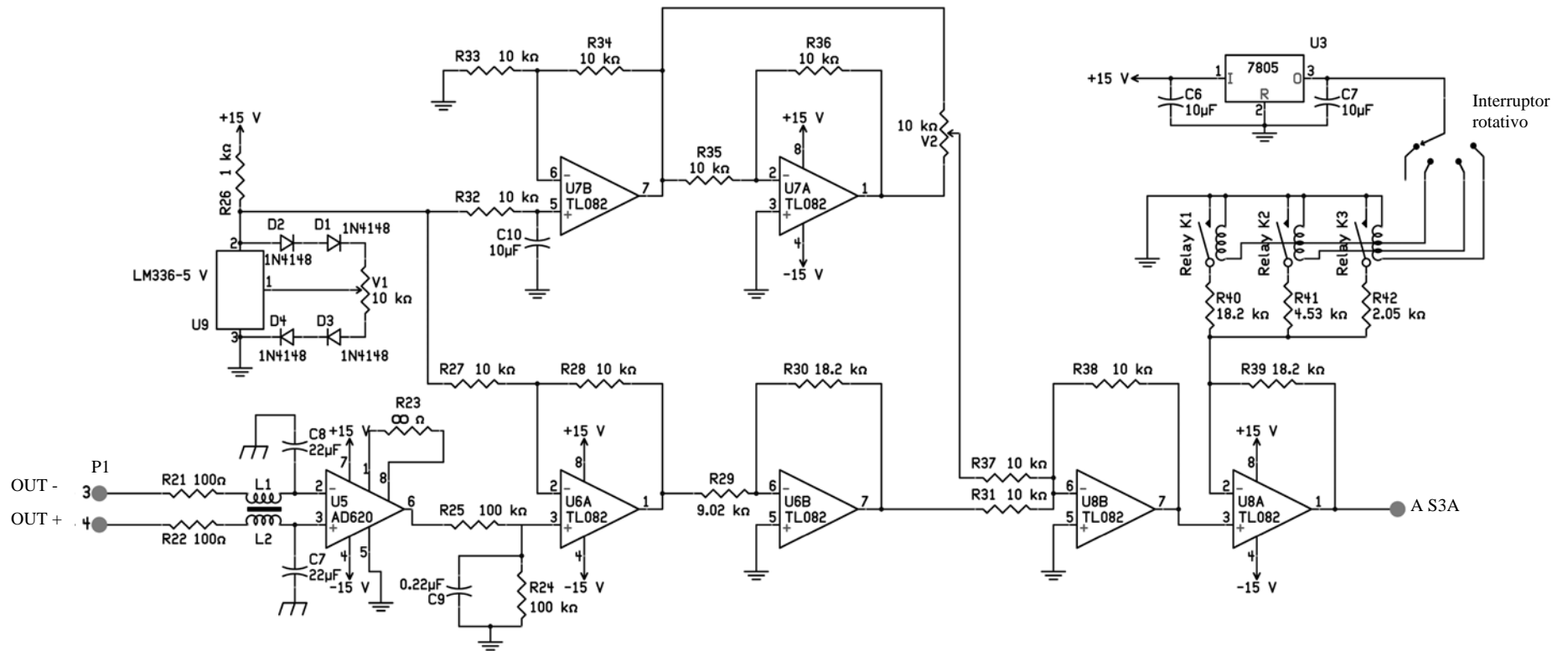
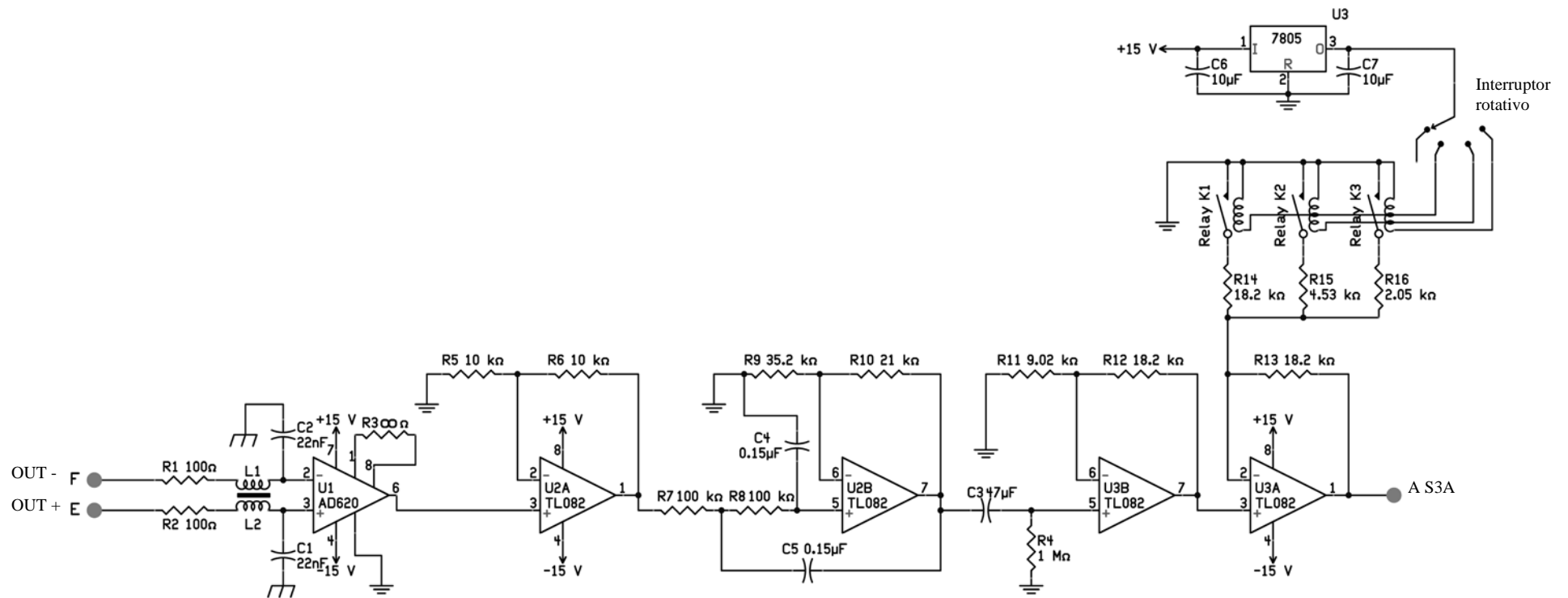


Diagrama del acondicionador del acelerómetro



Índice de figuras y tablas

Figura 1 Fuente de poder hidráulica	¡Error! Marcador no definido.
Figura 2 Panel frontal del controlador MTS 406.11	¡Error! Marcador no definido.
Figura 3 Diagrama de bloques de un sistema electro-hidráulico	¡Error! Marcador no definido.
Figura 4 Servoválvula Parker BD15	¡Error! Marcador no definido.
Figura 5 Operación servoválvula inicial	¡Error! Marcador no definido.
Figura 6 Operación servoválvula posición nula	¡Error! Marcador no definido.
Figura 7 Actuador hidráulico Parker serie 2H	¡Error! Marcador no definido.
Figura 8 Diagrama del acondicionador de programa y comando compuesto	¡Error! Marcador no definido.
Figura 9 Diagrama del amplificador de la válvula	¡Error! Marcador no definido.
Figura 10 Diagrama del estabilizador de intervalo	¡Error! Marcador no definido.
Figura 11 Diagrama del dither	¡Error! Marcador no definido.
Figura 12 Diagrama del detector de límite	¡Error! Marcador no definido.
Figura 13 Filtro de RF y amplificador de instrumentación	¡Error! Marcador no definido.
Figura 14 Filtro paso bajas	¡Error! Marcador no definido.
Figura 15 Amplificador restador no inversor	¡Error! Marcador no definido.
Figura 16 Amplificador inversor	¡Error! Marcador no definido.
Figura 17 Diagrama del circuito para fijar la posición inicial de la mesa	¡Error! Marcador no definido.
Figura 18 Diagrama del circuito selector de ganancia	¡Error! Marcador no definido.
Figura 19 Filtro de RF y amplificador de instrumentación	¡Error! Marcador no definido.
Figura 20 Amplificador no inversor	¡Error! Marcador no definido.
Figura 21 Filtro paso bajas de segundo orden	¡Error! Marcador no definido.
Figura 22 Filtro paso altas	¡Error! Marcador no definido.
Figura 23 Amplificador no inversor	¡Error! Marcador no definido.
Figura 24 Diagrama del circuito selector de ganancia	¡Error! Marcador no definido.
Figura 25 Pruebas de los acelerómetros en el vibrador Ling	¡Error! Marcador no definido.
Figura 26 Circuito alimentador para el transductor	¡Error! Marcador no definido.
Figura 27 Circuito de entrada de la señal del transductor	¡Error! Marcador no definido.
Figura 28 Filtro paso bajas activo con ganancia	¡Error! Marcador no definido.
Figura 29 Circuito con ganancia ajustable	¡Error! Marcador no definido.
Figura 30 Circuito acondicionador de la señal del transductor	¡Error! Marcador no definido.
Figura 31 Circuito impreso de la tarjeta acondicionadora para los acelerómetros ADXL103	¡Error! Marcador no definido.
Figura 32 Pruebas a la tarjeta acondicionadora realizada en el laboratorio	¡Error! Marcador no definido.
Figura 33 Tarjeta acondicionadora del acelerómetro y del transductor magnetostrictivo de control	¡Error! Marcador no definido.
Figura 34 Tarjeta instalada en el servocontrolador	¡Error! Marcador no definido.
Figura 35 Tarjetas acondicionadoras armadas	¡Error! Marcador no definido.
Figura 36 Soldadura en el crisol	¡Error! Marcador no definido.
Figura 37 Pantalla inicial del programa	¡Error! Marcador no definido.
Figura 38 Ventana de configuración de prueba	¡Error! Marcador no definido.
Figura 39 Ventana para guardar datos obtenidos	¡Error! Marcador no definido.
Figura 40 Parte de la pantalla principal para seleccionar canales a dibujar en la pantalla	¡Error! Marcador no definido.
Figura 41 Pantalla principal adquiriendo datos	¡Error! Marcador no definido.
Figura 42 Pantalla principal al terminar la prueba	¡Error! Marcador no definido.
Figura 43 Servocontrolador instalado en el soporte MTS	¡Error! Marcador no definido.
Figura 45 Gabinetes con tarjetas acondicionadoras instaladas	¡Error! Marcador no definido.
Figura 46 Sistema instalado provisionalmente	¡Error! Marcador no definido.
Figura 47 Grafica obtenida con los datos adquiridos	¡Error! Marcador no definido.
Tabla 1 Especificaciones de la fuente de poder hidráulica	¡Error! Marcador no definido.
Tabla 2 Especificaciones del controlador MTS 406.11	¡Error! Marcador no definido.
Tabla 3 Características del actuador hidráulico Parker 2H	¡Error! Marcador no definido.

Tabla 4 Características del acelerómetro SETRA _____ *¡Error! Marcador no definido.*
Tabla 5 Características del transductor magnetostrictivo _____ *¡Error! Marcador no definido.*
Tabla 6 Características acelerómetro ADXL103 _____ *¡Error! Marcador no definido.*

Bibliografía

MTS Systems Corporation, *406.11 Reference manual*, USA.

MTS Systems Corporation, *Model 506.01C/506.02C hydraulic power supplies*, USA.

Franco, Sergio, *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos*, México, McGraw-Hill, 2005, (3ª ED.), 678 pp.

Parker Hydraulics, “Series BD15 and BD30 Flow Control Servovalves”, *Bulletin HY14-1450-M1/US Installation and Service Guide*, 15 Octubre 2006, <<http://www.parker.com/literature/Hydraulic%20Valve%20Division/hydraulicvalve/Service-Installation/Electrohydraulics/Bul%20HY14-1450-M1%20BD15-BD30.pdf>>, (23 de mayo 2008), 16 pp.

Parker Hydraulics, “Parker heavy duty hydraulic cylinders series 2H”, *Industrial cylinder products catalog 0106-6*, USA, Junio 2006, pp. 39-64.

SETRA, *Model 141 High Output Linear Accelerometer for Vibration, Shock, Impact*, <<http://www.setra.com/tra/pro/pdf/141.pdf>>, (23 de mayo 2008), 2 pp.

MTS Systems Corporation, Sensors Division, *Tempsonics Magnetostrictive Linear-Position Sensors*, 2006, <<http://www.mtssensors.com/fileadmin/media/pdfs/550996.pdf>>, (23 de mayo 2008), 6 pp.

Analog Devices, *ADXL103 Precision $\pm 1.7g$ Single Axis iMEMS Accelerometer datasheet*, Marzo 2006, <http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/ADXL103_203.pdf>, (23 de mayo 2008), 12 pp.

Analog Devices, *ADXL330 Small, Low Power, 3-Axis $\pm 3g$ iMEMS Accelerometer datasheet*, Septiembre 2006, <http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/ADXL330.pdf>, (23 de mayo 2008), 16 pp.

Analog Devices, *AD620 Low Drift, Low Power Instrumentation Amp with Set Gains of 1 to 10000 datasheet*, Enero 2005, <http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD620.pdf>, (23 de mayo 2008), 20 pp.

STMicroelectronics, *TL082 datasheet*, 2007, <<http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/2300/tl082.pdf>>, (23 de mayo 2008), 17 pp.

National Semiconductor Corporation, *LM336-5.0 - 5.0V Reference Diode datasheet*, <<http://cache.national.com/ds/LM/LM136-5.0.pdf>>, (23 de mayo 2008), 12 pp.