

69
Lej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL DE UN NUEVO
REÓMETRO ELONGACIONAL Y DE CORTE

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
(ÁREA ELECTRÓNICA)

PRESENTA:

SANDRA PASCUAL VÁZQUEZ



Director de tesis: Dr. Baltasar Mena Iniesta

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D.F.

1999

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

273966



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

PASINACION

DISCONTINUA.

A MIS PADRES ENRIQUETA Y MARCELINO
A MIS HERMANOS JACOBO, SELENE Y CARLOS
A MI SOBRINO JESÚS
A VICTOR MANUEL
...A TODOS ELLOS CON PROFUNDO AMOR.

A MARI CARMEN ARÁMBULA
A CLARA DIMAS
A BALTASAR MENA
... POR SU APOYO INCONDICIONAL EN TIEMPOS DIFÍCILES.

*Vida, dame serenidad para aceptar lo que no puedo cambiar,
fortaleza para cambiar lo que si puedo
y sabiduría para distinguir la diferencia.*

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería por brindarme conocimiento y el apoyo para acceder a él.

Al personal del Instituto de Investigaciones en Materiales por las facilidades prestadas para la realización de este trabajo, en especial a todo el personal de la biblioteca.

A mis maestros, que con su apoyo me exhortaron a seguir adelante.

A fundación UNAM y a CONACyT por las múltiples becas que me ha otorgado para la conclusión de mis estudios.

A Baltasar Mena por sus valiosos lineamientos en la realización de este trabajo.

A los profesores Esteban y Enrique por sus sugerencias y comentarios así como por su apoyo académico.

A Victor Cordero por su valiosa ayuda para imprimir este trabajo.

A mis compañeros y amigos.

INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL DE UN NUEVO REÓMETRO ELONGACIONAL Y DE CORTE

	PÁGINA
DEDICATORIA	i
AGRADECIMIENTOS	ii
ÍNDICE	1
RESUMEN	3
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	4
1.1 FLUJO DE COUTTE.....	6
1.2 FLUJO ELONGACIONAL.....	6
1.3 ANÁLISIS DE DATOS.....	7
1.4 ARREGLO EXPERIMENTAL.....	8
1.5 MÉTODO PARA LA TOMA DE DATOS.....	10
1.6 OBJETIVOS.....	10
CAPÍTULO 2. LabVIEW 4.01	11
2.1 FILTROS EN LABVIEW.....	13
2.2 ADQUISICIÓN DE DATOS CON LABVIEW.....	14
2.3 SOLUCIÓN AL PROBLEMA DE ADQUIRIR UNA SEÑAL DISMINUYENDO EL RUIDO.....	15
2.4 ORDENADA AL ORIGEN DE LA CURVA DE TRANSFERENCIA DE LOS SENSORES.....	18
CAPÍTULO 3. INSTRUMENTACIÓN	21
3.1 FUENTE DE PODER.....	22
3.1.1 DISEÑO DEL FILTRO PARA LA FUENTE.....	22
3.1.2 EL REGULADOR LM317.....	24
3.1.3 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DEL FILTRO.....	25
3.1.4 PRUEBAS REALIZADAS A LA FUENTE DE CD CONSTRUIDA.....	27
3.2 TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	31
3.2.1 CONFIGURACIÓN DE LA TARJETA.....	33
3.2.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN DE LA TARJETA.....	35
3.2.3 EL CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL DE LA TARJETA.....	36
3.3 TRANSDUCTORES DE PRESIÓN.....	36
3.3.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS TRANSDUCTORES DE PRESIÓN DEL LABORATORIO.....	38
3.4 RUIDO PRESENTE EN EL SISTEMA.....	44
3.4.1 SEÑALES DE RUIDO.....	44
3.4.2 ANÁLISIS EN FRECUENCIA.....	48
3.4.3 DISEÑO DE LOS FILTROS IIR EN LabVIEW.....	50
3.4.3.1 FILTRO BUTTERWORTH.....	51
3.4.3.2 FILTRO CHEVYSHEV.....	52

3.4.3.3 FILTRO CHEVYSHEV INVERSO	53
3.4.3.4 FILTRO ELÍPTICO.....	53
3.4.3.5 PROCESO ESPECIAL.....	54
CAPÍTULO 4. EXPERIMENTOS Y RESULTADOS	57
4.1 OBJETIVOS.....	64
4.2 MÉTODO	64
4.3 RESULTADOS.....	64
4.4 VOLTAJE DE RUIDO EN RELACION CON LOS VOLTAJES DE INTERÉS.....	66
4.5 COMPARACIÓN ENTRE LOS DIFERENTES TIPOS DE FILTROS	66
4.6 COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO ENTRE LA FUENTE COMERCIAL Y LA FUENTE CONSTRUIDA.....	67
4.7 RESULTADOS CORRESPONDIENTES A LOS ESPECTROS EN FRECUENCIA OBTENIDOS DE LAS SEÑALES A LA SALIDA DE LOS TRANSDUCTORES.....	68
4.8 RESULTADOS CORRESPONDIENTES A LOS ESPECTROS EN FRECUENCIA OBTENIDOS DE LAS SEÑALES A LA SALIDA DEL FILTRO ELÍPTICO.....	70
4.9 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS DEL PERIODOGRAMA DE LA SEÑAL A LA SALIDA DE LOS TRANSDUCTORES	70
4.10 ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL PERIODOGRAMA DE LA SEÑAL FILTRADA POR UN FILTRO ELÍPTICO	72
4.11 TABLA RESUMEN CORRESPONDIENTE A LA SEÑAL SIN FILTRAR	74
4.12 TABLA-RESUMEN CORRESPONDIENTE A LA SEÑAL FILTRADA.....	75
4.13 RESULTADOS UTILIZANDO UN PROCESO ESPECIAL.....	75
4.14 PROGRAMA FINAL QUE ADQUIERE LOS DATOS DE LOS TRANSDUCTORES.....	76
CONCLUSIONES	78
REFERENCIAS	80
APÉNDICES	84
TÍTULOS DE LOS APÉNDICES	85

RESUMEN

El presente trabajo tiene como objetivo principal automatizar el sistema de adquisición y medición de datos de un reómetro que realiza la medición simultánea de propiedades de polímeros al corte y a la elongación. Siendo el único aparato existente en la actualidad que mide propiedades al corte y a la elongación de manera simultánea, permite además relacionar la historia de deformación del material con las propiedades elongacionales del mismo.

El reómetro fue diseñado en el Laboratorio de Reología del Instituto de Investigaciones en Materiales y se han escrito más de veinte artículos¹, desde 1992 a la fecha, relacionados con el mismo.

El desarrollo del presente trabajo consiste básicamente en la instalación del paquete LabVIEW 4.01, en la configuración de la tarjeta de adquisición de datos, en la conexión de los transductores hacia la tarjeta y en el análisis de la señal obtenida en la computadora para disminuir el ruido y permitir adquirir señales con la precisión específica de los transductores de presión utilizados.

Este trabajo es también una síntesis de la información sobre los transductores de presión que incluye la caracterización de los mismos y los factores que se deben tomar en cuenta para su instalación y para la adquisición de datos.

Parte de este trabajo se dedica a la construcción de la fuente de alimentación para los transductores, utilizando el conocido regulador LM317 en la configuración básica que muestran las hojas de especificaciones.

Por otro lado se plantea como solución al problema del ruido el filtrado de los datos con un filtro Elíptico pasa bajas, que toma en cuenta las características de la señal a medir, los transductores utilizados y sus ventajas sobre otros tipos de filtros como el Butterworth, el Chevyshev y el Chevyshev Inverso. Para realizar dicha comparación se hace un análisis en frecuencia de las señales a la salida de los filtros y de la señal a la salida de los transductores.

Para mejorar las características de ruido, a la salida de los filtros, se plantea la opción de utilizar un proceso especial de filtrado que reduce el ruido en un 40 % de su valor.

Por otro lado, se hace uso de un filtro no lineal como opción para procesar los datos (MEDIAN FILTER) planteando sus ventajas y desventajas.

¹ Para información adicional sobre el reómetro y para consultar las características de diseño del mismo ver las referencias 19 a 29.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Los materiales en fases fluidas presentan, en general distintos valores de viscosidad según el tipo de deformación o rapidez de deformación a la cual están sujetos. Así, la viscosidad al corte es la resistencia que ofrece un material a fluir bajo la acción de un esfuerzo transversal o de corte, y la viscosidad elongacional es la resistencia ofrecida por el fluido al someterse a un esfuerzo axial o de alargamiento.

Por lo tanto es sumamente importante medir simultáneamente la viscosidad al corte y la viscosidad elongacional bajo condiciones controladas de flujo, para establecer la dependencia entre ambas y poder predecir valores de viscosidad elongacional a partir de valores de viscosidad al corte.

Para flujos viscoelásticos y soluciones poliméricas, la Reometría tradicional consiste en la medición de tres propiedades fundamentales : viscosidad al corte, primera y segunda diferencia de esfuerzos normales. Dichas mediciones se realizan bajo un estado de deformación previamente conocido (esto es, flujo viscométrico) que permite caracterizar al material de acuerdo con una historia cuya rapidez de deformación es constante e impuesta mediante una geometría de flujo previamente analizada [1] (cilindros coaxiales en nuestro caso). Adicionalmente se pueden hacer experimentos usando una rapidez de deformación de tipo oscilatoria con objeto de obtener valores reales y complejos de las propiedades fundamentales del fluido.

Sin embargo, en el caso de mediciones de propiedades bajo condiciones de flujo elongacional, existen tan solo unos cuantos aparatos experimentales de laboratorio, ninguno a nivel comercial, los cuales ofrecen mediciones únicamente de viscosidad elongacional sin tomar en cuenta la historia previa de deformación o el valor correspondiente de viscosidad al corte.

En particular, no existe ninguno capaz de medir la viscosidad elongacional para el caso de soluciones poliméricas diluidas, a pesar de su importancia en situaciones prácticas (recuperación de petróleo, bio - reología, hemo - reología, etc.)

La viscosidad elongacional para el caso de fluidos lineales (Newtonianos) es constante e igual a tres veces el valor de la viscosidad al corte (relación de Trouton). Sin embargo, para fluidos poliméricos, la viscosidad elongacional llega frecuentemente a tener valores de varios órdenes de magnitud superiores a la viscosidad cortante. Esta propiedad es aprovechada en numerosos procesos industriales tales como la fabricación de fibras, películas de materiales poliméricos, cintas, láminas, etc. En recuperación secundaria y terciaria del petróleo, la viscosidad elongacional es primordialmente responsable del efecto de "empuje" del petróleo residual hacia la superficie después de la inyección de una solución polimérica diluida desde el fondo del pozo o yacimiento. Asimismo, la utilización de soluciones de alta viscosidad elongacional para la limpieza y descontaminación de lechos acuíferos debe empezar a ser considerada como una alternativa viable.

Diversos autores han comentado que el esfuerzo cortante simple es la forma común de deformación en el estudio reológico de materiales complejos y que se ha desarrollado relativamente poco trabajo en flujos extensionales. Atribuyen esta situación a la conveniencia experimental de hacer mediciones del esfuerzo cortante simple y a la considerable dificultad para llevar a cabo experimentos con un flujo elongacional a alta rapidez de deformación.

Cuando se trata de medir viscosidad elongacional, generalmente se mide ésta sin considerar la historia previa de deformación (dentro de ésta se encuentra la viscosidad al corte) de ahí que los resultados experimentales para el mismo material difieran en valores [28].

El dispositivo que nos ocupa es un reómetro [21] capaz de medir simultáneamente valores de viscosidad elongacional y al corte, para soluciones poliméricas diluidas y semi - diluidas. Las mediciones de viscosidad al corte se obtienen de un flujo viscométrico entre cilindros coaxiales el cual impone una historia de deformaciones controlada al fluido. Posteriormente se produce un flujo elongacional, aplicando succión (por vacío) a través de un orificio en la parte inferior del

espacio entre los cilindros coaxiales. El promedio del esfuerzo tensorial es medido en el aparato de Couette y el diámetro del filamento proporciona las mediciones instantáneas de la rapidez de elongación que son adquiridas a través de un sistema de adquisición de imágenes. Se analiza la influencia de una historia de deformaciones sobre las propiedades elongacionales mediante medidas de presión llevadas a cabo a través de sensores de desplazamiento, dispositivos de acondicionamiento de la señal y de un paquete de instrumentación electrónica (LabView 4.01). Dado que la presencia de ruido y perturbaciones en un sistema físico es una característica inevitable por su interacción con el ambiente es menester diseñar dispositivos que lo atenúen, éstos son llamados filtros.

1.1 FLUJO DE COUETTE

El flujo cortante simple se genera para mediciones de viscosidad al corte, siendo posible también obtener la primera diferencia de esfuerzos normales.

El flujo entre cilindros coaxiales es un flujo de Couette siempre que el espacio entre los cilindros sea pequeño en comparación con los diámetros de los mismos (relación 10 a 1). Para esta condición la rapidez de deformación se mantiene constante y podemos considerar que el flujo se da entre placas paralelas.

En nuestro caso tenemos un cilindro interior que gira a velocidad constante producida por un motor de cd mientras que el otro, exterior, permanece fijo; entre ellos se localiza la solución polimérica, los cilindros se diseñaron para que se produzca un flujo de Couette [19].

La rapidez de deformación se mantiene constante (como la velocidad del motor), por lo que el esfuerzo cortante se comportará de manera similar. Para obtener el valor de viscosidad al corte, medimos el torque total que actúa sobre el cilindro interior y lo dividimos entre la longitud del mismo, el área y la velocidad angular.

1.2 FLUJO ELONGACIONAL

Podemos generar un flujo elongacional [20] cuando un filamento de material se extiende homogéneamente a lo largo del eje x de tal suerte que todas las partes del mismo se deforman uniformemente. Se supone que en cada sección la razón de elongación es independiente de x y quizá una función del tiempo.

En general los fluidos Newtonianos tienen memoria, por lo cual la altura de los cilindros concéntricos debe ser grande; de esta forma el tiempo de residencia es infinito y el fluido "no se acuerda" de lo que le sucedió antes de salir, por lo que podemos considerar que el flujo es puramente elongacional a la salida del cilindro [26].

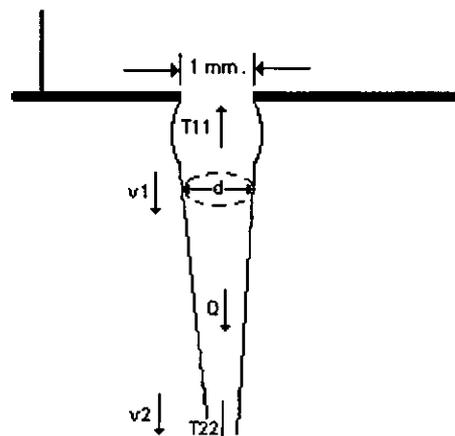


Figura 1. Filamento de fluido.

1.3 ANÁLISIS DE DATOS

El análisis de datos se realiza de la misma manera para un fluido Newtoniano y para una solución polimérica.

Considerando que el perfil de velocidad se conserva uniforme a lo largo del filamento (Figura 1) que sale de los cilindros (en este caso el orificio es de un milímetro), se puede conocer su velocidad uniaxial utilizando valores del diámetro y del gasto mediante :

$$v = \frac{4Q}{\pi d^2}$$

En donde:

v : velocidad a lo largo del filamento

Q : gasto

d : diámetro del filamento

La medida del gasto se obtiene por un el medidor de flujo digital (Figura 2) y se comprueba por un flujómetro analógico, el flujo se mide a la salida del tanque de agua después de pasar por una válvula de aguja que lo controla.

El flujo másico se controla mediante un globo al que se le introduce una cantidad de agua igual al flujo deseado y ésta es igual a la cantidad de polímero que se introduce a los cilindros.



Figura 2. Sistema de tanques.

Un elemento importante en el análisis de datos es el valor de la rapidez de elongación [24]. Cuando la longitud del filamento a la salida es pequeña, algunos autores [4] suponen que la rapidez de elongación se mantiene constante a lo largo de éste (esto fue comprobado en el trabajo de Motta y Morales [1]) con lo que podemos hablar de una rapidez de elongación

promedio a lo largo del filamento siendo que la rapidez de elongación $\dot{\epsilon}$ en cualquier sección del mismo es :

$$\dot{\epsilon} = \frac{dv}{dz} = \frac{v_2 - v_1}{z}$$

En donde:

v_2 : velocidad en la entrada del orificio inferior

v_1 : velocidad en la salida del orificio superior

z : longitud del filamento

$$\text{viscosidad elongacional} = \frac{T_{22} - T_{11}}{\dot{\epsilon}}$$

El cálculo de los esfuerzos de tensión (T_{22} y T_{11}) se realiza con ayuda de las presiones en el transductor 4 y 1 respectivamente [22].

Para realizar la medida del diámetro del filamento contamos con un sistema de detección de imagen que consta principalmente de una unidad de Control de Cámara MEGAPLUS y una cámara NIKON (Figura 3) que presenta una imagen del filamento en una computadora 486 Lanix. El filamento de líquido se genera por una bomba de vacío cuya presión es medida por un transductor en la base de los cilindros.



Figura 3. Posición de la cámara Nikon.

1.4 ARREGLO EXPERIMENTAL

El aparato (Figura 4 y 5) consiste básicamente de un viscosímetro de Couette de cilindros coaxiales en el cual el torque se mide como una función de la rapidez de corte. El fluido entra al viscosímetro a través del orificio I a un gasto constante, el cual es sometido a una rapidez de corte constante en el espacio entre los cilindros, antes de que salga a través del orificio O en la parte inferior del intersticio. La presión en el fluido es medida por medio de transductores de presión T, localizados en tres puntos del cilindro exterior (estacionario). Una vez que se logra el régimen estacionario se aplica succión en el orificio inferior de diámetro D , a través de un segundo

orificio de diámetro menor d , el cual está separado del primero una distancia z . Ambos orificios están alineados coaxialmente. El orificio menor está localizado sobre una placa móvil que está conectada a una bomba de vacío que provee la succión. Cuando el vacío es aplicado se forma un filamento entre ambos orificios; el filamento es elongado por un esfuerzo tensional el cual es medido directamente por los transductores de presión del cilindro exterior. La imagen del filamento es captada por medio de una cámara de video y, posteriormente es digitalizada con la ayuda de una computadora para obtener mediciones directas de la variación de los diámetros del filamento. Es esta variación la que proporcionará la rapidez de elongación a lo largo del mismo.

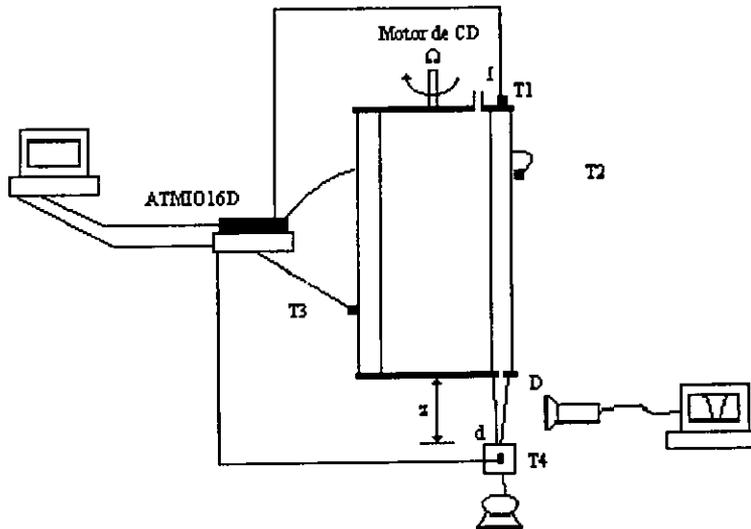


Figura 4. Esquema del arreglo experimental.



Figura 5. Fotografía del arreglo experimental.

1.5 MÉTODO PARA LA TOMA DE DATOS

1. Preparación de la solución polimérica un día antes de ser utilizada.
2. Almacenamiento de esta solución en el tanque de depósito de donde se bombea al viscosímetro por medio del tanque alimentador a presión constante.
3. Se introducen las condiciones iniciales en el programa de adquisición de datos. Estas dependen de la temperatura del medio y de la presión atmosférica.
4. Una vez que se tiene un gasto constante, se toman las lecturas de los transductores de presión con el sistema de adquisición de datos.
5. Se aplica succión por medio de una bomba de vacío y una vez que se establece el flujo elongacional, se toman las lecturas de los transductores de presión con el adquisidor.
6. El filamento de polímero se digitaliza con la cámara de alta resolución, y el sistema de medición de ancho de filamento nos proporciona los valores para ese instante específico.
7. Para el mismo gasto, succión y separación entre placas se somete al fluido a un flujo cortante antes de salir por el orificio y ser elongado lo cual se logra girando el cilindro interior del viscosímetro elongacional a una cierta velocidad angular.
8. Se adquieren los datos correspondientes para diferentes velocidades angulares.
9. Se detiene la bomba de vacío y el flujo de la solución polimérica.

1.6 OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL.

Obtener medidas de presión a través de los transductores de 700 mbar con una precisión de ± 1 centímetro de agua (100 Pa^1) y con el transductor de 10 bar con una precisión de ± 10 centímetro de agua (1000 Pa).

OBJETIVOS PARTICULARES

- Instalar la tarjeta de adquisición de datos a la computadora y configurarla para su uso en LabVIEW.
- Conectar los transductores a la tarjeta de adquisición de datos.
- Identificar las fuentes de ruido y perturbaciones que afectan al sistema.
- Diseñar una fuente de voltaje de +10 V para la alimentación de los transductores de presión.
- Generar un programa en LabVIEW que procese los datos de los transductores.

Los cálculos correspondientes al arreglo experimental [1] [25] y los experimentos realizados determinan que las variaciones de presión equivalen a 100 Hz, por lo que se considerará dicha frecuencia como la frecuencia de la banda de paso (bp).

La solución polimérica de la cual se han proporcionado resultados experimentales [23] es aceite Roshfrans para transmisión número 90 cuya densidad es de 848.7 kg/m^3 .

¹ Pa es el símbolo de la unidad de presión denominada pascal.

CAPÍTULO 2
LabVIEW 4.0.1

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) es un lenguaje de programación gráfico (G, del inglés *graphic*) que ha sido ampliamente adoptado por la industria para adquisición de datos y para control instrumental .

Comparte las ventajas de un lenguaje de programación y nos proporciona las herramientas gráficas para adquisición, análisis y presentación de datos. La ventaja más importante que ofrece es la creación de instrumentos virtuales (VI, del inglés *Virtual Instrument*) o programas que simulan un instrumento real que puede ser modificado por lo que presenta un costo muy por debajo de los instrumentos tradicionales.

Contiene menús de aplicaciones específicas para adquisición de datos, Bus de Interfase de Propósito General (GPIB, del inglés *General Purpose Interface Bus*), instrumentos de control serial, herramientas para análisis y almacenamiento de datos, así como programas para la presentación de los mismos.

Las herramientas de análisis contienen una multitud de funciones para la generación y procesamiento de señales tales como filtros, ventanas, herramientas estadísticas, regresión, álgebra lineal y arreglos aritméticos.

Por su naturaleza gráfica es un paquete de presentación de datos en diferentes formatos (gráficas XY, gráficas de tipo *Scope*, cartas de formas de onda, cartas de intensidad, etc.) que permite en su programación el uso de diagramas a bloques, lo que elimina el problema de la sintaxis que obscurece el objetivo del programa ; por otro lado es soportable por diversas plataformas ya que permite escribir un programa en una Macintosh y ejecutarlo en una computadora personal² (PC, del inglés *Personal Computer*).

Los programas en LabVIEW³ son llamados instrumentos virtuales, éstos constan de tres partes :

- El panel frontal. Es la interfase con un VI y simula el panel de un instrumento físico. Puede contener botones, ventanas, gráficas y algunos otros controles (entradas del usuario) e indicadores (salidas del programa). Los datos se introducen por medio del *mouse* o el teclado y los resultados se presentan en pantalla.
- El diagrama a bloques. Es el código fuente de un VI construido en el lenguaje G y constituye el programa realmente ejecutable. Los componentes de éste son instrumentos virtuales de bajo nivel, funciones, constantes y estructuras de control de la ejecución. El programador dibuja alambres para conectar los objetos apropiados de acuerdo al flujo de los datos entre ellos. Los objetos del panel frontal tienen terminales correspondientes en el diagrama a bloques para que los datos pasen del programa al usuario y viceversa.
- Para usar un VI como una subrutina⁴ en un diagrama a bloques de otro VI este debe tener un ícono y un conector. El ícono es una representación pictórica de un VI y es usado como un objeto en el diagrama a bloques de otro VI, en tanto que un conector de un VI es el mecanismo usado para transmitir datos hacia éste de otro VI cuando se le usa como un sub VI. Los conectores definen las entradas y las salidas de un VI que es usado como una subrutina.

² Para pasar de un programa realizado en una versión anterior de LabVIEW a la nuestra necesitamos salvarlo en la versión siguiente hasta llegar a la actual.

³ Al trabajar con LabVIEW necesitamos familiarizarnos con la siguiente terminología :

Scan : una adquisición o lectura de cada canal.

Number of scan to acquire : número de lecturas a adquirir por canal.

Scan rate : indica cuantas veces por segundo adquiere datos la tarjeta de los canales. Es la velocidad de muestreo.

Channel (canal) : es una entrada física en la tarjeta por la que se introduce una señal.

Device : número por el cual se reconoce la tarjeta de adquisición de datos dentro de la computadora.

Ícono : representación gráfica de un programa en LabVIEW ; instrumento virtual.

⁴ Un VI que es usado dentro de otro se le llama sub VI y es análogo a una subrutina.

Cabe señalar que los instrumentos virtuales son jerárquicos y modulares, esto quiere decir que se les puede usar como programas de nivel alto o subprogramas.

2.1 FILTROS EN LabVIEW.

De nuestro interés particular son las técnicas de diseño de filtros disponibles en LabVIEW, que pueden clasificarse de la siguiente manera :

- Ventanas de alisamiento.
- Respuesta infinita al impulso (IIR, del inglés *Infinite Impulse Response*) o filtro digital recursivo.
- Respuesta finita al impulso (FIR, del inglés *Finite Impulse Response*) o filtro digital no recursivo.
- Filtros no lineales.

En el presente trabajo se hace uso de los filtros IIR para procesamiento de la señal *en línea*, y de un filtro no lineal para procesamiento *fuera de línea* (*MEDIAN FILTER*).

Los filtros IIR⁵ son filtros digitales con respuesta al impulso de duración infinita. La ecuación en diferencia que los caracteriza es :

$$y_i = \frac{1}{a_0} \left(\sum_{j=0}^{N_b-1} b_j x_{i-j} - \sum_{k=1}^{N_a-1} a_k y_{i-k} \right)$$

En donde:

N_b : número de coeficientes b

N_a : número de coeficientes a

x : entrada

y : salida

Esta ecuación [5] indica que la muestra a la salida en el índice presente (i) de un conjunto de datos de la señal de entrada, es la suma de las entradas presentes y pasadas y de las salidas pasadas escaladas.

Algunas de las características de este tipo de filtros son :

- En la mayoría de los filtros IIR a_0 es 1 (función de transferencia normalizada).
- Los índices negativos de la ecuación anterior son cero en la primera ejecución ; debido a esto, ocurre un transitorio proporcional al orden del filtro antes de que éste alcance su estado estable. La duración del mismo para el caso de un filtro pasa bajas y pasa altas es igual al orden del filtro.
- La duración de la respuesta transitoria para un filtro pasa banda y supresor de banda es de dos veces el orden del filtro.
- Para eliminar el transitorio en ejecuciones sucesivas, se habilita la memoria estable a través de la terminal *init/cont* del VI (filtrado continuo) lo que genera que se iguale la secuencia de

⁵ La ventaja de este tipo de filtro sobre el FIR es que requiere de pocos coeficientes para llevar a cabo la operación de filtrado, por lo que es mas rápido y no requiere memoria extra ; sin embargo la respuesta en fase es no lineal.

- filtrado con el número de elementos de la secuencia de entrada.
- El filtro retiene los valores estables cuando se completa el filtrado.

Un tipo de filtro (Figura 6) no lineal que resultó particularmente útil es el que se conoce como *MEDIAN FILTER* [5] al que se le introducen dos tipos de datos : la secuencia a filtrar (arreglo unidimensional X) y el rango ,(valor entero r).

El proceso de filtrado consiste en tomar un subconjunto *i* de X centrado en el elemento *i* desde *i-r* y hasta *i+r*, (si los elementos están fuera del rango de X se les asigna un cero),

La salida *i* es la mediana⁶ de este arreglo.

Este proceso se realiza para todos los elementos del arreglo X.

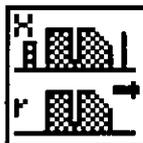


Figura 6. Ícono del *MEDIAN FILTER*

2.2 ADQUISICIÓN DE DATOS CON LabVIEW.

Aunque LabVIEW es una poderosa herramienta de simulación, es más frecuente usarla para adquirir datos de una fuente externa. Puede controlar tarjetas de adquisición de datos para adquirir o generar señales digitales o analógicas y facilita la transferencia de datos gracias al GPIB y del puerto serial de la computadora. El GPIB es frecuentemente usado para comunicación con osciloscopios, scanners y multímetros y para controlar instrumentos localizados remotamente. Con LabVIEW es fácil compartir datos con otras aplicaciones o computadoras ya que maneja varios protocolos.

Para adquirir los datos de la tarjeta de adquisición (DAQ, del inglés *Data Acquisition*) LabVIEW cuenta con ciertas estructuras, dependiendo de las necesidades.

En este caso se requiere capturar un gran número de datos por lo que es conveniente seleccionar los parámetros de adquisición en la primera ejecución. Para el efecto se cuenta con los siguientes programas :



Configura la operación de la entrada analógica, el hardware y la localización de un buffer en la memoria de la computadora, para un conjunto específico de canales.



Inicia la operación de entrada analógica al buffer. Controla la velocidad de adquisición de datos, el número de puntos a adquirir y el uso de alguna opción de disparo por

⁶ Sea *n* el número de elementos en una secuencia X y sea S la secuencia ordenada de X del valor mínimo al máximo. La mediana se define con la siguiente identidad :

$$mediana = \begin{cases} s_i & \text{si } n \text{ es impar} \\ 0.5(s_{k-1} + s_k) & \text{si } n \text{ es par} \end{cases}$$

$$\text{donde } i = \frac{n+1}{2}$$

$$\text{y } k = \frac{n}{2}$$

hardware.



Lee los datos localizados en el buffer. Puede controlar el número de datos a leer, la localización en el buffer a partir de la cual se leerán los datos y la presentación de éstos (en forma de voltaje o binaria). La salida es un arreglo bidimensional (2D) de datos donde cada columna corresponde a un canal de la lista de canales.



Borra la operación de entrada analógica, elimina el buffer creado en la memoria de la computadora y libera todos los elementos de la DAQ como los contadores.

Algunos elementos importantes sobre la adquisición de datos son :

- La velocidad de muestreo. Para el caso del programa que hace uso de la estructura *STRAIN CONV* es de 400 Hz y para el caso de los programas que usan algún tipo de filtro es de 1000 Hz.
- El intervalo de voltajes para la digitalización de la señal analógica. Para el caso de nuestros transductores el *limit setting*⁷ es ± 100 mV con una ganancia del amplificador de la tarjeta de 100 [3].
- El número de muestras a adquirir por periodo de muestreo es de 400 muestras.

2.3 SOLUCIONES AL PROBLEMA DE ADQUIRIR UNA SEÑAL DISMINUYENDO EL RUIDO.

La señal adquirida por los transductores es del orden de mV y el ruido también lo es, por lo que se produce una señal que no manifiesta variaciones de presión del orden de 100 Pa ó 1000 Pa dependiendo del transductor.

Para detectar la señal de interés de la señal de ruido se tienen las siguientes alternativas :

- Utilizar filtros IIR por sus bajos requerimientos de memoria y fácil programación. Esta opción presenta la ventaja de ejecución rápida del programa, por lo que no se pierden características de la señal real ; y no se necesita saber el tipo de configuración del puente que utilizan los sensores de presión.
- Si se considera que el valor promedio (Figura 7) del ruido es cero al trabajar con un número de muestras muy grande, se puede sacar el promedio de la señal tantas veces como sea necesario para reducir las variaciones producidas por el ruido en un intervalo pequeño de la señal. La idea principal para aplicar el procedimiento anterior es que en un intervalo de tiempo pequeño la señal se comporta como una señal de cd ; sin embargo, se necesita que la computadora sea lo suficientemente rápida para procesar un número considerable de datos. Como esto no sucede, esta alternativa tiene la desventaja de que conforme aumentamos el número de veces que promediamos se reduce la sensibilidad a las variaciones de presión, y los datos que se están leyendo corresponden a un instante muy alejado en el pasado al actual⁸.

⁷ Para controlar los voltajes máximos y mínimos de la señal analógica (precisión de muestreo) se cuenta con la estructura *limit setting* ; en la que se introduce el intervalo de valores de voltaje que generan los transductores de presión. Estos valores deben estar contenidos en el intervalo de voltaje que maneja la tarjeta. Esta estructura también controla la ganancia del amplificador de la tarjeta de adquisición de datos sin necesidad de ajustar interruptores dentro de la misma (ganancia programable).

⁸ Programa correspondiente en apéndice C1.

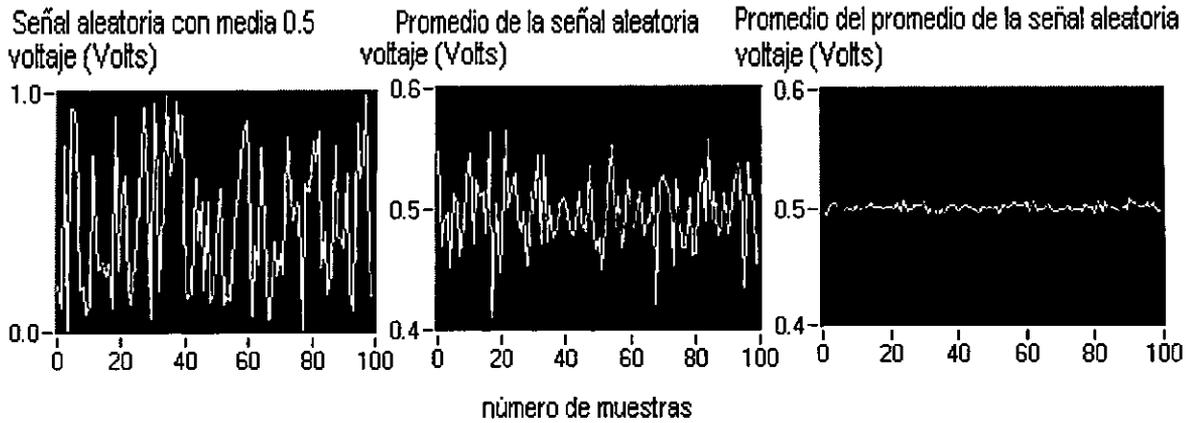
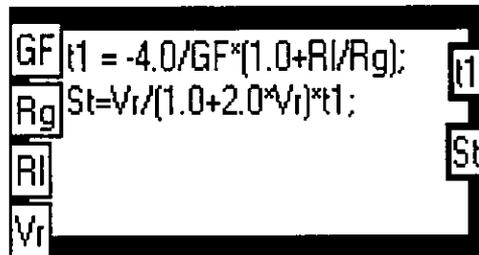


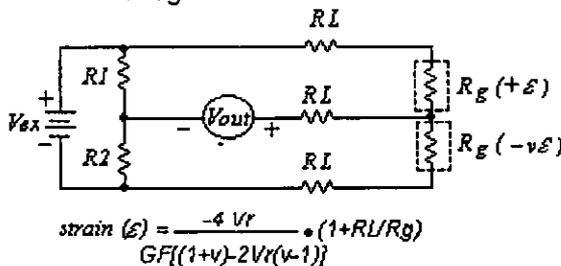
Figura 7. Al promediarse un cierto número de datos reducimos el nivel de ruido.

- Utilizar un promedio ponderado en el que se le dé más peso a los datos actuales (no se trabajó en este tipo de algoritmo).
- Utilizar un ícono de LabVIEW para adquirir las señales de los transductores.

El programa *STRAIN CONV* (Figura 8 y 9) procesa el promedio de un conjunto de datos muestreados para convertirlo en unidades de esfuerzo, nos presenta siete opciones a elegir para las configuraciones de los puentes en los que están colocados los sensores de desplazamiento



Programa *STRAIN CONV*



Puente de resistencias correspondiente a la opción *HALF BRIDGE 1* del programa *STRAIN CONV*

Figura 8.

y de acuerdo con ellos se aplica una fórmula que escala el valor de voltaje de acuerdo con los parámetros siguientes : Voltaje de excitación (V_{ex}), factor de galga (del inglés, *gauge factor*) (G_F), resistencia del cableado (R_1), valor nominal del sensor (R_g), razón de Poisson (ν), voltaje



Figura 9. Íconos del programa *PROMEDIO* y *STRAIN CONV*

inicial del sensor sin aplicar esfuerzo después de haberse montado en la configuración (V_{int}), tipo de configuración del puente con galgas extensiométricas (del inglés, *strain gage*)⁹.

Los sensores con los que trabajamos son puentes resistivos en circuito integrado por lo que se desconoce la configuración de los mismos; sin embargo, haciendo pruebas obtenemos que la opción 3, *HALF BRIDGE 1*, es la que mejor se acopla a nuestras necesidades.

El algoritmo del programa¹⁰ (*Final5.vi*) que utiliza los elementos arriba mencionados consiste básicamente de la siguiente estructura :

- Configurar la operación de la entrada analógica.
- En una estructura *DO-WHILE* :
 - Leer los datos localizados en el buffer.
 - Separar los datos por canal.
 - Promediar el número de lecturas por cada canal.
 - Pasar el promedio de los datos por el programa *Strain Conv.*
 - Convertir los valores de voltaje a valores de presión.
 - Presentar los datos en pantalla.
- A petición del usuario se calcula la ordenada al origen para cada transductor.

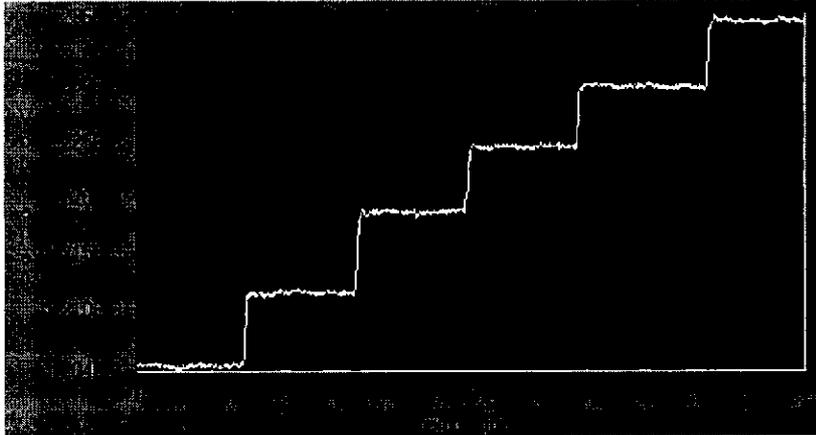


Figura 10. Ejecución del programa *FINAL5.vi*, fuente comercial, transductor de 10 bar.

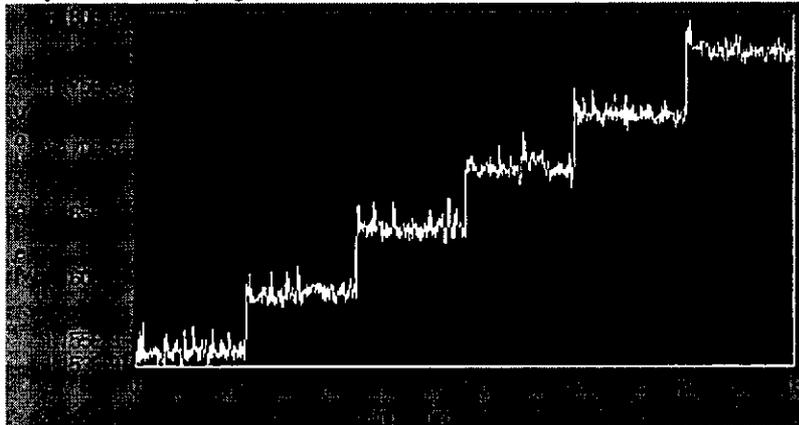


Figura 11. Ejecución del programa *FINAL5.vi*, fuente construida, transductor de 10 bar.

⁹ El valor de los parámetros anteriores son los nominales del programa *STRAIN CONV* pues se acoplan a los del fabricante del transductor [10].

¹⁰ Este programa se encuentra en *C : \LabVIEW \ REOMETRO \ FINAL5.vi*

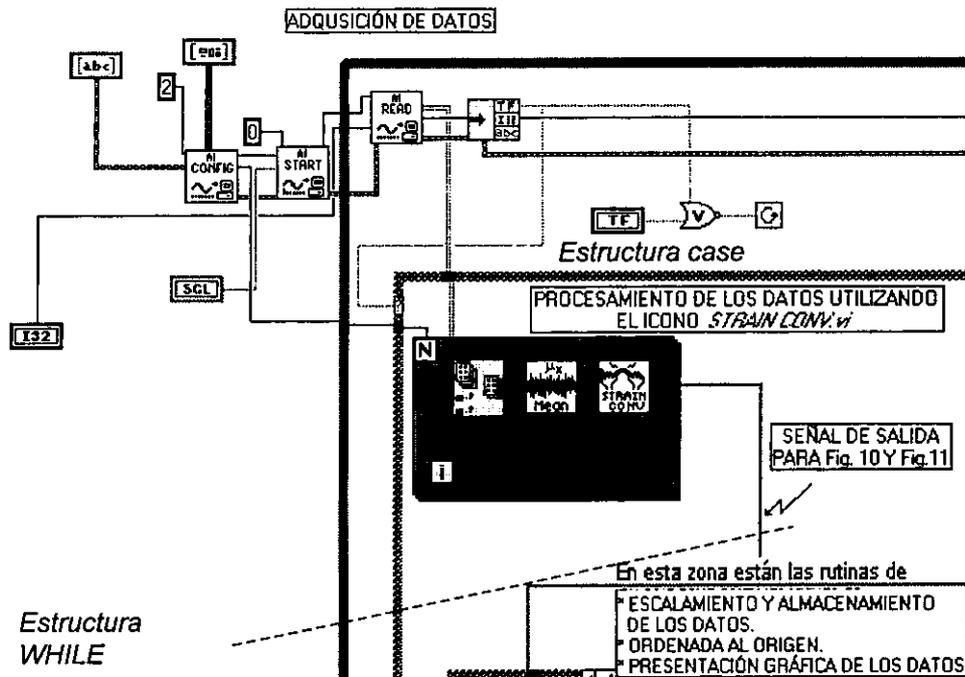


Figura 12. Diagrama a bloques de una parte del programa *FINAL5.vi*.

Para verificar que el programa *FINAL5.vi* toma lecturas con la precisión adecuada, se coloca sobre un transductor una columna de agua que varía un centímetro cada minuto, esto origina una serie de escalones cuyos voltajes correspondientes se presentan en el eje vertical. Nótese que no se observan los transitorios ocasionados por la introducción del agua, debido a que los datos se promedian antes de pasarlos por el programa *STRAIN CONV.vi*. Para el caso de la fuente comercial (Figura 10) el voltaje de ruido es mucho menor que en el caso de la fuente construida (Figura 11), sin embargo se distinguen perfectamente las diferencias en centímetros de agua. Esto es un resultado excelente ya que la precisión que se espera de los transductores de 10 bar es de ± 10 cm de agua. Para el caso del transductor de 700 mbar el voltaje de ruido es menor aún que en el caso de Figura 11. La desventaja de este programa es que la ejecución es lenta para la lectura de los cinco canales y además requiere de mucha memoria de la computadora.

2.4 ORDENADA AL ORIGEN DE LA CURVA DE TRANSFERENCIA DE LOS SENSORES.

La pendiente de la curva de transferencia de los sensores de presión es constante para el intervalo de operación de los mismos y el fabricante asegura que es semejante para diferentes transductores con el mismo valor nominal, no así su ordenada al origen o el valor de la presión para la cual el voltaje de entrada es cero. Esto es lo que llamamos ordenada al origen (Figura 13). Los datos que se requieren para calcularla son :

- La pendiente de la curva de calibración del transductor (m_s).
- El valor del voltaje y la presión en un punto cualquiera (v_s , y_s).

Sea:

y_s : equivalente en pascales de una columna de líquido expuesta a presión atmosférica y en reposo.

m_s : pendiente de la recta de calibración del transductor.

v_s : voltaje correspondiente a la columna de líquido.

y : equivalente en pascales de cualquier columna de líquido.

v : voltaje en volts correspondiente a cualquier columna de líquido.

b_s : ordenada al origen de la función de transferencia del transductor.

De la ecuación de una recta para la que conocemos un punto y la pendiente tenemos.

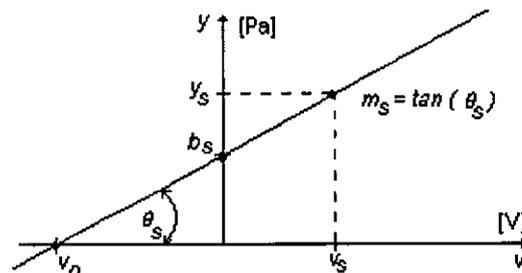
$$y_s = m_s v_s + b$$

Despejando b:

$$b_s = y_s - m_s v_s$$

Una vez que se tiene la ordenada al origen se puede calcular el valor de la presión para cualquier valor de voltaje con la siguiente expresión:

$$y = m_s v + (y_s - m_s v_s)$$



• Figura 13. Cálculo de la ordenada al origen.

- Filtrar los datos con un filtro IIR *en línea* y utilizar un *MEDIAN FILTER fuera de línea*¹¹.

Un *MEDIAN FILTER* atenúa el ruido de alta frecuencia mientras preserva la información de las aristas de la señal. Al aplicarlo a la salida de un filtro IIR logra una reducción del ruido de más del 50% (Figura 16); sin embargo, su uso no es viable *en línea* pues hace lento el proceso de adquisición de datos. Cabe señalar que el uso de este filtro está restringido a procesos en los cuales el ruido no es mayor al 50% de la señal, por lo que no se puede usar para filtrar directamente la señal a la salida del transductor.

El valor de r (rango, parámetro del programa *MEDIAN FILTER*) determina la magnitud de la atenuación del ruido, para valores mayores la atenuación es mayor (Figura 15 y 16).

En Figura 17 se muestra el diagrama de bloques que aplica un *MEDIAN FILTER* a un conjunto de datos previamente adquirido.

¹¹ En el apéndice B1 se encuentran otras gráficas que ejemplifican el uso de un *MEDIAN FILTER*.

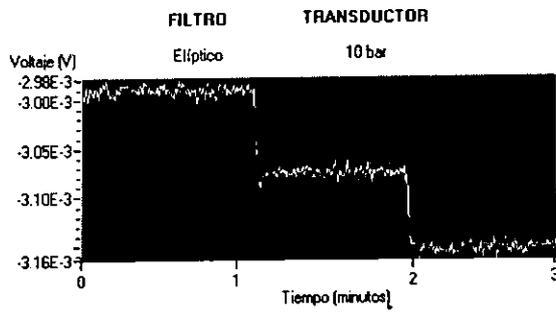


Figura 14. Señal filtrada por un filtro elíptico.

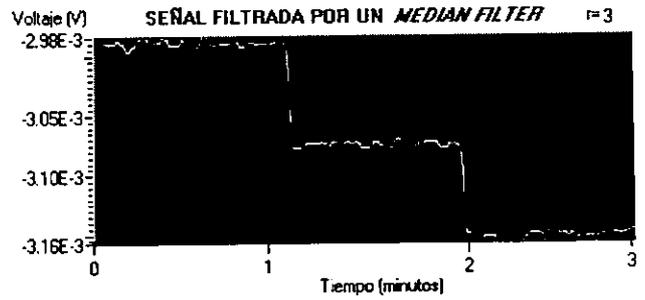


Figura 15. *MEDIAN FILTER* aplicado a la señal anterior ($r=3$, valor nominal)

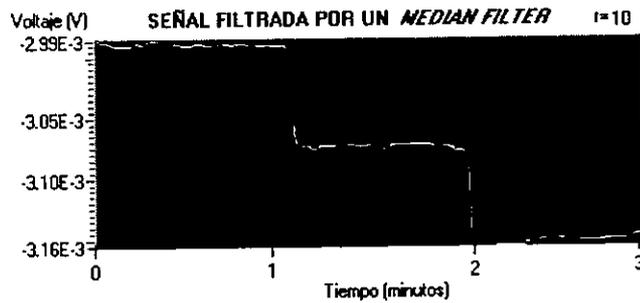


Figura 16. *MEDIAN FILTER* aplicado a la señal de la figura 14 ($r=10$)

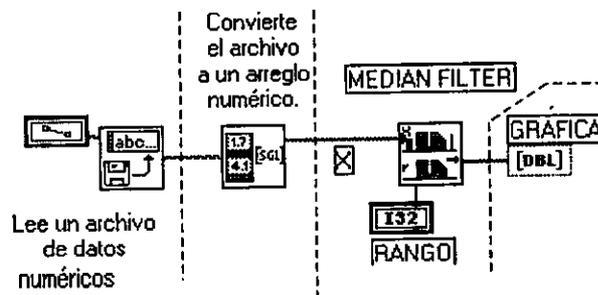


Figura 17. Diagrama de bloques del programa que genera las gráficas anteriores.

CAPÍTULO 3

INSTRUMENTACIÓN

3.1 FUENTE DE PODER

La señal para generar la corriente directa que alimentará a los transductores se toma de la línea principal de corriente, es por ello que se presenta el problema de estabilizar el voltaje en un valor determinado cuidando que el rizo de la señal de cd sea el mínimo posible.

Los parámetros de especificación de la fuente de cd que se requieren son :

- Voltaje de suministro principal 124.8 V
- Voltaje estabilizado de cd 10 V
- Corriente de salida máxima 30 mA
- 5 mA x 5 transductores 25 mA
- Corriente a la cual se enciende la protección de corto circuito 1 A

Adicionalmente se espera que la fuente cumpla con las siguientes características óptimas para el regulador de voltaje que se va a usar (LM317) :

- Estabilidad en temperatura 1 %
- Rizo remanente 3.54 μV_{rms}
- Niveles de ruido 0.3 mV_{rms}
- Regulación de carga 0.1%

Para hacer una fuente de alimentación de cd requerimos primero una fuente no regulada (Figura 18).

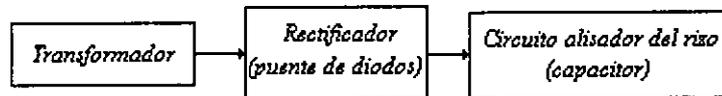


Figura 18. Diagrama de bloques de una fuente no regulada.

El transformador funciona como aislante entre las referencias de voltaje de la fuente y de la línea principal, reduciendo el voltaje de ésta para trabajar con un voltaje seguro¹².

El rectificador de onda completa a usar será un puente de diodos en circuito integrado a 1 A.

El proceso de alisamiento que realiza el capacitor se calcula examinando los periodos de carga y descarga del mismo; en primer lugar este dispositivo se carga hasta un valor cercano al pico del medio ciclo de ca y se descarga en la carga el resto del ciclo [6].

3.1.1 DISEÑO DEL FILTRO PARA LA FUENTE.

Una corriente de carga finita I_L causa que el voltaje en el capacitor caiga una cierta cantidad ΔV durante el ciclo de ca, que es lo que llamamos el voltaje de rizo pico a pico (Figura 19). Se puede calcular considerando la razón de descarga, despreciando el tiempo que le toma al capacitor cargarse; se asume que la descarga ocupa un tiempo T. Este desarrollo es razonable si el rizo es pequeño comparado con el voltaje de salida de cd¹³

¹² Por los requerimientos del LM317, el voltaje mínimo que debe suministrar el transformador es de 11.25 V_{rms}

¹³ Además de que los capacitores presentan una tolerancia de un 20% respecto a su valor nominal.

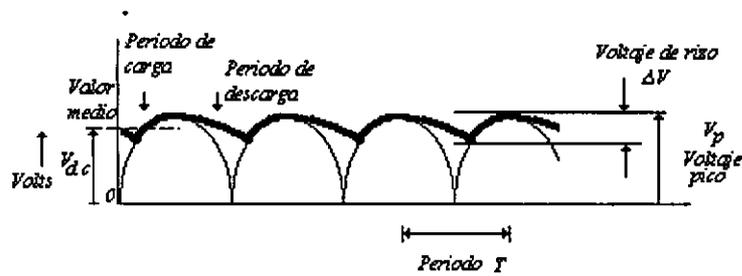


Figura 19. Señal de rizo producida por un rectificador de onda completa.

La carga eléctrica (Q) que fluye a través del capacitor C_1 durante un periodo de ca está dada por :

$$\Delta Q = I_L T \text{ coulombs}$$

I_L = valor medio de la corriente de carga

La caída en el voltaje del capacitor por periodo (voltaje de rizo pico a pico V_{pp}) es :

$$\Delta V_{pp} = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_L T}{C_1} = \frac{I_L}{C_1 f} \text{ volts}$$

$$[I_L]_u = A, [T]_u = s, [C_1]_u = F, [f]_u = \text{Hz}$$

Ya que el voltaje de rizo pico a pico es inversamente proporcional a la frecuencia (f), el rectificador de onda completa (Figura 19) es mejor que el de media onda pues la frecuencia del primero (120 Hz) es dos veces la frecuencia del segundo (60 Hz) lo que implica mas eficiencia.¹⁴

El voltaje de rizo obtenido anteriormente puede ser mejorado agregando un filtro pasa bajas.

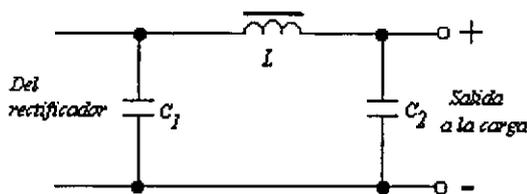


Figura 20. Filtro pasa bajas usando un inductor y un capacitor.

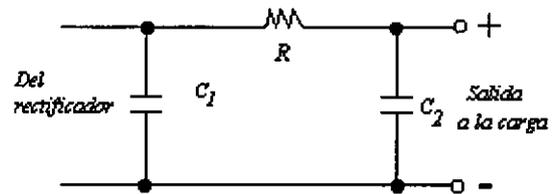


Figura 21. Filtro pasa bajas usando una resistencia y un capacitor.

La forma de onda del rizo es aproximadamente la de una onda triangular pero puede ser tratada con la teoría de ca ordinaria si se le considera como una frecuencia fundamental con una serie de armónicas. Y sin más refinamientos podemos considerar que si la frecuencia fundamental se atenúa adecuadamente entonces las armónicas, a mucha mayor frecuencia que la fundamental, se reducirán tanto que podremos despreciarlas.

De los dos tipos de filtros que pueden servir para el efecto se considera el de inductor - capacitor (Figura 20). El inductor tiene una impedancia alta a la frecuencia de rizo y una resistencia en cd baja por lo que no incrementa la resistencia de salida y no degrada la regulación de carga.

¹⁴ La frecuencia con la que se trabaja es la de la señal rectificada.

El otro tipo de filtro es el que utiliza una resistencia en lugar de un inductor (Figura 21) con lo que origina una degradación en la regulación de carga.

Para efecto de análisis se consideran las impedancias del inductor y del capacitor y se utiliza la fórmula para un divisor de voltaje ¹⁵ :

$$V_{rip(out)} = \frac{1/j\omega C_2}{j\omega L + 1/j\omega C_2} V_{rip(res)}$$

En la mayoría de los casos $\omega L \gg 1/\omega C_2$ entonces:

$$|V_{rip(out)}| \approx \frac{1}{\omega^2 LC_2} |V_{rip(res)}|$$

Al utilizar un regulador de voltaje podemos bajar el rizo de salida aún mas obteniendo buena regulación de carga, sin embargo esta disminución está limitada por el ruido a la salida del mismo.

3.1.2 EL REGULADOR LM317.

El LM317 [7] (Figura 22) es un regulador de voltaje positivo serie capaz de suministrar 1 A de corriente ; es fácil de usar y requiere solo dos resistores externos para fijar el voltaje de salida que se requiere.

Este tipo de regulador tiene un elemento de muestreo externo y la terminal de tierra está reemplazada por una de ajuste (ADJ). Esta terminal se conecta a un divisor de voltaje que funciona como una terminal de muestreo de voltaje para el amplificador de error interno y proporciona la corriente suficiente, a través de R1, para generar una referencia de voltaje.

El elemento de control interno (transistor NPN) que posee este regulador, es suficiente para permitir un suministro de corriente de hasta 1.5 A ; cuenta también con una protección contra sobre corriente y contra disipación de potencia interna excesiva.

Al LM317 se le conoce como "regulador flotante" porque mantiene su referencia de voltaje relativa al voltaje de salida ; por lo que para cualquier voltaje de suministro ajusta su punto de operación de tal forma que el voltaje a través de R1 en el divisor de voltaje R1-R2 sea V_{ref} (1.25V).

Si R1 es un potenciómetro el voltaje de salida puede ajustarse en un intervalo amplio (1.2 V a 37 V), siempre que el voltaje de entrada (V_{in}) sea el adecuado¹⁶ .

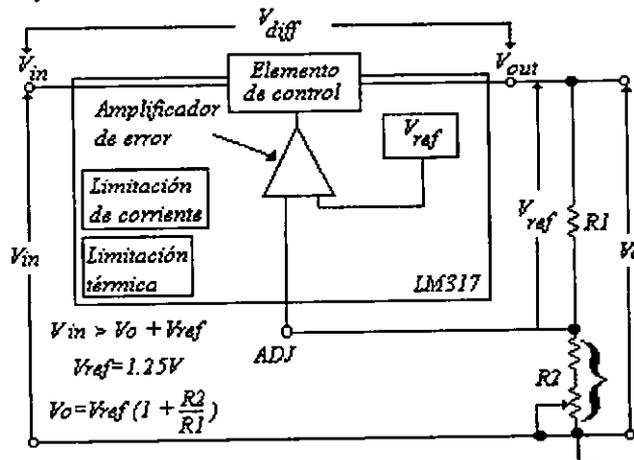


Figura 22. Diagrama a bloques del regulador LM317.

¹⁵ Para referirnos al voltaje de rizo hablaremos de voltaje de rizo rms por ser de naturaleza alterna.

¹⁶ El mínimo V_{in} debe ser mayor que $V_o + V_{ref}$ y el máximo no puede ser mayor que $V_o + 40V$.

Una característica de interés del LM317 es la de *supresión del rizo (ripple rejection)* que tiene un valor típico de 65 dB y puede incrementarse hasta 80 dB con ayuda de un capacitor de *bypass* de la terminal de ajuste (ADJ) a tierra.

El ruido inherente a la salida del regulador¹⁷ depende de la temperatura de juntura y del voltaje de salida del mismo. Por ejemplo, a una temperatura de juntura de 0 °C a 25 °C el voltaje de ruido es de 7 μV_{rms} y a un voltaje de salida de 10 V_{cd} es de 0.3 mV_{rms}

3.1.3 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DEL FILTRO.

DATOS	
Rizo a la salida del regulador (V_r)	3.54 μV_{rms} (5 μV_p)
Frecuencia de la onda rectificada (f)	120 Hz
Corriente de carga máxima (I_L)	30 mA
Ripple rejection del LM317	80 dB
$V_{\text{rip(out)P}} / V_{\text{rip(res)P}}$	0.1

Con base en la teoría anterior y en los datos de la tabla precedente, se calculan los valores siguientes¹⁸:

	Caso 1	Caso2
Inductor (L)	10.01 mH	4.01 mH
Capacitor (C₁)	250 μF	250 μF
Capacitor (C₂)	1800 μF	4200 μF

Al construirse la fuente de voltaje¹⁹ con los valores anteriores se obtuvieron los siguientes resultados²⁰ :

CON CIRCUITO LC				
Voltaje de rizo :	Valores medidos		Valores esperados	
	Caso 1	Caso 2	Caso 1	Caso 2
A la salida de C₁	494.1 mV_{rms}	335.2 mV_{rms}	354 mV_{rms}	354 mV_{rms}
A la salida de C₂	32.24 mV_{rms}	29.6 mV_{rms}	35.4 mV_{rms}	35.4 mV_{rms}
Voltaje a la salida del LM317	3.30 mV_{rms}	3.04 mV_{rms}	0.3 mV_{rms}	0.3 mV_{rms}

SIN CIRCUITO LC	
Rizo a la salida de C₁	302.4 mV_{rms}
Voltaje a la salida del LM317	2.86 mV_{rms}

En vista de que los voltajes de salida del LM317 son muy parecidos tanto en el caso 1 y 2 como en el circuito sin filtro LC, es más conveniente colocar un capacitor C₁ más grande que el calculado y repetir las mediciones.

¹⁷ Las hojas de especificaciones del LM317 están en el apéndice A1 .

¹⁸ El proceso de cálculo está en el apéndice B2.

¹⁹ Los diagramas de los circuitos utilizados están en el apéndice B4.

²⁰ Las gráficas de las señales correspondientes a los voltajes medidos se encuentran en el apéndice B3.

CON CIRCUITO LC		
L	4.01 mH	
C ₁	4700 μF	
Voltaje de rizo :	Valores medidos :	Valores esperados :
A la salida de C₁	23.2 mV _{rms}	18.5 mV _{rms}
A la salida de C₂	4.64 mV _{rms}	1.85 mV _{rms}
Voltaje de ruido a la salida del LM317	2.95 mV _{rms}	0.3 mV _{rms}

SIN CIRCUITO LC	
C ₁	4700 μF
Rizo a la salida de C₁	23.20 mV _{rms}
Voltaje a la salida del LM317	2.85 mV _{rms}

FUENTE COMERCIAL ²¹	
Voltaje a la salida	3.516 mV _{rms}

Al realizar una comparación de la señal de salida en las diferentes configuraciones se descubre que los voltajes de ruido a la salida son muy similares entre ellos, por lo que se decide realizar la fuente para el caso en que C₁=4700 μF sin utilizar filtros adicionales.

Se observa que si se coloca el capacitor a la salida del regulador, como lo sugieren las hojas de especificaciones, aumenta el voltaje de ruido a la salida del mismo, por lo que dicha sugerencia se omite.

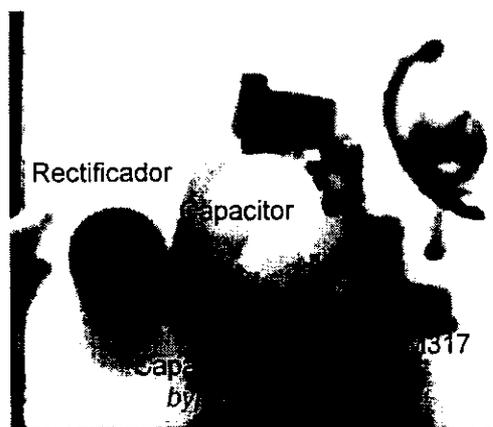


Figura 23. Localización de las componentes de la fuente construida.

²¹ Hewlett Packard E3631A ; fuente variable de -15 a +15 V y de 0 a 4 A.

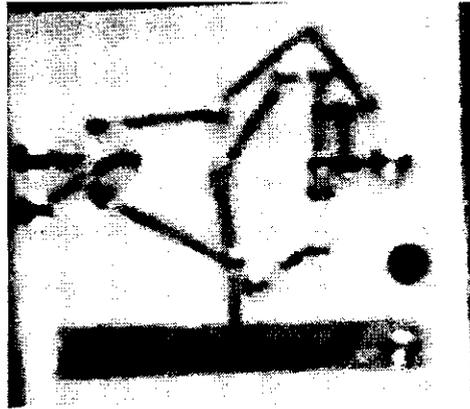


Figura 24. Circuito impreso de la fuente construida

3.1.4 PRUEBAS REALIZADAS A LA FUENTE DE CD CONSTRUIDA



Figura 25. Conexión de la fuente de alimentación a los transductores.

Las pruebas siguientes se realizaron a la fuente de alimentación en la posición final que se observa arriba. En dicha foto puede verse el dispositivo de entrada de las terminales de la tarjeta, los cables de conexión de las terminales de los transductores y el cable de conexión de las terminales de la tarjeta a la computadora ; así como el transformador y el circuito de la fuente :

- Cálculo del porcentaje de regulación de carga²² :

$$\% \text{ regulación} = \frac{(\text{voltaje sin carga}) - (\text{voltaje con carga completa})}{\text{voltaje con carga completa}} * 100 =$$

$$\frac{10.016 - 10.009}{10.009} * 100 = 0.07\%$$

Valor medidor	Valor esperado
0.07%	0.1% ²³

- Estabilidad en el tiempo y contra variaciones en la temperatura.

El voltaje a la salida del LM317 depende del voltaje de referencia, el cual se puede medir en la terminal de ajuste (ADJ), por lo que para determinar la variación del voltaje de salida con la temperatura se colocó un sensor de temperatura (LM35) cerca de la terminal de ajuste (ADJ) del LM317 de la fuente construida. Durante aproximadamente 24 horas se obtuvieron las lecturas del voltaje y de la temperatura con LabVIEW.

Las gráficas de las cuales se obtuvieron los datos son las siguientes :

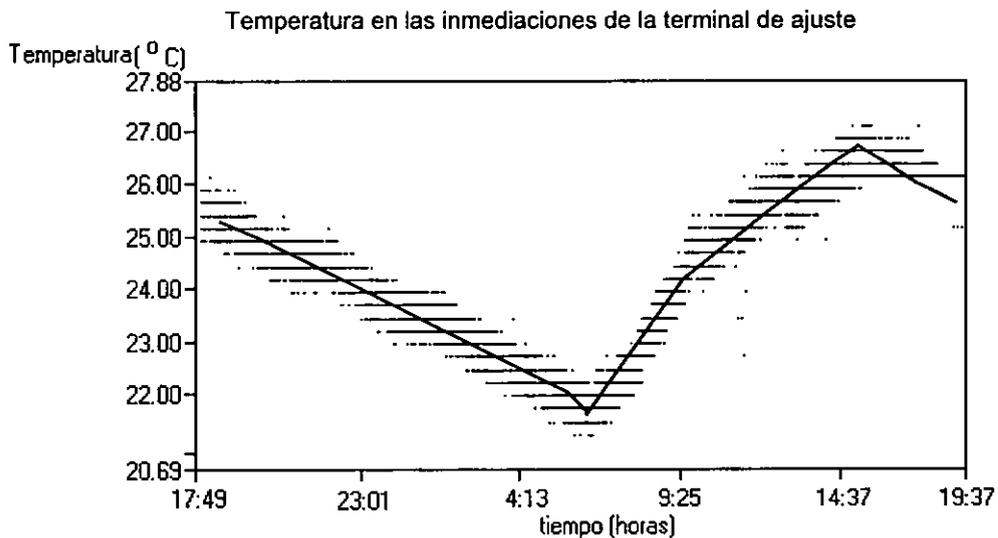


Figura 26. La variación de la temperatura en las inmediaciones de la terminal de ajuste es de 7 °C. Por el ruido que se genera desde el sensor hasta la toma de la lectura se observa una franja. La línea continua trata de aproximar la gráfica a su valor medio.

²² El porcentaje de regulación a la salida es pobre (alto porcentaje) cuando la resistencia interna es alta.

²³ Las hojas de especificaciones del LM317 están en el apéndice A1.

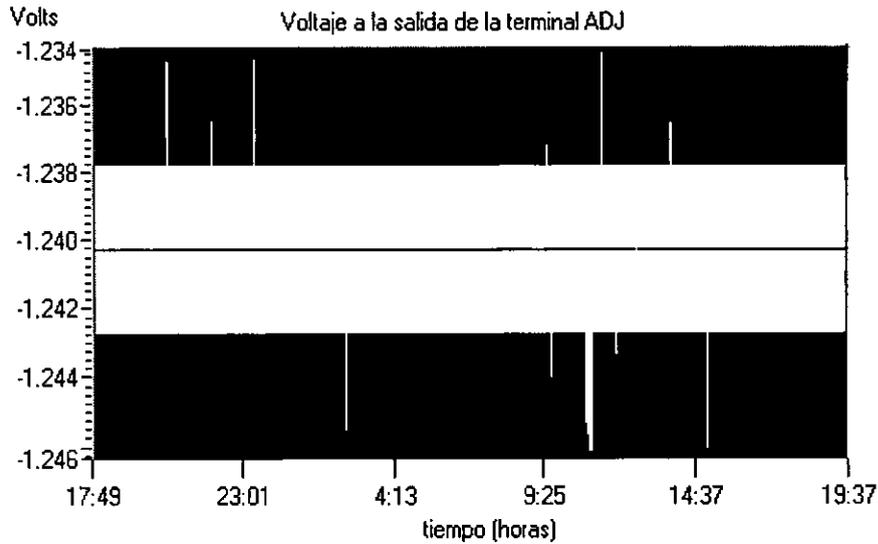


Figura 27. Variación del voltaje debido a la temperatura en la terminal ADJ del regulador LM317. Observamos que la franja, producida por el ruido que genera la fuente construida, es simétrica respecto a 1.242 V. Si el voltaje variara respecto a la temperatura, se observaría una franja parecida a la de Fig. 8 por lo que podemos decir que la variación en el voltaje de la terminal ADJ es cero. Nótese que se observan algunas variaciones aleatorias del voltaje y que se catalogan como ruido impulso producido por el voltaje de línea.

Los resultados son los siguientes :

Variación en la temperatura	27-21=6 °C	
Variación en el voltaje producida por el ruido	1.243-1.238=5 mV _{pp} ≈ 3m V _{rms}	
Variación del voltaje producida por la temperatura	≈ 0 V	
Variación en el tiempo	92,880 s	
Variación de la temperatura respecto al tiempo	64.6 μ °C/s	
Variación del voltaje respecto al tiempo	53.8 nV/s	
	Valor medido	Valor esperado
Variación del voltaje respecto a la temperatura	≈ 0 V/°C	5.6 μV/°C ²⁴

- Voltaje de ruido.

Con del osciloscopio HP 54645 A se obtuvieron las gráficas del voltaje de ruido cuando se conectan cuatro transductores a la tarjeta para la fuente comercial y la que se construyó.

	Fuente construida		Fuente comercial
	Valor medido	Valor esperado	
Voltaje de ruido	3.417 mV _{rms}	0.3 mV _{r.m.s.}	5.122 mV _{rms}

Las gráficas de las cuales se obtuvieron las tablas anteriores son las siguientes :

²⁴ En las hojas de especificaciones se observa que la variación del voltaje de referencia para el intervalo de temperatura que medimos es muy pequeño, apéndice A1.

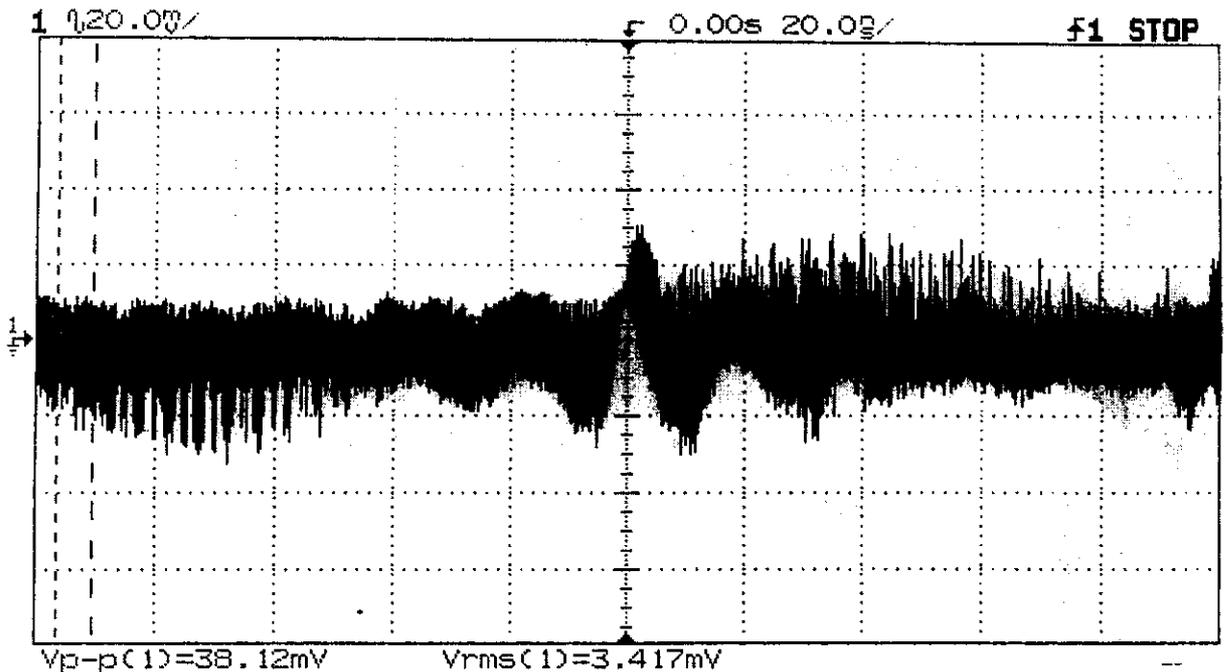


Figura 28. Voltaje de ruido²⁵ a la salida de la fuente construida a plena carga. Esta gráfica muestra el voltaje de ruido cuando se tienen 20 nanosegundos por división en el osciloscopio; señales parecidas a la de la figura se presentan a lo largo del tiempo, pero los osciloscopios convencionales solo muestran un patrón aleatorio como el de Figura 30 cuando se tiene 100 milisegundos por división.

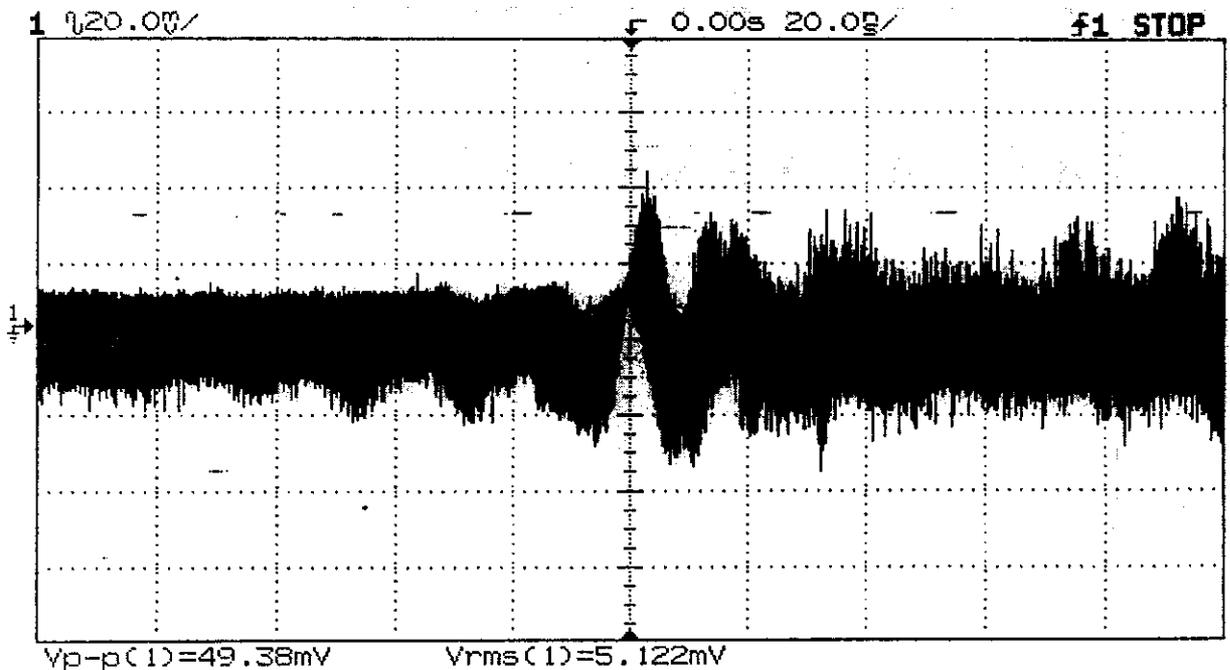


Figura 29. Voltaje de ruido a la salida de la fuente comercial. En relación con el voltaje de ruido de la fuente construida éste presenta un valor rms mayor, porque el diseño de la fuente comercial es para un intervalo de voltaje, de corrientes y de carga variables; no así el diseño de la fuente construida, específico para cinco transductores.

²⁵ Las gráficas de la figura 28 a la 31 fueron obtenidas con un osciloscopio HP54645A.

Las gráficas siguientes corresponden al voltaje de ruido de la fuente construida y la comercial pero con 100 milisegundos por división en la pantalla del osciloscopio.

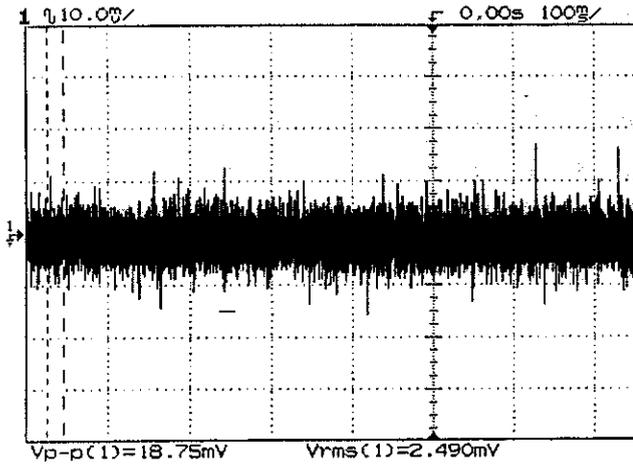


Figura 30 Señal de ruido a la salida de la fuente construida

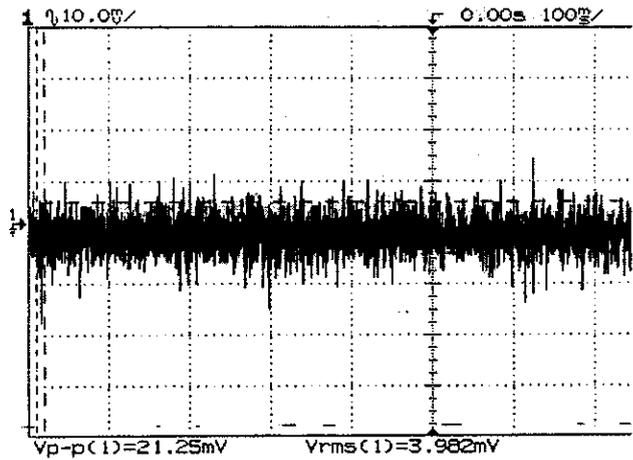


Figura 31. Señal de ruido a la salida de la fuente comercial

3.2. TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS.

Las ventajas de realizar un procesamiento digital de señales son las siguientes :

- Programabilidad .Da la posibilidad de usar el mismo hardware para implantar diferentes elementos para procesar la señal.
- Estabilidad . El desempeño a diferentes intervalos de temperatura o tiempo siempre es el mismo en el Procesador Digital de Señales (DSP, del inglés *Digital Signal Processor*) dentro del intervalo de operación para el que fue diseñado ; a diferencia de los elementos analógicos que presentan corrimientos en *offset*, temperaturas de *bias*, interferencia, envejecimiento de las componentes, etc.
Además el DSP puede ser programado para compensar y detectar cambios en las partes analógicas o mecánicas del sistema completo.
- Repetibilidad . Los elementos que componen los sistemas analógicos tienen tolerancias o intervalos en los cuales se garantiza su operación, mientras que los sistemas digitales son inherentemente repetitivos
- Fácil implantación de algoritmos adaptables . Un DSP puede adaptarse a cambios en las variables ambientales. El algoritmo adaptable calcula el nuevo parámetro y lo guarda en memoria, sustituyendo el valor anterior. Si bien los sistemas analógicos tienen un cierto grado de adaptabilidad, un cambio complejo en sus características está lejos de sus posibilidades.
- Funciones especiales . Hay algunas técnicas de procesamiento de señales que no se pueden llevar a cabo en sistemas analógicos tales como filtros de fase lineal, otras son más fáciles de implantar en forma discreta como es el caso del filtro supresor de banda con frecuencia de corte por pasos.

El laboratorio de Reología cuenta con una tarjeta de adquisición de datos AT-MIO-16DL-9²⁶ (181965-01) con dos secciones lógicas :

²⁶ En el apéndice A5 se encuentra un esquema de la tarjeta.

1. MIO-16 (Multifunction Board)²⁷

Las principales características de esta sección son :

- Un convertidor A/D de 12 bits
- Dos convertidores D/A de 12 bits con salidas de voltaje
- Diez y seis entradas analógicas en su configuración *single-ended* u ocho canales en modo diferencial (expandibles con SCXI y AMUX-64T)
- La velocidad de conversión es de 9 μ s que garantiza razones de transferencia de hasta 100 mil muestras/segundo.
- Buffer FIFO A/D de 512 palabras.
- Ganancias programables de 1, 10, 100 y 500 ó 1, 2, 4, 8.
- Dos salidas analógicas
- Doce bits de resolución
- Ocho líneas digitales I/O compatibles con TTL capaces de proporcionar hasta 24 mA de corriente.
- Tres canales *counter/timer* de 16 bits.

2. DIO-24

Es una interfase digital I/O paralela de 24 bits para PC controlada por un PPI 82C55A flexible y potente cuando se requiere hacer una interfase con equipos periféricos, puede operar en modo uni y bi direccional y puede generar salidas solicitadas durante las interrupciones.

Las principales componentes²⁸ de la sección MIO-16 se enuncian a continuación :

- Circuito de la interfase de canal PC AT I/O. Es un adaptador de canal de 16 bits de tamaño lleno y consiste de un bus de direcciones de 24 bits, un bus de datos de 16 bits y un bus de arbitraje de la memoria de acceso directo (DMA), líneas de interrupción y varias señales de soporte y de control.
- Circuito de adquisición de datos y entrada analógica
- Circuito de salida analógica
- Circuito I/O digital
- Circuito I/O del contador
- Bus *RTSI (Real Time System Integration)* para la comunicación entre tarjetas. Permite expandir la adquisición de datos de una tarjeta de 16 canales a nx16, donde n es el número de tarjetas perfectamente sincronizadas.

La sección de entrada analógica de la tarjeta MIO consta del convertidor digital analógico, el circuito de entrada analógica, el amplificador de instrumentación y el circuito de muestreo y retención (*sample and hold*).

Al instalar LabView se crea el archivo ejecutable *WDAQCONF* que permite la instalación de la tarjeta [3].

²⁷ En el apéndice A6 y A7 se encuentra un esquema de sus terminales.

²⁸ Ver apéndice A8.

3.2.1 CONFIGURACIÓN DE LA TARJETA.

Las direcciones de memoria de los parámetros que se necesitan para que la computadora se comunique con la tarjeta son :

- Base I/O Address 0120_H Indica en que parte de la computadora están los registros de la tarjeta.
- DMA channel 6/7 Método de transferencia de datos de la tarjeta a la memoria RAM de la computadora en forma directa.
- IRQ levels 9/15 Es el nivel de interrupciones que usa la tarjeta para introducir datos que están listos para ser leídos sin tener que estar verificando su presencia constantemente.

Otros elementos para la instalación de la tarjeta son el tipo de *bus* y el número de dispositivo.

- *Bus ISA*
- *Device Number 2*

En la barra de menú *Device Number 2* del programa WDAQCONF aparece la opción *test* que al ser ejecutada indica si existe algún tipo de error en la instalación de la tarjeta.

Con la opción *Hardware* se le permite al usuario configurar la entrada analógica :

- Polarity range : -10 to +10
- Mode : Differential

Además de esta configuración se requiere que los puentes (*jumpers*) de la tarjeta estén colocados en las posiciones que se mencionan en [3].

La tarjeta de adquisición de datos puede medir señales que están dentro de estas categorías :

- Señales en modo diferencial.
- Señales con terminal simple con referencia.
- Señales con terminal simple sin referencia.

El modo de entrada a la tarjeta que se está utilizando es el diferencial (DIFF) con resistencias de polarización (*bias*) , que consta de ocho canales seleccionados por el fabricante ; el intervalo de voltajes de entrada es de -5 V a +5 V (bipolar)²⁹.

Las razones por las cuales se eligió este modo de entrada son las siguientes :

- Las señales a medir son menores a 1 V.
- Las conexiones se dan a través de cables largos.
- Exista un ambiente ruidoso por la presencia de transformadores, computadoras y motores.

La selección de la polaridad y del intervalo de entrada hacia la tarjeta depende de los valores de voltaje a la salida de los transductores, un intervalo de voltajes amplio puede adaptarse a variaciones elevadas de la señal sacrificando resolución.

²⁹ Los voltajes de entrada fuera del intervalo anterior ocasionan que el amplificador se sature.

Para mejores resultados el intervalo de entrada debe adaptarse tanto como sea posible al intervalo esperado de la señal de entrada a través de la estructura *limit setting* de LabVIEW.³⁰ La fuente de la señal que se maneja en los transductores es del tipo flotante ; esto es, la señal de voltaje no está referida a ninguna tierra común. Esto reporta la ventaja de que el ruido que el transductor pudiera captar de la atmósfera se reduce ; además se incrementa la señal en modo común y con ello la supresión del ruido que pudiera tomarse a través de la conexión a tierra. También permite que las señales de entrada estén dentro de los límites en modo común del amplificador de instrumentación de entrada.

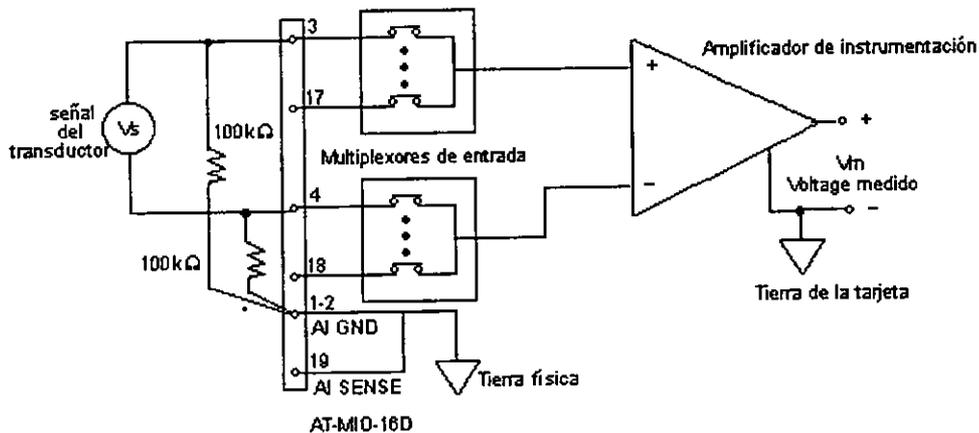


Figura 32. Conexión de la señal del transductor a la tarjeta en el modo diferencial

Con referencia a la Figura 32 se tiene que las resistencias de 100 kΩ (sus valores van de 10 kΩ a 100 kΩ) crean un camino de regreso a tierra para las corrientes de *bías* del amplificador de instrumentación. Si no se proporciona este camino, estas corrientes cargan las capacitancias parásitas ocasionando corrimientos no controlables y posible saturación en el amplificador. Aunque estas resistencias son necesarias cuando se acoplan señales de a. c., la impedancia de entrada de cada canal baja. Esto origina una corriente de *offset* de entrada máxima de ± 15 nA y un corrimiento en la corriente de *offset* típico de ± 20 pA, que al ser multiplicadas por el resistor de 100 kΩ contribuyen a un voltaje de *offset* máximo de 1.5 mV y un voltaje de corrimiento del *offset* de $2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ en la entrada.

Si la señal de entrada está acoplada por cd entonces solo se necesita conectar un resistor de la entrada negativa a tierra. Esta conexión no baja la impedancia de entrada.

Los intervalos de voltaje que se pueden introducir en las entradas analógicas (de la terminal 1 a la 19) cuando la tarjeta funciona en el modo diferencial son :

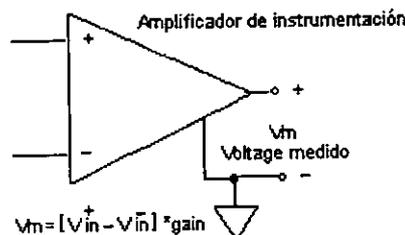


Figura 33. Amplificador de Instrumentación.

³⁰ Ver página 14 del capítulo 1.

- Intervalo de entrada en modo diferencial $\pm 5 \text{ V}$
- Intervalo de entrada $\pm 12 \text{ V}$
- Intervalo de entrada en modo común $\pm 9.5 \text{ V}$

3.2.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN DE LA TARJETA.

El amplificador de instrumentación³¹ (Figura 33) de la ATMIO-16D cubre dos propósitos. En primer lugar convierte una señal de entrada diferencial en una señal referida a la tierra de la tarjeta para una razón de supresión en modo común mínima de 75 dB. Esta conversión permite que la señal de entrada analógica sea extraída de un voltaje en modo común o de un voltaje de ruido antes de ser muestreada y convertida. Por otro lado, el amplificador proporciona a la señal analógica de entrada una ganancia que la amplifica antes de ser muestreada o convertida y por lo tanto incrementa la resolución y exactitud en la medida.

Otra característica del amplificador es que su impedancia de entrada es alta, $1 \text{ G}\Omega$, lo que permite que se puedan amplificar señales de voltaje pequeñas. Se recomienda que la impedancia de carga a la entrada del amplificador (la de los transductores de presión) sea mayor de $100 \text{ k}\Omega$.

Las señales son dirigidas a la terminal + y - del amplificador a través de multiplexores. El amplificador convierte las señales de entrada a una señal que es la diferencia entre las dos, multiplicada por la ganancia seleccionada³².

Algunas características importantes del amplificador son las siguientes [3]:

Razón de supresión en modo común	$75 \text{ dB}_{\text{mín}}$
Corriente de entrada de <i>bias</i>	$\pm 25 \text{ nA}_{\text{máx}}$
Corriente de offset de entrada	$\pm 15 \text{ nA}_{\text{máx}}$
Voltaje de offset de entrada	$\pm 2 \text{ mV}$
Corrimiento por temperatura del voltaje de offset de entrada	$\approx 166 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Figura de ruido del sistema	$0.5 \text{ LSB}^{33} \text{ rms}$ para una ganancia de 100.

El ruido del sistema es la cantidad de ruido presente en el convertidor A/D cuando no hay señal presente en la entrada de la tarjeta. Sin embargo, la cantidad de ruido que presenta directamente el convertidor A/D no es necesariamente la cantidad real de ruido presente en el sistema. El ruido depende del valor medio del mismo y de su magnitud rms, National Instruments determinó que el carácter del ruido en la tarjeta es de naturaleza Gaussiana y la especificación de figura de ruido es la cantidad de ruido Gaussiano puro que permite realizar una lectura.

³¹ Ver apéndice A9.

³² La entrada diferencial es para rechazar interferencia en modo común de naturaleza aditiva.

³³ Bit menos significativo (LBS, del inglés Least Significant Bit)

3.2.3 EL CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL DE LA TARJETA.

La velocidad de muestreo de la tarjeta de adquisición es hasta 100 mil muestras/segundo. Ésta depende del tiempo de conversión y el tiempo de retención y muestreo (2 μ s), también depende de la ganancia del sistema.

La resolución del convertidor analógico digital es el número de bits usados para representar una señal analógica ; esto es, cuántas divisiones tiene el intervalo de voltajes a muestrear.

La resolución de la tarjeta y el intervalo de voltajes de entrada a la misma determina el cambio más pequeño que se puede detectar en el voltaje de entrada.

TRANSDUCTOR DE 700 mbar

$$\text{ancho de código} = \text{cambio de voltaje más pequeño} = \frac{\text{intervalo de voltaje}}{2^{\text{resolución}}} = \frac{100.29 \text{ mV}}{2^{12}} = 2.448 \times 10^{-5} \text{ V}$$

TRANSDUCTOR DE 10 bar

$$\text{ancho de código} = \frac{100.15 \text{ mV}}{2^{12}} = 2.445 \times 10^{-5} \text{ V}$$

Los valores anteriores son los que corresponden a la precisión del convertidor A/D y corresponden al valor del LSB correspondiente a un incremento de voltaje que se genera por un ciclo de reloj del contador del convertidor A/D.

3.3 TRANSDUCTORES DE PRESIÓN

Un transductor es un dispositivo que responde a una cantidad física mediante una señal eléctrica.

La galga extensiométrica es un sensor activo elástico resistivo (membrana elástica) cuya resistencia es función de la deformación producida por una fuerza.

Este tipo de sensor basa su funcionamiento en el efecto piezorresistivo que establece que los materiales cambian su resistencia eléctrica cuando se deforman mecánicamente, esto es, cuando se les aplica una fuerza.

El factor de *gauge* S_e del conductor (sensibilidad del elemento sensor de desplazamiento) caracteriza el efecto piezorresistivo y se expresa por la siguiente relación :

$$\frac{dR}{R} = S_e e \quad e = \frac{dl}{l} \quad \begin{array}{l} e \equiv \text{elongación del alambre} \\ l \equiv \text{longitud del alambre} \\ R \equiv \text{resistencia del alambre} \end{array}$$

$$S_e = 2l'$$

Los valores de S_e para alambres metálicos son de 2 a 6 y para semiconductores de 40 a 200.³⁴ Para variaciones en la resistencia que no excedan 2 % (como sucede generalmente) la resistencia del alambre es de $R = R_0(1+x)$ y $x = S_e e$, en el caso de los semiconductores ésta depende del porcentaje de impurezas introducidas al semiconductor.

Para hacer un sensor de presión se requiere de una placa (membrana) de área conocida y un detector que responda a la fuerza aplicada. Estas componentes se pueden fabricar de silicio. Un sensor de silicio consiste de un diafragma delgado de silicio como material elástico y unas

³⁴ S_e es un factor adimensional.

resistencias piezorresistivas hechas por difusión de impurezas en el diafragma (generalmente boro).

Por las características superiores en cuanto a elasticidad del cristal de silicio, en el transductor casi no se presentan histéresis o fenómenos de arrastre aun bajo presiones estáticas elevadas. Se acostumbra fabricar resistencias medidoras de esfuerzo conectadas a un puente de Wheatstone para estabilizar la salida contra variaciones en la fuente de alimentación y poder agregar un circuito de compensación contra variaciones por temperatura, ya que la galga extensiométrica (*strain gage*) hecha con semiconductores es altamente sensible a variaciones respecto a este parámetro³⁵.

Cuando se aplica un esfuerzo a un resistor semiconductor con resistencia inicial R , el efecto piezorresistivo origina un cambio en la resistencia (ΔR) :

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_T \sigma_T$$

En donde:

σ_l : esfuerzo en la dirección longitudinal.

σ_T : esfuerzo en la dirección transversal.

π_l : coeficiente piezorresistivo en la dirección longitudinal.

π_T : coeficiente piezorresistivo en la dirección transversal.

Los coeficientes π dependen de la orientación de las resistencias sobre el cristal de silicio. Un cambio en la resistividad es proporcional al esfuerzo aplicado y por tanto a la presión aplicada. Los resistores se colocan sobre el diafragma de manera que los coeficientes transversal y longitudinal sean de polaridades opuestas para que las resistencias cambien en direcciones contrarias.

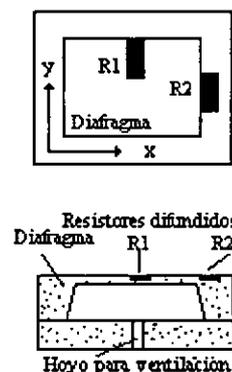


Figura 34. Construcción de una galga extensiométrica de silicio.

Para los materiales semiconductores S_e depende de la concentración de impurezas, decrece con la compresión y aumenta con la tensión.

³⁵El coeficiente de sensibilidad a la temperatura es generalmente negativo.

Características de las <i>strain gage</i> de silicio.	
Resistencia (Ω)	200
TCR ³⁶ ($^{\circ}\text{C}^{-1} \cdot 10^{-6}$)	90k
Factor de <i>gage</i> (S_e)	-100 a +150

Los sensores del laboratorio miden la presión en forma diferencial ; esto es, la miden aplicando presión en lados opuestos de un diafragma simultáneamente. La presión de referencia se produce dentro de una cavidad sellada con silicio.

3.3.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS TRANSDUCTORES DE PRESION DEL LABORATORIO.

Los transductores de presión que usamos en el experimento son de propósito general marca DRUCK. Están constituidos por el circuito integrado de un puente de *strain gage* de silicio embebido en un módulo de titanio y compensado contra variaciones por temperatura. Dependiendo de las aplicaciones, la estructura anterior se suelda a un conector a través de un haz de electrones para asegurar hermetismo.

A continuación se enuncia el número de serie que corresponde a cada transductor así como la presión nominal de los mismos.

Transductor	Presión nominal (bar)	Número de serie
T1	700×10^{-3}	357138
T2	700×10^{-3}	357309
T3	10	439887
T4	700×10^{-3}	357140

Antes de tomar lecturas de los datos de los transductores es conveniente conocer las especificaciones siguientes :

- FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

Es la relación ideal entre un estímulo (s) y la señal eléctrica de salida (S). Para una relación lineal, como es el caso de nuestros sensores, tenemos :

$$S = a + bs$$

A b se le denomina sensibilidad y a representa la señal de salida cuando la señal de entrada es cero.

Las variaciones con la temperatura de nuestros transductores originan que el valor de a varíe; no así el valor de b que es constante. Esto significa que cada vez que se realice el experimento se debe ajustar la ordenada al origen de la curva del sensor a cero.

Para caracterizar nuestros sensores, se les colocó una columna de agua variable y se midió el voltaje de salida para diferentes alturas de la misma.

De las curvas de calibración³⁷ obtuvimos los valores siguientes :

³⁶ Coeficiente de temperatura de la resistencia.

³⁷ Los puntos que sirvieron para realizar las gráficas se encuentran en el apéndice BB.

Transductor	$b_{\text{experimental}} \text{ (Pa/V)}^{38}$	$b_{\text{fabricante}} \text{ (Pa/V)}^{39}$
T1	0.696×10^6	0.698×10^6
T2	0.696×10^6	0.698×10^6
T3	9.93×10^6	9.99×10^6
T4	0.696×10^6	0.698×10^6

Al caracterizar los transductores de presión se usó el programa que utiliza el ícono *STRAIN CONV (FINAL5.vi)* y el que utiliza el filtro Butterworth (*FILTRO25.vi*) ya que este tipo de filtro no origina distorsión en la amplitud de la señal medida.

Cuando LabVIEW adquiere un dato de voltaje en modo diferencial, el valor que aparece en la computadora es dos veces el valor real. Si los datos a adquirir requieren un procesamiento antes de presentarse en pantalla, la ganancia aplicada es diferente.

Esto origina que el valor de la pendiente de un conjunto de datos varíe de acuerdo con el algoritmo utilizado.

En el caso del programa *FILTRO25.vi*, el procesamiento de datos no requiere más que un filtrado y un promedio, esto reduce el procesamiento al mínimo. Es por ello que el valor de la pendiente que se obtiene es muy parecida a la pendiente real del transductor (dado por el fabricante).

Cuando usamos el programa *FINALV.vi*, el ícono *STRAIN CONV* introduce una ganancia a los datos que modifica el valor de la pendiente de la curva de conversión⁴⁰.

Transductor	$b_{\text{experimental}} \text{ (Pa/V)}$
T1	1.175×10^6
T2	1.175×10^6
T3	1.548×10^7
T4	1.175×10^6

• PRECISIÓN

Se le define como el grado de repetición de una medida.

Con los datos de las hojas de especificaciones se calculó la precisión de los transductores :

Desviación de la mejor línea recta (B.S.L.)	±0.1 %	
	Transductor	
	10 bar	700m bar
FSO	100.15 mV	100.29 mV
Intervalo de presión	1 MPa ⁴¹	0.07 MPa
0.1% de FSO	0.1002 mV	0.1003 mV
Presión a 0.1% de FSO	1000 Pa	70 Pa
Presión (cm de agua) ⁴²	10.19	0.714
Precisión (cm de agua)	±10.19	±0.714

³⁸ Estos datos se obtuvieron con el programa *FILTRO25.vi* (apéndice B9) y corresponden a los experimentos 8 y 9 (apéndice B7).

³⁹ Estos datos se calculan de las hojas de especificaciones de los transductores. Se obtienen dividiendo el intervalo de presión del transductor entre el rango de voltaje correspondiente y convirtiendo las unidades a Pa/V

⁴⁰ Experimentos 1 al 7 del apéndice B7.

- SPAN (INPUT FULL SCALE).

Se le conoce como *span* o *input full scale* (FS) al intervalo dinámico de estímulos que puede convertir un sensor.

Transductor	Span (bar)
700 mbar	700×10^{-3}
10 bar	10

- FULL SCALE OUTPUT (FSO).

Es la diferencia entre las señales de salida eléctrica medidas al aplicar el estímulo de entrada máximo y el mínimo. Esto incluye todas las desviaciones de la función de transferencia ideal. Considerando los valores ideales para los transductores tenemos :

$$FSO_{700 \text{ mbar}} = 100.29 \text{ mV}$$

$$FSO_{10 \text{ bar}} = 100.15 \text{ mV}$$

- HISTÉRESIS.

Un error de histéresis es una desviación de la salida de un sensor en un punto específico de la señal de entrada cuando se le aproxima por direcciones opuestas. El fabricante da un valor de $\pm 0.1\%$ B.S.L.⁴³ para todos los transductores.

- NO LINEALIDAD.

Desviación máxima de la línea generada por mínimos cuadrados

La no linealidad es de $\pm 0.1\%$ B.S.L.⁴⁴ para todos los transductores.

Este dato se presenta en las especificaciones del fabricante como desviación de la mejor línea recta.

TRANSDUCTOR DE 700 mbar						
Presión	.00	137.90	275.79	413.69	551.58	689.48
% span	-0.08	0.08	0.02	0.1	0.03	-0.08
TRANSDUCTOR DE 10 bar						
Presión	.00	2	4	6	8	10
% span	.02	-0.01	-0.05	0.00	-0.03	-0.01

⁴¹ 1 bar equivale a 10^5 Pa

⁴² Una columna de 1 cm de agua produce una presión de 98.1 Pa

⁴³ Best Strain Line

⁴⁴ Best Strain Line

• **SATURACIÓN.**

Cualquier sensor presenta un intervalo de operación al final del cual un estímulo de entrada no genera un estímulo deseado de salida, entonces se dice que el sensor presenta una no linealidad de final de intervalo o de saturación.

Para el caso de estos transductores se tienen los siguientes intervalos fuera de los cuales se presenta un error de saturación :

Transductor	Voltaje de salida máximo	Presión máxima sobre el sensor
700 mbar	300 mV	2.8 bar
10 bar	300 mV	40 bar

• **REPETIBILIDAD.**

Un error de repetibilidad se origina por la incapacidad del sensor a representar el mismo valor bajo condiciones idénticas.

Se expresa como la diferencia entre las lecturas de salida determinadas por dos ciclos de calibración y se representa como un porcentaje de escala completa.

Los sensores presentan $\pm 0.1\%$ B.S.L de error de repetibilidad.

• **RESOLUCIÓN.**

Infinitesimal⁴³

• **IMPEDANCIA DE SALIDA.**

Los sensores que nos ocupan tienen una impedancia de salida de 2 k Ω nominal y generan una señal de salida de voltaje por lo que la impedancia del circuito de entrada hacia la computadora debe ser muy alta para evitar distorsión de la señal.

Se hizo una verificación de esta impedancia de salida para cada transductor y es de 2.26 k Ω ⁴⁴.

En la hoja de especificaciones se dice que la impedancia de carga debe ser mayor a 100 k Ω ; en nuestro caso, ésta corresponde a la impedancia de carga hacia el amplificador de instrumentación localizado en la tarjeta, cuya impedancia de entrada es de 1 G Ω .

• **EXCITACIÓN.**

El voltaje de suministro puede ser de hasta 12 V. La sensibilidad y la circulación de corriente son proporcionales al mismo.

En este trabajo, los transductores se usan con un voltaje de 10 V que es el nominal (con 5 mA de corriente en cada transductor).

• **CHOQUE MECÁNICO Y VIBRACIONES.**

Son especificaciones que dan a conocer condiciones adversas simuladas hacia las conexiones o adhesivos usados para la implantación del sensor.

⁴³ Detecta incrementos en la señal de entrada en forma continua.

⁴⁴ En el apéndice B10 se encuentra el diagrama del circuito que se utilizó para medir la impedancia de salida.

En cuanto al choque mecánico se refiere, la calibración no se afecta al aplicar pulsos en la forma de un lóbulo de una onda senoidal a intervalos de 1ms con una fuerza de 9.81 N en tres ejes mutuamente perpendiculares sobre el sensor.

La respuesta a vibraciones es de menos del 0.05 %F.S./g al aplicar una fuerza de 0.294 N a una frecuencia desde 10 Hz hasta 1 kHz de 1.2 cm de amplitud⁴⁵.

- FRECUENCIA NATURAL DEL TRANSDUCTOR.

Transductor	Frecuencia natural (kHz)
750m bar	31.4
10 bar	120.5

- FACTOR DE TEMPERATURA.

Es la cobertura de la temperatura ambiente dada por sus extremos más alto y más bajo dentro de los cuales el sensor mantiene una exactitud determinada. Se especifica por bandas de error para bandas de temperatura de operación.

Para ambos tipos de sensores :

Intervalo de temperatura de operación	de -20° hasta 80°C
Factor de Temperatura	Intervalo de temperatura
±0.5% de la banda de error total	de 0°a 50°C
±1.5% de la banda de error total	fuera del intervalo anterior

Para que la estabilidad en temperatura sea mejor, el transductor debe operar con una impedancia de carga mayor a 50 kΩ.

- DISEÑO.

Los transductores que usamos son marca DRUCK del tipo PDCR 810 (Figura 35 y 36) los cuales presentan encapsulado para diferentes aplicaciones. En nuestro caso el tipo de acondicionamiento se denomina montaje de ras (*Flush Fitting*).

El peso nominal del sensor es de 0.981 N y tiene un cable integrado de un metro, para las conexiones eléctricas.

Un factor de vital importancia por lo que se adquirió este tipo de transductores es el hecho de que las pendientes de las curvas de calibración presentan entre sí un error tan pequeño que podemos decir que son iguales para transductores diferentes de la misma capacidad.

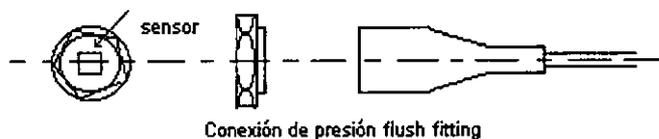


Figura 35. Esquema de un transductor de presión.

⁴⁵ Escala completa, (F.S. del inglés Full Scale).

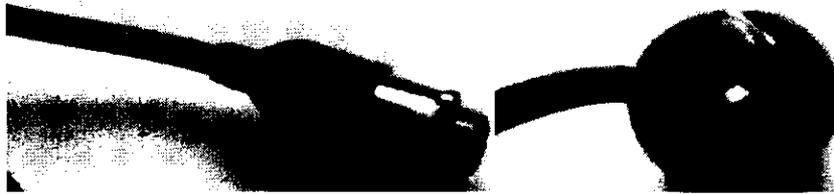


Figura 36. Vista lateral y superior del transductor de presión de 700 mbar.

- ERROR DE OFFSET.

De acuerdo a las hojas de especificaciones de los transductores, cuando el voltaje a la salida del transductor deba ser cero se tiene una desviación de ± 3 mV.

- ESPECIFICACIONES ADICIONALES.

Para el transductor de 700 mbar :

1. El offset en cero puede ser anulado usando un potenciómetro de 250 k Ω a través de las terminales de salida con el *tap* central conectado al suministro negativo por medio de un resistor de 250 k Ω .
2. Se puede colocar un resistor de calibración entre las terminales de suministro negativo y el cable anaranjado. El valor preciso de este resistor depende de cada transductor, pero se puede aproximar a través de $r_{cal}=1000/v_{cal}$, donde r_{cal} está en k Ω y v_{cal} es el voltaje de salida requerido en mV. Esta conexión sirve para fijar el voltaje de salida a un valor de referencia, a partir del cual empiezan a variar las lecturas. Esta conexión es estable a variaciones con la temperatura de 0.005%/ $^{\circ}$ C.
3. Torque aplicado al colocar los transductores : 20 N•m.
4. Conexiones eléctricas :

suministro negativo	cable blanco
suministro positivo	cable rojo
salida positiva	cable amarillo
salida negativa	cable azul

Para el transductor de 10 bar :

1. La misma que en el caso anterior.
2. Se puede conectar un resistor de calibración en paralelo entre la terminal de suministro negativa y la terminal negativa para producir una salida positiva. La salida obtenida puede ser sensible a variaciones con la temperatura.
3. La misma que en el caso anterior.
4. La misma que en el caso anterior.

3.4 RUIDO PRESENTE EN EL SISTEMA

Las señales analógicas pueden clasificarse en tres tipos:

- *Señal de cd.* Son lentas (de unos pocos hertz de frecuencia) y la información está contenida en el nivel de la señal. Para medirlas necesitamos exactitud, resolución y un muestreo a un ancho de banda pequeño. Ejemplos : señales de presión y de temperatura.
- *Señales en el dominio del tiempo.* Son rápidas y la información está contenida en la forma. Se muestrean a velocidades altas, se requiere exactitud en el reloj de muestreo y control en el disparo. Ejemplos : señales de electrocardiogramas y de ruido.
- *Señales en el dominio de la frecuencia.* Son rápidas y la información está contenida en el dominio de la frecuencia. Presentan las mismas características de muestreo que para el caso anterior. Ejemplos : señales sísmicas y de frecuencia modulada.

La señal de nuestro interés⁴⁶ es de tipo cd , al muestrearla a una frecuencia de 400 muestras/s observamos que no varía en forma conocida respecto a las variaciones de la señal de entrada, lo que indica la presencia de ruido en el sistema.

En nuestro trabajo, la frecuencia de la banda de paso de nuestros filtros se propuso de 100 Hz, de ahí que diez veces esa frecuencia sea una frecuencia "grande" para analizar señales de ruido en el sistema.

3.4.1 SEÑALES DE RUIDO.

El ruido es una señal de ca y una variable aleatoria, por lo que un elemento representativo de la potencia de ruido es su valor en voltaje ; y el ruido combinado al cuadrado se da por la suma de los cuadrados de los voltajes de ruido individuales.

El voltaje de ruido puede representarse por su valor rms de la siguiente forma :

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}$$

En donde:

e : voltaje de ruido

T : periodo de observación

t : tiempo

E : voltaje de ruido rms

Otra forma de representarlo es por su valor pico a pico, pero esto es difícil por la variación del ruido en el tiempo. Un estimado de tal valor es 3 u 8 veces su valor rms.

El ruido presente en un sistema puede provenir del mismo circuito o de fuentes externas. Para el primer caso tenemos la clasificación siguiente :

Ruido Johnson (térmico). Se debe a las corrientes aleatorias producidas por el movimiento Browniano de los electrones en componentes disipadoras de energía como las resistencias ; tal movimiento está relacionado con la temperatura. Es un ruido de tipo blanco.

⁴⁶ En el apéndice B1 aparece la señal a la salida del transductor cuando existen variaciones de 1 cm de agua/s en la columna aplicada.

Una estimación del valor cuadrático medio del ruido Johnson (\bar{e}_n) es:

$$\bar{e}_n \approx 0.13\sqrt{R} \left[nV/\sqrt{Hz} \right]$$

En donde:

R : resistencia en Ω

Para disminuir este tipo de ruido, la banda del circuito de interfase debe ser la necesaria para que solo deje pasar la señal a medir.

Ruido Shot. Es un ruido de tipo blanco que se asocia a la característica discreta de los portadores de carga y con dispositivos que no están en equilibrio térmico; no depende de la temperatura y se debe al flujo de una corriente directa en los semiconductores. Su valor aumenta con el incremento de las corrientes de *bias*⁴⁷.

Su naturaleza es aditiva y se presenta como fluctuaciones respecto de la corriente principal.

La fórmula práctica para calcular tales fluctuaciones es la siguiente:

$$i_{sm} = 5.7 \times 10^{-4} \sqrt{I \cdot \Delta f}$$

En donde:

I : corriente de *bias* de la juntura del semiconductor en pA

Δf : ancho de banda en Hz

i_{sm} : corriente generada por el *ruido Shot*

Los tipos de ruido más importantes en sensores activos⁴⁸, cuyos efectos pueden ser reducidos al tratarlos de una manera estadística sistemática son el ruido *térmico* y el *Shot*.

Ruido Flicker. Es un tipo de ruido rosa que se debe a efectos no deseados en la superficie de las componentes de fase sólida de los circuitos electrónicos con el resultado de que la contribución en el ruido es más grande a bajas frecuencias (f) (generalmente la ley $1/f$ es válida).

Es un problema a frecuencias bajas (generalmente menores a 100 Hz) donde supera al ruido *Johnson* y al *Shot*.

Su efecto se confunde a veces con corrimientos del *offset* debidos a la temperatura; sin embargo, dichos corrimientos son más o menos lineales con respecto al tiempo y el ruido *Flicker* es independiente del tiempo de observación⁴⁹.

Su magnitud depende de la corriente que pasa por los resistores o semiconductores por lo que se recomienda usar resistores de película metálica o de alambre devanado.

Ruido de pop corn. Se presenta a la salida de dispositivos semiconductores de baja calidad; tiene la forma de un pulso cuadrado con variaciones de varios milisegundos.

Ruido de ultra baja frecuencia. Generado por el corrimiento en forma muy pequeña de las corrientes de *bias* y los voltajes de *offset* de entrada.

⁴⁷ Para el ruido *Shot* y el ruido de ultra baja frecuencia, corrientes de *bias* se refiere a las corrientes generadas por el paso de portadores entre una juntura PN o NP.

⁴⁸ Nuestro sensor es de tipo activo ya que se requiere una fuente de voltaje para excitarlo.

⁴⁹ El ruido blanco varía inversamente a la raíz cuadrada del tiempo de observación.

Ruido de cuantización. Ocurre cuando una señal continua en el tiempo se aproxima por niveles de corriente y voltaje discretos⁵⁰, predeterminados y finitos. La señal original se observa como la señal continua más un ruido de cuantización. La conversión de una señal continua en el tiempo a una señal discreta se lleva a cabo por medio de un convertidor A/D que divide el intervalo dinámico de la señal en un número m de niveles de cuantización ($m=2^n$). Se puede eliminar si n (número de bits de la tarjeta) es lo suficientemente grande (generalmente con una $n=12$ el ruido de cuantización es despreciable respecto a otras fuentes de ruido).

Otra forma de ruido presente en los circuitos es el que se transmite por vía externa. Este tipo de ruido puede ser de naturaleza aditiva o multiplicativa. El primer tipo se suma a la señal pero no modifica su forma, el segundo modifica su forma y produce una señal modulada. Para estabilizar contra el primero los sensores se combinan en pares y se utilizan en modo diferencial, y para reducir al segundo se utilizan circuitos puente (método radiométrico). En este trabajo los sensores dentro de los transductores están colocados en circuitos puente y el amplificador de instrumentación de la tarjeta es del tipo diferencial para disminuir estos dos tipos de ruido.

A continuación se enuncian algunos tipos de interferencias :

Remanentes de ca Típicamente son señales de 60 Hz (para rectificadores de media onda) o 120 Hz (para rectificadores de onda completa) que no han sido eliminadas por la estabilización de la fuente de potencia que alimenta el circuito.

Cambios en la temperatura ambiental. Para medir los cambios en la temperatura ambiental del laboratorio se construyó un detector utilizando el sensor de temperatura LM35D. Éste se colocó cerca de la terminal de ajuste del regulador LM317 de la fuente de voltaje que se construyó para el experimento ; durante 24 horas de operación de la misma, alimentando a cuatro transductores.

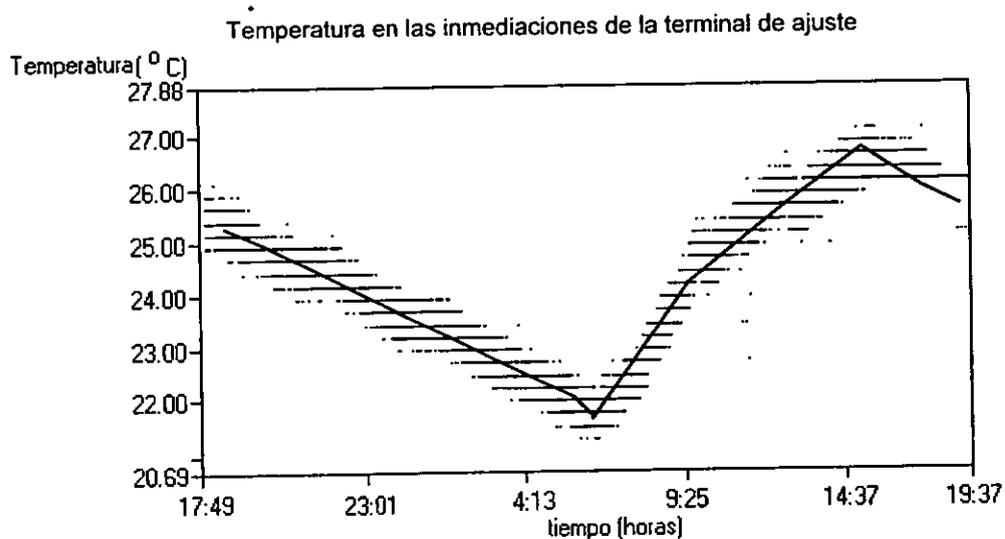


Figura 37. Variación de la temperatura en las inmediaciones de la terminal de ajuste.

⁵⁰ La señal de un sensor, que es amplificada y convertida a una forma digital, debe ser observada en términos de su resolución digital, ya que el dígito menos significativo de un intervalo de mV es muy pequeño y puede confundirse con ruido.

Ruido impulso. Es de periodo corto y se presenta como picos aleatorios que generalmente se producen por el hombre. Este tipo de ruido se puede eliminar si se descubre la muestra que lo genera y se elimina.

Interferencia electromagnética (EMI, del inglés Electro Magnetic Interference). Es un tipo de ruido que está presente en lugares donde se manejan motores, generadores o transformadores, puede ser conducido (a través de las entradas y salidas) o radiado (a través de campos eléctricos y magnéticos).

No causa problemas de regulación en la fuente pero sí en los circuitos aledaños. Para evitarlo necesitamos evitar tierras de alta corriente extensas y nodos de realimentación.

Es conveniente trazar un camino de alta corriente y minimizar su longitud (especialmente al trazar tierras), trazar tierras estrelladas y localizar capacitores de entrada cerca de los circuitos integrados.

La forma más frecuente de transmisión del ruido eléctrico es a través de las capacitancias parásitas.

Unos pasos generales a seguir para detectar una señal cuando hay presencia de ruido, son los siguientes :

1. Amplificar la señal. Para evitar eliminar la señal y el ruido⁵¹.
2. Buscar alguna característica de la señal que la distingan del ruido.
3. Si hay mucha interferencia a 60 ó 120 Hz se debe usar un filtro supresor de banda.
4. Si se presenta ruido Flicker se puede modular la señal para detectarla a alta frecuencia en lugar de cd
Un método adicional para eliminar el ruido Flicker es el que hace uso de un sistema llamado *boxcar* cuyo principio es promediar la señal, ya que la suma de señales de voltaje da un voltaje total y la suma de señales de ruido da una señal rms. Esto mejora la relación señal a ruido por un factor p igual al número de señales sumadas y resulta mucho mejor si se hace a intervalos pequeños (sistemas CATs⁵²); para lo cual requerimos tomar muestras a velocidades altas y promediar los datos apropiados. Se debe considerar que velocidades muy altas podrían eliminar los datos.
5. A frecuencia alta el corrimiento en offset es más serio que el ruido Flicker por lo que este efecto se puede reducir trabajando con señales moduladas o con detectores sensibles a la fase.
6. Cuando se presenta ruido en impulsos, si se conoce la muestra que genera tal ruido se elimina.

Debido a la presencia de una planta de energía eléctrica situada a 30 metros del laboratorio, máquinas de extrusión y motores de cd (entre ellos el que utiliza el experimento), el ruido del sistema es de tipo EMI. Además existe ruido de alta frecuencia generado por el regulador mismo (LM317) con el que está construido la fuente de voltaje y un ruido de tipo impulso que se

⁵¹ Este paso lo realiza el amplificador de instrumentación de la tarjeta de la tarjeta ATMIO16-D.

⁵² Computer of average transient

adquiere a través de la línea. Se considera que la influencia del ruido producido por las componentes es pequeño debido a sus buenas características de fabricación.

3.4.2 ANÁLISIS EN FRECUENCIA.

Todo fenómeno físico tiene un espectro en frecuencia que se obtiene con base en la transformada de Fourier .

Muestrear significa en forma analítica multiplicar una señal continua limitada en banda por una función impulso cada T_s (período de muestreo). En el dominio de la frecuencia esto significa espectros repetidos de la señal muestreada cada frecuencia de muestreo con ancho de banda igual a dos veces la frecuencia máxima de la señal (convolución en frecuencia).

El teorema del muestreo de Nyquist establece que se puede reconstruir una señal continua de una señal discreta muestreada equiespacialmente, si la frecuencia de muestreo es al menos dos veces la frecuencia más alta de la señal en el tiempo.

$$f_s = \frac{1}{\Delta t}$$

$$f_{Nyq} = \frac{f_s}{2}$$

En donde:

f_s : frecuencia de muestreo

f_{Nyq} : frecuencia de Nyquist o frecuencia más alta de la señal.

Δt : tiempo de muestreo sin pérdida de la información

Para remover frecuencias arriba de la frecuencia máxima de la señal se hace uso de un filtro pasa bajas liso en la banda de paso y cero en otro punto con fase lineal que se pone antes de conectar la señal a la tarjeta de adquisición. Con esto se logra posteriormente el muestreo de la señal a una velocidad de dos veces la frecuencia de corte del filtro. Este filtro recibe el nombre de filtro *antialias*.

Es conveniente muestrear a frecuencias más altas que la frecuencia de Nyquist para que el filtro antialias no se le pida una caída muy pronunciada. Esto presenta el beneficio adicional de que la potencia de ruido se distribuye por el espectro completo de potencias y el ruido en la banda de interés es menor.

En nuestro caso no contamos con este filtro debido a que le quita las ventajas que ofrece el amplificador de instrumentación con el que cuenta la tarjeta y que tiene alta ganancia.

Además sabemos que la señal que estamos muestreando no varía más allá de 100 Hz de ahí que podemos diseñar un filtro pasa bajas en LabVIEW y eliminar las frecuencias alias y de ruido.

Por lo que en nuestro caso la frecuencia de Nyquist es 100 Hz y la frecuencia de muestreo puede ser de al menos 200 Hz.

Para el diseño del filtro es necesario conocer el espectro en frecuencia de la señal del transductor haciendo uso de la transformada discreta de Fourier (DFT, del inglés *Discrete Fourier Transform*) .

La DFT es un método para determinar el espectro en frecuencia de una señal. Está directamente relacionada con la serie de Fourier, que describe una señal periódica⁵³ como la suma de fasores a una frecuencia múltiplo de una frecuencia fundamental f_0 .

Par de transformación de Fourier:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \xrightarrow{F} x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{j(-\omega t)} dt$$

haciendo $t=nT_s$, obtenemos el par de transformación en el dominio discreto (DFT):

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\omega) e^{j(\omega n T_s)} d\omega \xrightarrow{F} x(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(n) e^{j(-\omega n T_s)}$$

En donde:

$x(t)$: señal periodica en el dominio del tiempo

$x(\omega)$: transformada de Fourier de la señal en el dominio del tiempo

$x(n)$: señal discretizada en el dominio del tiempo

$x(\omega)$: transformada de Fourier de la señal discreta

T_s : periodo de muestreo

F : Operador transformada de Fourier

Nótese que el espectro en frecuencia se repite⁵⁴ para $\pm\pi T_s$.

Como en un procesador digital no podemos sumar infinitamente, requerimos restringir la señal en el tiempo; esto es, solo tomamos una sección de los valores de entrada de $x(n)$ a través de una *ventana*⁵⁵ (la ventana ideal debería tener un espectro rectangular en el dominio de la frecuencia para que no se causara interferencia entre los lóbulos adyacentes).

Existe un algoritmo simplificado para calcular la DFT en una computadora que se conoce como Transformada de Fourier Rápida (FFT, del inglés *Fast Fourier Transform*); consiste en calcular el valor de la función *ventana* un número reducido de veces, para lo cual:

1. Divide la señal de entrada $x(n)$ en varias secuencias (decimación en el tiempo).
2. Se asume que la longitud de la transformación es una potencia de dos con lo que podemos dividir la secuencia en dos secuencias con la mitad de los datos. Y así sucesivamente.

⁵³ También podemos describir una señal no periódica considerando que la señal se repite a intervalos de periodo infinito con ayuda de esta transformada.

⁵⁴ $e^{j\omega T} = \cos(\omega t) + j \operatorname{sen}(\omega t)$

⁵⁵ Función que multiplica una señal en el tiempo por otra para moderar el fenómeno de Gibbs, evitando truncar abruptamente la serie de Fourier.

Una buena ventana tiene un lóbulo principal angosto y lóbulos laterales pequeños que decrecen rápidamente para dar una transición rápida de la banda de supresión a la de paso y una atenuación alta en la banda de supresión. Las ventanas más usadas y que establecen un compromiso entre el ancho del lóbulo principal y la caída en la banda de paso son la de Hamming, Hanning (Hann), Triangular, Blackman y la de Blackman-Harris..

3.4.3 DISEÑO DE LOS FILTROS IIR EN LabVIEW.

El objetivo de un filtro es discriminar un intervalo de frecuencias mientras se deja pasar otro.

El programa LabVIEW cuenta con dos tipos de filtros digitales, los IIR y los FIR⁵⁶.

Un filtro IIR⁵⁷ es un filtro digital con respuesta al impulso que puede ser de duración teóricamente infinita. Se construyen por procesos recursivos realimentando una suma de valores pasados de salidas y entradas, por lo que tienen memoria infinita. Son usados comúnmente para señales con acoplamiento de ca para promediar.

Para usar un filtro IIR estamos buscando la mejor caída con el mínimo número de *taps*⁵⁸ y estamos preparados a sacrificar respuesta en fase. El control de su respuesta en ganancia es más eficiente.

Economizan complejidad de hardware y la velocidad de la computadora que requieren es menor que para otro tipo de filtros aunque el error de cuantización generado es más pronunciado por su naturaleza realimentada (el error se acumula en el tiempo).

Para un orden N se pueden diseñar filtro de alta selectividad pero se tiene que cuidar que no sean inestables; presentan fenómenos parásitos y no linealidades en la fase.

La condición necesaria y suficiente para la estabilidad de estos filtros es que la respuesta al impulso ($h(n)$) sea absolutamente sumable.

$$\sum_{N=0}^{\infty} |h(n)| < \infty$$

Los filtros FIR⁵⁹ son de fase lineal a diferencia de los anteriores, son inherentemente estables y se construyen con bloques de reconstrucción recursiva. Típicamente requieren de un orden alto y se pueden realizar usando la *suma de convolución* por el algoritmo de la *FFT*; cuando el orden del filtro (N) es muy grande, presentan la desventaja de que el retardo también lo es.

Existen algoritmos cercanos al óptimo para implantarlos como el *filtro de McClellan y Parks* y el que usa la ventana de *Kaiser-Bessel*⁶⁰.

La ventana sirve para darle forma a la respuesta espectral del filtro equivalente. Para diseñar un filtro por el método de la ventana se inicia con una respuesta en frecuencia ideal y se trunca para obtener un número finito de coeficientes⁶¹ en la respuesta en frecuencia del filtro FIR.

Para disminuir los coeficientes se pueden disminuir los lóbulos laterales de la respuesta en frecuencia a través del uso de otra ventana, esto origina que el lóbulo principal aumenta, con lo que se amplía el ancho de banda de la región de transición; de ahí que la elección de la ventana es un compromiso entre los niveles de los lóbulos laterales cerca de la frecuencia de corte y el ancho de la región de transición.

Usando el algoritmo de *Park-McClellan* se reducen los efectos adversos en la frecuencia de corte y se ofrece un mayor control del error aproximado en diferentes bandas de frecuencia.

Generalmente se manejan combinaciones de filtros IIR y FIR.

Las especificaciones de un filtro se dan en términos de la atenuación (Figura 38).

⁵⁶ Ver capítulo 2 página 13.

⁵⁷ Los filtros IIR también se conocen como filtros de promedio móvil autorregresivo (filtros ARMA).

⁵⁸ Orden del filtro.

⁵⁹ La salida depende de un número finito de entradas.

⁶⁰ Las ventanas se puede definir por muestras de su espectro o por muestras de su descripción en el tiempo. Existe un gran número de ventanas pero la óptima es la de Kaiser-Bessel pues logra el producto ancho de banda tiempo mas pequeño para funciones de duración finita maximizando la energía contenida en el lóbulo principal.

⁶¹ Esto origina el fenómeno de Gibbs o desempeño oscilatorio del filtro cerca de las transiciones abruptas, es decir, en la frecuencia de corte. Esto se reduce usando una ventana mas suave.

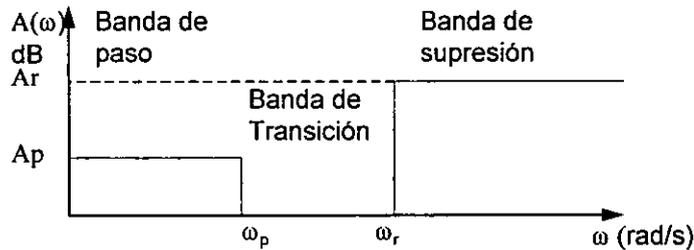


Figura 38. Especificaciones de un filtro pasa bajas

En donde :

A_p : máxima atenuación en la banda de paso (rizo en la banda de paso)

f_p : frecuencia máxima de la banda de paso (Hz)

A_r : mínima atenuación en la banda de supresión (atenuación)

f_r : frecuencia mínima de la banda de supresión (Hz)

Otras especificaciones son la caída (roll-off), la respuesta en fase y la frecuencia de corte⁶².

Los filtros que usamos en nuestro trabajo son del tipo IIR pasa bajas.

A continuación se enuncian los filtros⁶³ que se implantaron en LabVIEW y los algoritmos para calcular sus parámetros :

3.4.3.1 FILTRO BUTTERWORTH

Presenta la respuesta más aplanada en la banda de paso, en el sentido de que la variación de la función de transferencia con respecto a la frecuencia cerca de la frecuencia cero es cero; pero su caída hacia la banda de transición es buena solo para un orden grande. Es de fase no lineal.

Siguiendo un algoritmo de diseño de este tipo de filtro [2] se tiene lo siguiente :

Especificaciones :

$$\omega_p = 2\pi \times 100 \text{ rad / s}$$

$$\omega_r = 2\pi \times 110 \text{ rad / s}$$

$$A_p \leq 1 \text{ dB}$$

$$A_r \geq 30 \text{ dB}$$

Parámetros de selectividad del filtro :

$$k = \frac{f_p}{f_r} = \frac{100}{110} = 0.9091$$

Factor de discriminación :

$$d = \frac{\sqrt{10^{0.1A_p} - 1}}{\sqrt{10^{0.1A_r} - 1}} = \frac{\sqrt{10^{0.1(1)} - 1}}{\sqrt{10^{0.1(30)} - 1}} = 1.6099 \times 10^{-2}$$

⁶² Es la frecuencia a la cual la amplitud del filtro decae 3 dB de la amplitud máxima.

⁶³ Cuando implantamos un filtro IIR en LabVIEW es necesario tener en cuenta el teorema del muestreo de Nyquist al introducir los valores al filtro pues uno de ellos es la frecuencia de muestreo de la señal (f_s) y la frecuencia de corte del filtro (f_c), ésta última debe cumplir con :

$$f_s \geq 2f_c$$

Orden del filtro :

$$n \geq \left| \frac{\log(d)}{\log(k)} \right| = \left| \frac{\log(1.6099 \times 10^{-2})}{\log(0.9091)} \right| = 43.33$$

Redondeando al valor entero más grande se tiene : $n=44$.

La frecuencia de corte que nos permite cumplir exactamente con los requerimientos de la banda de paso y exceder los de la banda de atenuación es :

$$\omega_c = \omega_p \left(10^{0.1A_p} - 1 \right)^{-1/(2n)} = 2\pi \times 100 \left(10^{0.1} - 1 \right)^{-1/(2 \cdot 44)} = 638 \text{ rad / s} \equiv 101.55 \text{ Hz}$$

3.4.3.2 FILTRO CHEBYSHEV

La respuesta en magnitud de este tipo de filtro se caracteriza por una banda de paso con rizo del mismo tamaño incrementándose la cantidad del mismo con el orden; y una caída hacia la banda de transición más pronunciada que la del filtro anterior para un mismo orden. Es un filtro de polos. La respuesta en fase es peor que la del Butterworth.

Especificaciones :

$$\omega_p = 2\pi \times 100 \text{ rad / s}$$

$$\omega_r = 2\pi \times 110 \text{ rad / s}$$

$$A_p \leq 2 \text{ dB}$$

$$A_r \geq 50 \text{ dB}$$

Parámetros de selectividad del filtro :

$$k = \frac{f_p}{f_r} = \frac{100}{110} = 0.9091$$

Factor de rizo :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1A_p} - 1} = \sqrt{10^{0.1(2)} - 1} = 0.7648$$

Factor de discriminación :

$$d = \frac{\varepsilon}{\sqrt{10^{0.1A_r} - 1}} = \frac{0.7648}{\sqrt{10^5 - 1}} = 2.418 \times 10^{-3}$$

Orden del filtro⁶⁴ :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1}(1/d)}{\cosh^{-1}(1/k)} = \frac{\cosh^{-1}(1/2.418 \times 10^{-3})}{\cosh^{-1}(1/0.9091)} = 14.817$$

Redondeando al valor entero más grande se tiene : $n=15$.

La frecuencia de corte es :

⁶⁴ $\cosh^{-1}(x) = \text{Ln}(x + \sqrt{x^2 - 1})$

$$\omega_c = \cosh\left(\frac{1}{n} \cosh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right) \cdot \omega_p = 629 \text{ rad / s} \equiv 100.13 \text{ Hz}$$

3.4.3.3 FILTRO CHEBYSHEV INVERSO

Su respuesta en magnitud es lisa en la banda de paso y presenta rizo de la misma amplitud en la banda de supresión. Tiene ceros de transmisión en la banda de paso.

Especificaciones:

$$\omega_p = 2\pi \times 100 \text{ rad / s}$$

$$\omega_r = 2\pi \times 110 \text{ rad / s}$$

$$A_p \leq 1 \text{ dB}$$

$$A_r \geq 50 \text{ dB}$$

Parámetros de selectividad del filtro:

$$k = \frac{f_p}{f_r} = \frac{100}{110} = 0.9091$$

Factor de rizo :

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{0.1A_r} - 1}} = \frac{1}{\sqrt{10^{0.1(50)} - 1}} = 3.1623 \times 10^{-3}$$

Factor de discriminación :

$$d = \varepsilon \sqrt{10^{0.1A_r} - 1} = 3.162 \times 10^{-3} \cdot \sqrt{10^5 - 1} = 1.609 \times 10^{-3}$$

Orden del filtro :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1}(1/d)}{\cosh^{-1}(1/k)} = \frac{\cosh^{-1}(1/1.609 \times 10^{-3})}{\cosh^{-1}(1/0.9091)} = 16.064$$

Redondeando al valor entero más grande se tiene : $n=17$.

La frecuencia de corte es :

$$\omega_r = \frac{\omega_p}{\cosh\left(\frac{1}{n} \cosh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right)} = 644 \text{ rad / s} \equiv 102.5 \text{ Hz}$$

3.4.3.4 FILTRO ELÍPTICO

Es muy usado porque este diseño dispersa el error de aproximación en la banda de paso y en la de supresión por lo que la respuesta en magnitud presenta un rizo de la misma amplitud en ambas bandas. Tiene ceros de transmisión en la banda de supresión y una respuesta en fase altamente no lineal.

Especificaciones:

$$\omega_p = 2\pi \times 100 \text{ rad / s}$$

$$\omega_r = 2\pi \times 110 \text{ rad / s}$$

$$A_p \leq 2 \text{ dB}$$

$$A_r \geq 60 \text{ dB}$$

Parámetros de selectividad del filtro:

$$k = \frac{f_p}{f_r} = \frac{100}{110} = 0.9091$$

Factor de rizo :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1A_r} - 1} = \sqrt{10^{0.1(60)} - 1} = 0.7648$$

Factor de discriminación :

$$d = \frac{\varepsilon}{\sqrt{10^{0.1A_r} - 1}} = \frac{0.7648}{\sqrt{10^{0.1(60)} - 1}} = 7.648 \times 10^{-4}$$

Factor q_0 :

$$q_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{1 - (1 - k^2)^{\frac{1}{4}}}{1 + (1 - k^2)^{\frac{1}{4}}} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{1 - (1 - 0.9091^2)^{\frac{1}{4}}}{1 + (1 - 0.9091^2)^{\frac{1}{4}}} \right) = 0.1077$$

Factor q :

$$q = q_0 + 2q_0^5 + 15q_0^9 + 150q_0^{13} = 0.1078$$

Orden del filtro :

$$n \geq \frac{\log(16 / d^2)}{\log(1 / q)} = \frac{\log(16 / (7.65 \times 10^{-4})^2)}{\log(1 / 0.1078)} = 7.69$$

Redondeando al valor entero más grande se tiene : $n=8$.

La frecuencia de corte es :

$$\omega_r = \sqrt{\omega_p \omega_r} = \sqrt{4\pi^2 \cdot 100 \cdot 110} = 659 \text{ rad / s} \equiv 104.9 \text{ Hz}$$

3.4.3.5 PROCESO ESPECIAL

Aparte del filtrado de la señal se implantó un proceso especial que mejora la salida en un 35% aproximadamente respecto al voltaje de rizo de la señal filtrada por cualquiera de los filtros anteriores, este proceso fue ideado con base en el funcionamiento de un *MEDIAN FILTER*, pero se hace uso de dos valores anteriores para dar una señal actual.

El procedimiento se ilustra a continuación :

Se inicia el programa y se supone que se leen cuatro datos : x_1, x_2, x_3, x_4 .

Los datos de salida serán X_1, X_2, X_3, X_4 de tal suerte que :

$$X_1 = x_1;$$

$$X_2 = \begin{cases} x_2 & |X_1 - x_2| > 40 \times 10^{-6} \\ \frac{(X_1 + x_2)}{2} & |X_1 - x_2| \leq 40 \times 10^{-6} \end{cases}$$

$$X_3 = \begin{cases} x_3 & |X_2 - x_3| > 40 \times 10^{-6} \\ x_3 & |X_1 - x_3| \leq 1 \times 10^{-6} \\ \text{Linear Fit}(X_1, X_2, x_3) & |X_1 - x_3| > 1 \times 10^{-6} \end{cases} \quad |X_2 - x_3| \leq 40 \times 10^{-6}$$

$$X_4 = \begin{cases} x_4 & |X_3 - x_4| > 40 \times 10^{-6} \\ x_4 & |X_2 - x_4| \leq 1 \times 10^{-6} \\ \text{Linear Fit}(X_2, X_3, x_4) & |X_2 - x_4| > 1 \times 10^{-6} \end{cases} \quad |X_3 - x_4| \leq 40 \times 10^{-6}$$

donde $\text{Linear Fit}(X_2, X_3, x_4)$ significa un ajuste lineal por mínimos cuadrados de los tres puntos, sacando después un promedio de los mismos.

El error cuadrático medio (*mse*) es:

$$mse = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} (f_i - y_i)^2$$

Donde:

n : número de puntos

f_i : punto ajustado que proviene de la ecuación de ajuste $F = mX + b$, donde m es la pendiente y b es la ordenada al origen; estos valores se obtienen de las expresiones siguientes:

$$\frac{\partial mse}{\partial m} = 0 \quad \text{y} \quad \frac{\partial mse}{\partial b} = 0$$

Para sacar el promedio de los tres puntos tenemos:

$$promedio = \frac{f_{x_1} + f_{x_2} + f_{x_3}}{3}$$

Básicamente la rutina que implanta el filtro anterior en el programa sigue el siguiente algoritmo ⁶⁵ :

- Leer el dato.
 - Si es el primer dato mostrarlo tal cual.
 - Si es el segundo dato compararlo con el primero y verificar que no es una variación correspondiente a un centímetro de agua (o diez centímetros en el caso del transductor de 10 bar) de altura; si es tal variación mostrarlo tal cual, si no lo es se suma con el valor anterior y se le divide entre dos.
 - Si es el tercer dato compararlo con el dato resultante del paso anterior y verificar que no es una variación correspondiente a un centímetro de agua (o diez centímetros en el caso del transductor de 10 bar) de altura; si es tal variación mostrarlo tal cual, si no lo es comparar tal dato con el valor resultante del paso anterior al anterior y verificar que la diferencia entre uno y otro sea menor a una cantidad (voltaje de rizo, en este caso se propuso de 1×10^{-6}) ; si lo es el dato se muestra tal cual, si no lo es se hace un ajuste por mínimos cuadrados y se saca un promedio.
 - Se procede como en el paso anterior para datos posteriores al tercero.

⁶⁵ El programa que se realizó requiere generar un arreglo de 3 datos como el arreglo de valores de X (0, 1, 2) para poder realizar el ajuste.

CAPÍTULO 4

EXPERIMENTOS Y RESULTADOS

Para probar la bondad de nuestros diseños se utilizó un programa en LabVIEW⁶⁶ que calcula la respuesta al impulso del filtro diseñado.

En este programa se introducen los datos del filtro (orden, atenuación, rizo, tipo de filtro) y se verifica la amplitud a la frecuencia de corte, la magnitud del rizo y la atenuación de los filtros (Figura 39).

Bajo las técnicas de diseño mencionadas en el capítulo 3 los resultados son congruentes excepto el que corresponde al filtro Chebyshev Inverso; para las especificaciones mencionadas y los cálculos respectivos se obtiene una frecuencia de corte (98 Hz) menor a la esperada (102.5 Hz). Por lo tanto, se procedió a diseñar dicho filtro con ayuda del programa *IIR FILTER DESIG.vi* de LabVIEW obteniendo las especificaciones que aparecen en la tabla (Figura 42).

Tipo de filtro	Orden	fo (Hz)	Ar (dB)	Ap (dB)
Butterworth	44	101.55	30	1
Chebyshev	15	100.13	50	2
Chebyshev Inverso ⁶⁷	28	101.39	50	0
Elíptico	8	104.9	60	2

El orden del filtro Butterworth (Figura 40) implica un proceso en computadora más lento que para los otros filtro.

La atenuación en la banda de supresión (Ar) se propuso de 30 dB que se recomienda como un valor adecuado [10] [12]; no se aventuró un valor mayor pues el orden hubiera aumentado, lo que originaría mayor tiempo de máquina para el filtrado de la señal.

Para el algoritmo de diseño se requiere el valor de la atenuación en la banda de paso (Ap), no así para el filtro implantado en LabVIEW; el cual solo necesita la introducción de la frecuencia de corte. Cabe recordar que este tipo de filtro no presenta rizo en la banda de paso por lo que no altera la forma de la señal.

La respuesta en fase en la banda de paso es lineal para este diseño específico (Figura 40).

La respuesta del filtro Chebyshev (Figura 41), por otro lado, presenta un rizo de 2 dB en la banda de paso pero el orden es de aproximadamente la mitad del filtro Butterworth, por lo que es útil cuando el tiempo de máquina es importante, como en nuestro caso pues tenemos que procesar cinco canales a la vez.

En el caso del diseño del filtro Chebyshev Inverso (Figura 42) observamos una respuesta en fase altamente no lineal respecto a los otros y no se logró la banda de transición que se esperaba (10 Hz) aunque se obtuvo una más pequeña, con lo que se logra una atenuación en la banda de supresión de 50 dB.

Con el filtro Elíptico (Figura 43) se logra la máxima atenuación en la banda de supresión con un rizo en la banda de paso de 2 dB y un orden de la mitad que el Chebyshev, por lo que esperamos que presente mejor desempeño que los anteriores.

Para verificar la respuesta de los filtros en el caso de la señal real se realizó el siguiente experimento :

⁶⁶ El programa se llama c:\LabVIEW\EXAMPLES\ANALISYS\fitrxmpl.lib \ IIR_FILTER_DESIG.vi

⁶⁷ Parámetros de diseño obtenidos por el programa IIR_FILTER_DESIGN.vi de LabVIEW.

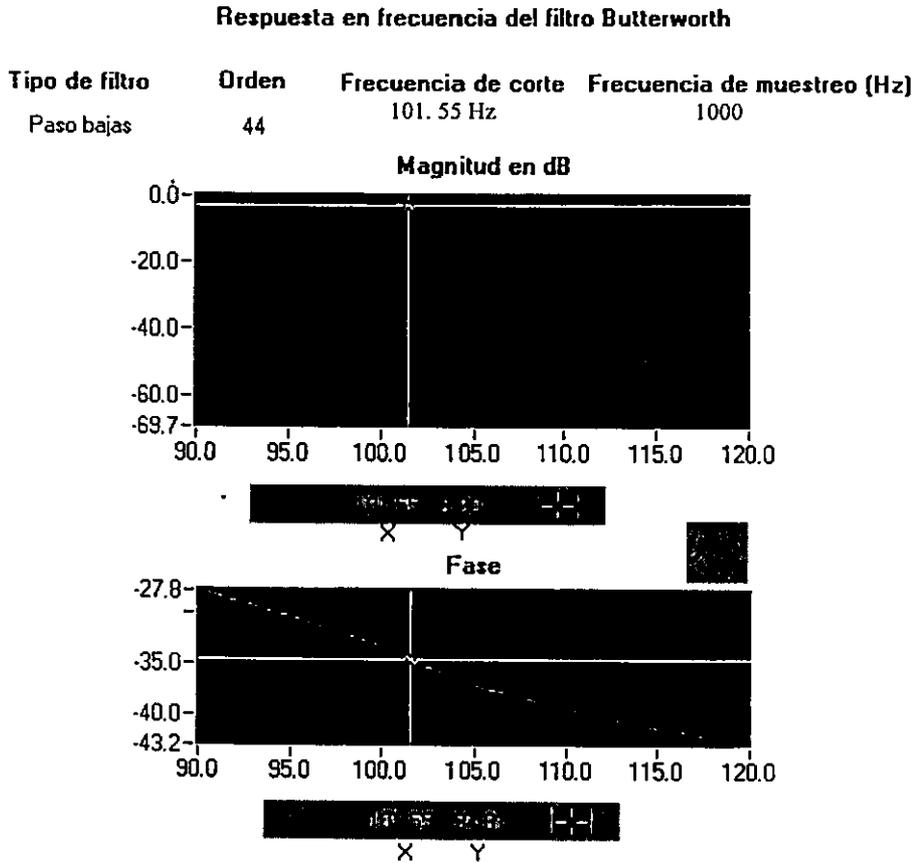


Figura 40. En las gráficas se observa la respuesta al impulso de un filtro Butterworth de orden 44. A la frecuencia de corte se tiene una atenuación de -3 dB. Se observa que la respuesta en fase es cuasi lineal para este diseño específico.

Una característica importante de este diseño es que no presenta rizo en la banda de paso por lo que no distorsiona la amplitud de la señal de entrada.

En la gráfica de magnitud se comprueba que el valor de la atenuación a la frecuencia de 110 Hz es de -30 dB como se propuso en las condiciones de diseño. Este valor pudo haber sido mayor pero hubiera incrementado el orden del filtro ocasionando que la adquisición y procesamiento de los datos fuera muy lenta.

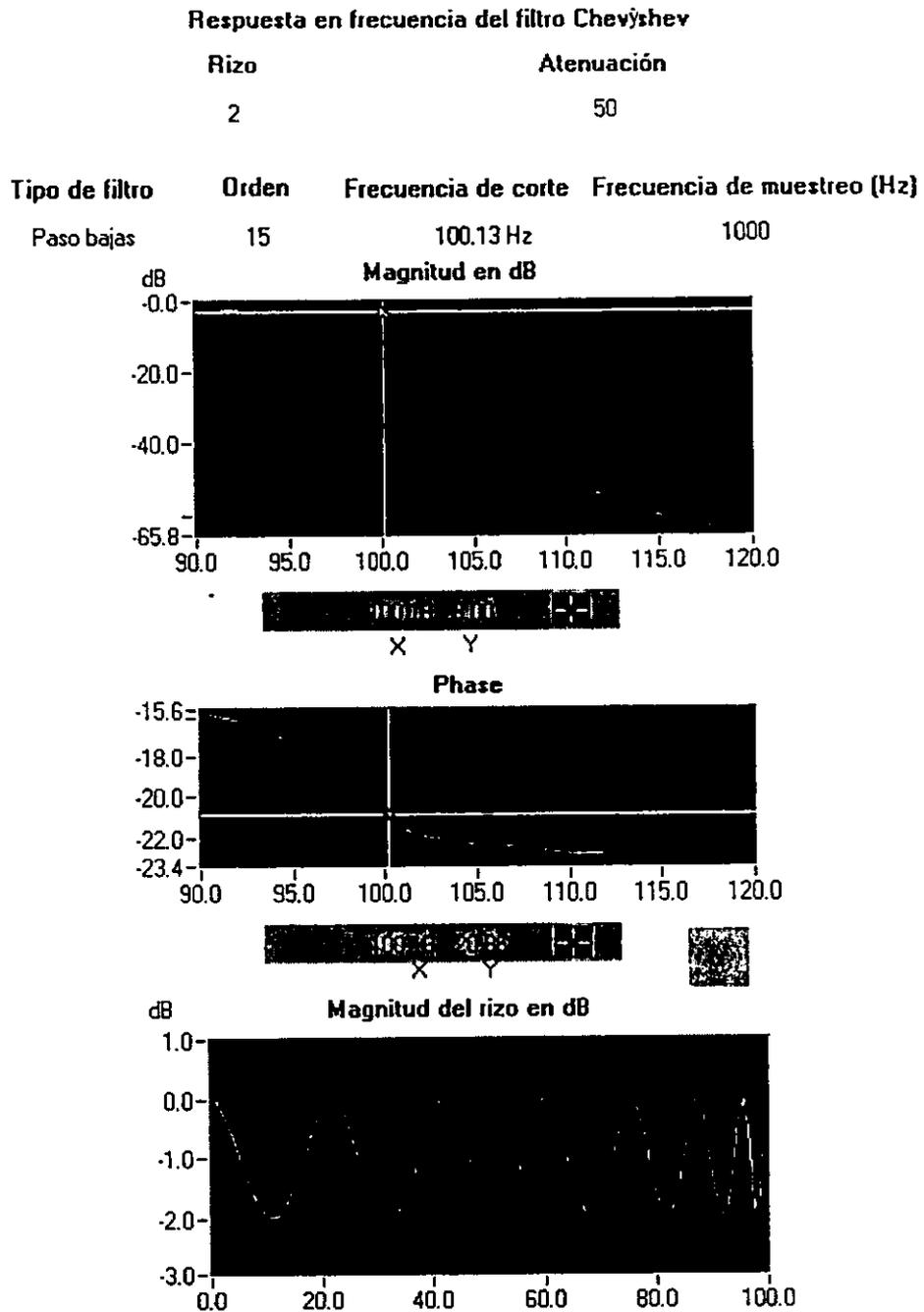


Figura 41. La respuesta en frecuencia del filtro Chevyshev presenta un rizo en la banda de paso de 2 dB de amplitud. Se observa que la respuesta en fase es no lineal y se puede comprobar de la gráfica en magnitud que la atenuación a la frecuencia de 110 Hz es de -50 dB como se esperaba. Nótese que la frecuencia de corte coincide con una atenuación de -3 dB de acuerdo con la definición. Este tipo de filtro no presenta rizo en la banda de supresión.

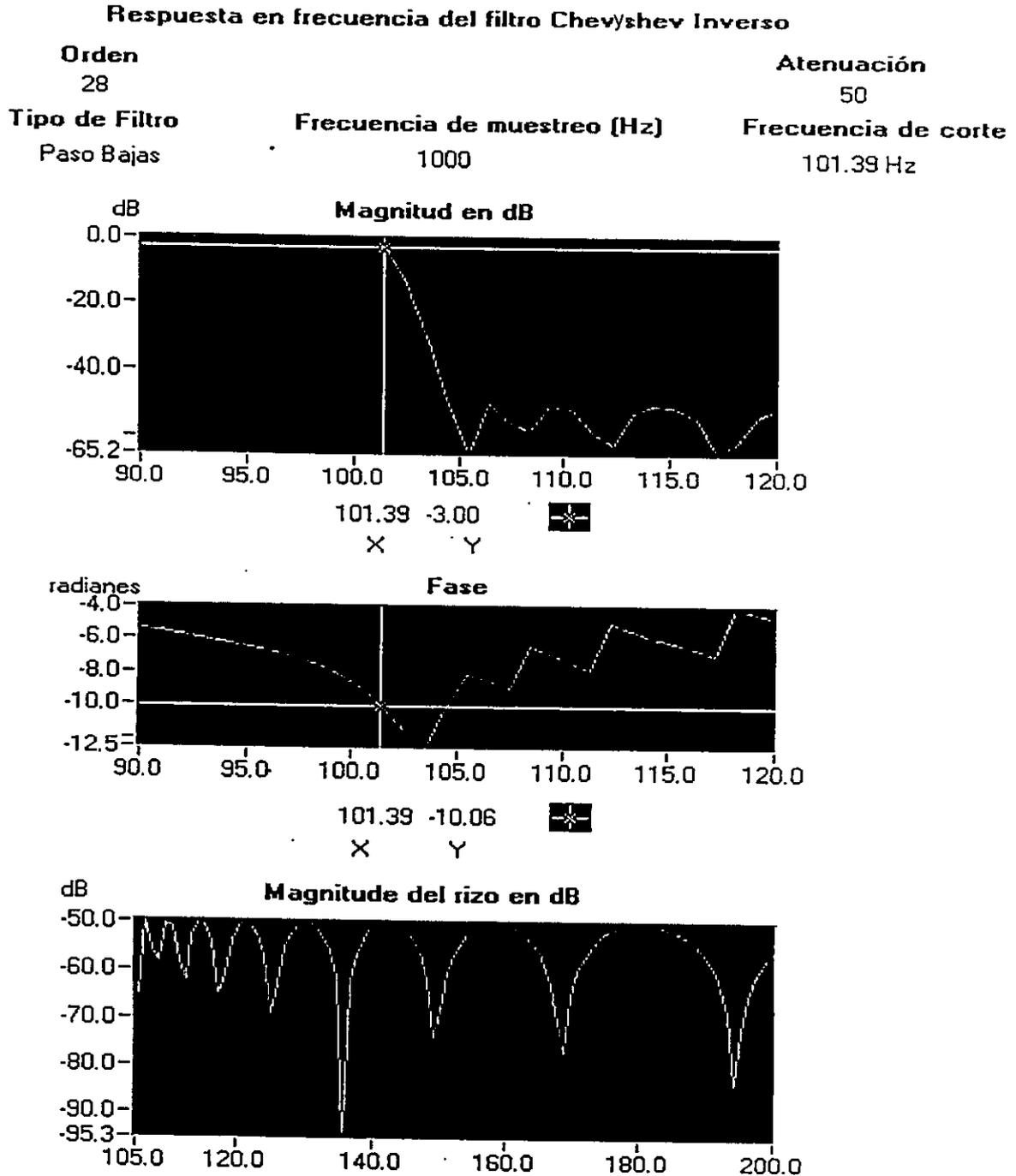


Figura 42. La respuesta al impulso del filtro Chebyshev Inverso, se obtiene utilizando los parámetros calculados con ayuda del programa *IIR FILTER DESIGN.vi*, ya que el algoritmo que genera la respuesta de tal filtro no coincide con el utilizado en LabVIEW.

La respuesta en fase es altamente no lineal en la banda de transición y en la de supresión. Obsérvese el rizo en la banda de supresión y la ausencia del mismo en la banda de paso.

Respuesta en frecuencia del filtro Elíptico

Atenuación en la banda de paso		Atenuación	
2		60	
Tipo de filtro	Orden	Frecuencia de corte	Frecuencia de muestreo (Hz)
Paso bajas	8	104.9 Hz	1000

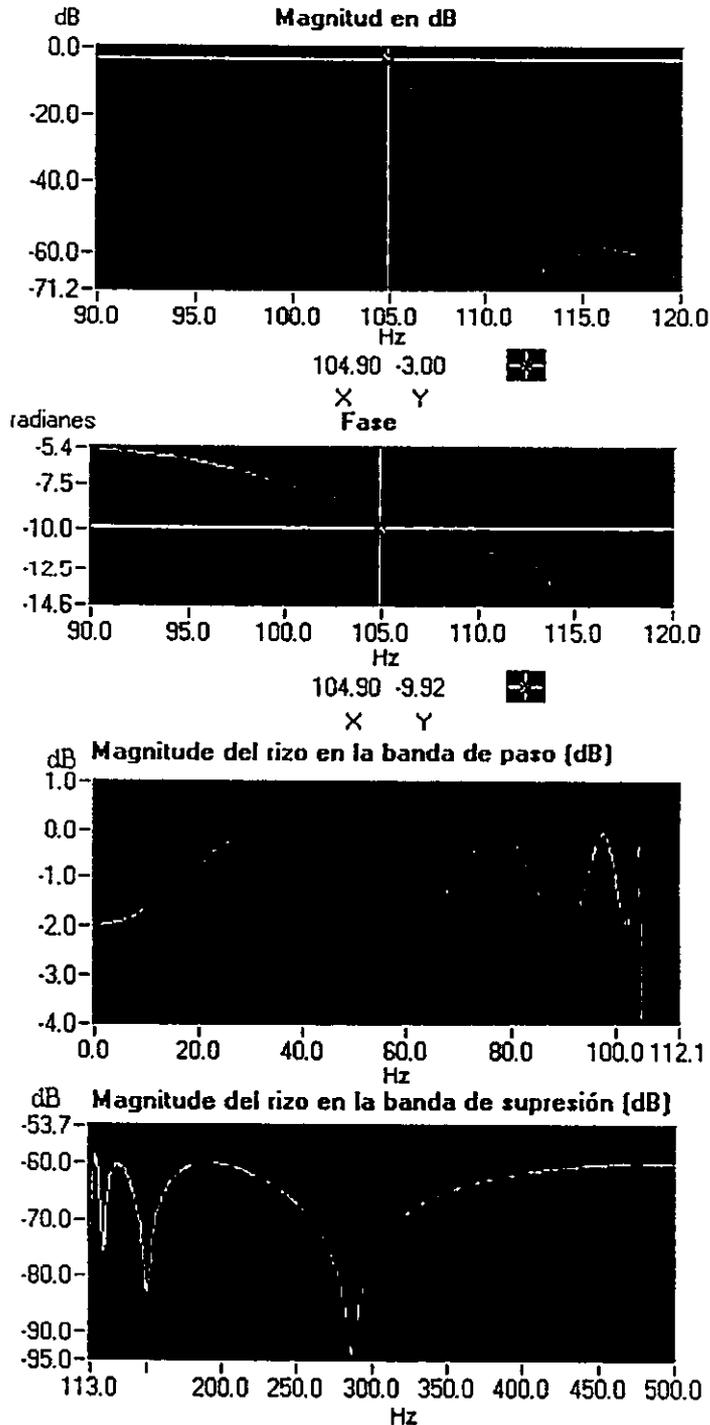


Figura 43. En la respuesta en frecuencia del filtro Elíptico, nótese el rizo en la banda de paso y en la de supresión. En la gráfica de la respuesta en magnitud puede apreciarse la coincidencia de la frecuencia de corte con la respectiva atenuación de -3 dB. Este diseño presenta el mínimo orden de todos los filtros con una excelente atenuación de -60 dB en la banda de supresión.

FILTRO A DISEÑAR

TIPO DE FILTRO

Rizo

Atenuación

Orden

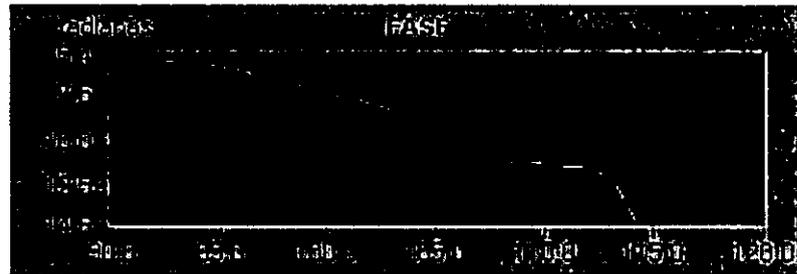
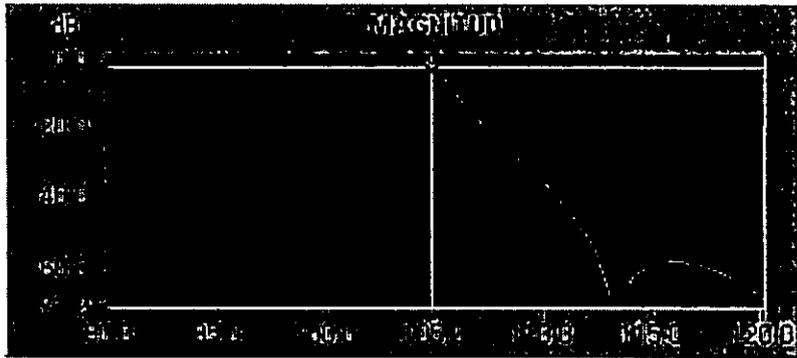
escala del eje y
 Logarítmica
 Lineal

velocidad de muestreo

Frecuencia de corte

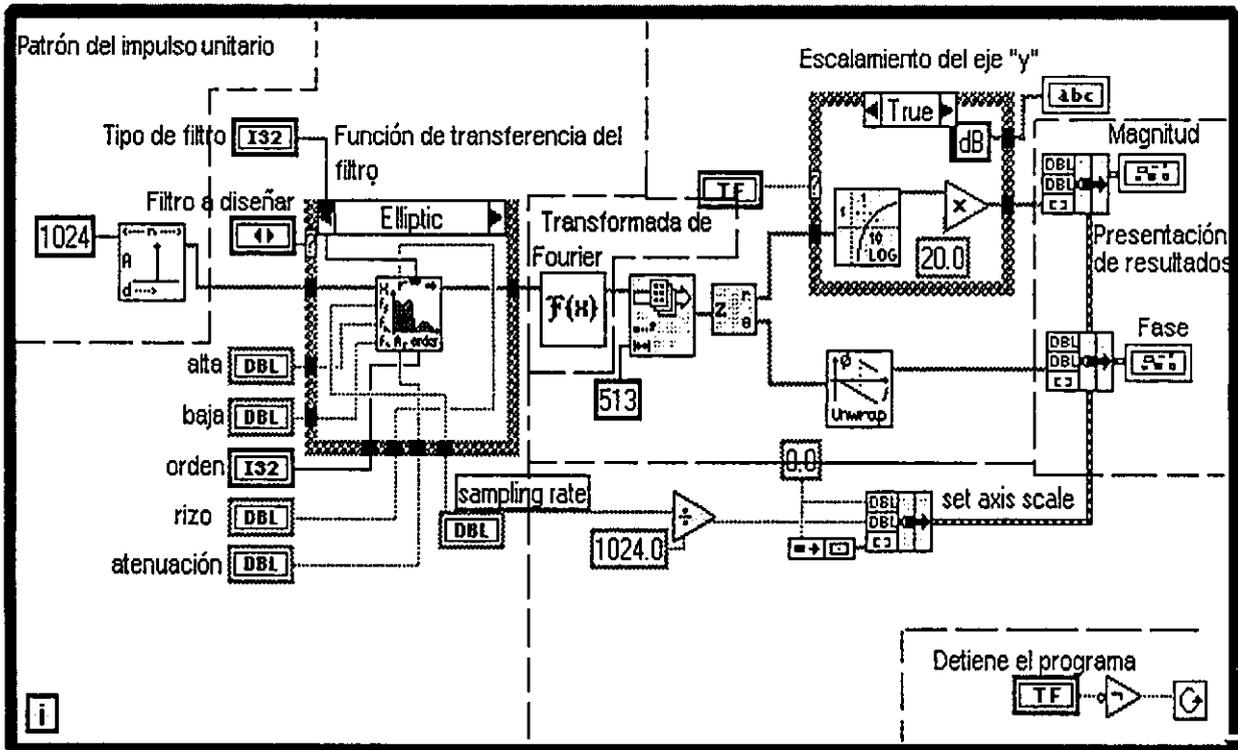
Baja

Alta



ALTO

ESTE PROGRAMA CALCULA LA RESPUESTA AL IMPULSO DE UN FILTRO



Estructura While

Impulso unitario

$$x(i) = \begin{cases} 1 & i=0 \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases}$$

La localización de este programa en el paquete LabVIEW es:
 -c:\LabVIEW\EXAMPLES\ANALYSIS\ftfxmpl.lib\IIR FILTER DESIGN

Figura 39. Carátula y diagrama a bloques del programa IIR FILTER DESIGN.

4.1 OBJETIVOS.

- Verificar si los filtros diseñados son capaces de detectar variaciones de 1 cm de agua para el transductor de 700 mbar y de 10 cm de agua para el transductor de 10 bar.
- Comparar el voltaje de rizo de la señal filtrada para los diferentes tipos de filtros utilizando la fuente construida y la fuente comercial.
- Determinar el filtro que reduce al máximo el voltaje de rizo y que presenta el menor orden posible.
- Comparar los espectros en frecuencia de la señal a la salida del transductor y a la salida del filtro para el filtro que mejor se acopla a nuestras necesidades.

4.2 MÉTODO.

1. Construir un tubo con graduaciones de 1 cm de agua con una boquilla en uno de sus extremos que tenga la rosca del transductor de presión.
2. Conectar el transductor a la tarjeta de adquisición.
3. Alimentar los transductores con la fuente construida.
4. Utilizando el filtro Butterworth, tomar las lecturas del transductor de 700 mbar en ausencia de líquido durante un minuto.
5. Introducir un cm de agua lo más rápidamente posible.
6. Tomar las lecturas del transductor durante un minuto.
7. Detener la toma de lecturas.
8. Repetir los pasos 5,6 y 7 dos veces más.
9. Tomar las lecturas durante un minuto sin variaciones en la columna de entrada.
10. Detener la toma de lecturas.
11. Repetir los pasos 4 al 10 para los filtros Chevyshev, Chevyshev Inverso y Elíptico.
12. Repetir los pasos 4 al 11 para el transductor de 10 bar pero introduciendo 10 cm de agua en lugar de uno.
13. Alimentar los transductores con la fuente comercial.
14. Repetir los pasos 4 al 10.
15. Tomar las lecturas del transductor durante un minuto para los filtros Chevyshev, Chevyshev Inverso y Elíptico.
16. Repetir los pasos 14 y 15 para el transductor de 10 bar utilizando 10 cm de agua en lugar de 1 cm de agua.

4.3 RESULTADOS.

Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Voltaje de ruido de la señal a la salida del transductor ⁶⁸	0.283×10^{-3}	1.76×10^{-3}	0.30×10^{-3}	2.93×10^{-3}
	V_{rms}	V_{pp}	V_{rms}	V_{pp}
Transductor de 700 mbar				
Filtro Butterworth				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 1 cm de agua ⁶⁹	$0.15 \times 10^{-3} V$		$0.15 \times 10^{-3} V$	

⁶⁸ Ver apéndice B1. Estos datos provienen de las variaciones de 1 cm de agua/minuto.

⁶⁹ Ibid.

CAPÍTULO 4. EXPERIMENTOS Y RESULTADOS

Voltaje de ruido ⁷⁰	12.4×10^{-6} V_{rms}	0.053×10^{-3} V_{pp}	5.56×10^{-6} V_{rms}	0.032×10^{-3} V_{pp}
Filtro Chevyshev				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 1 cm de agua	$0.15 \times 10^{-3} V$		$0.15 \times 10^{-3} V$ ⁷¹	
Voltaje de ruido	7.74×10^{-6} V_{rms}	0.048×10^{-3} V_{pp}	6.79×10^{-6} V_{rms}	0.032×10^{-3} V_{pp}
Filtro Chevyshev Inverso				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 1 cm de agua	$0.14 \times 10^{-3} V$		$0.15 \times 10^{-3} V$ ⁷²	
Voltaje de ruido	7.36×10^{-6} V_{rms}	0.033×10^{-3} V_{pp}	7.85×10^{-6} V_{rms}	0.050×10^{-3} V_{pp}
Filtro Elíptico				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 1 cm de agua	$0.14 \times 10^{-3} V$		$0.15 \times 10^{-3} V$ ⁷³	
Voltaje de ruido	5.96×10^{-6} V_{rms}	0.027×10^{-3} V_{pp}	6.43×10^{-6} V_{rms}	0.034×10^{-3} V_{pp}
Transductor de 10 bar				
Filtro Butterworth				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 10 cm de agua	$0.12 \times 10^{-3} V$		$0.13 \times 10^{-3} V$	
Voltaje de ruido	11.57×10^{-6} V_{rms}	0.03×10^{-3} V_{pp}	9.64×10^{-6} V_{rms}	0.05×10^{-3} V_{pp}
Filtro Chevyshev				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 10 cm de agua	$0.12 \times 10^{-3} V$		$0.13 \times 10^{-3} V$ ⁷⁴	
Voltaje de ruido	6.79×10^{-6} V_{rms}	0.04×10^{-3} V_{pp}	7.097×10^{-6} V_{rms}	0.03×10^{-3} V_{pp}
Filtro Chevyshev Inverso				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 10 cm de agua	$0.12 \times 10^{-3} V$		$0.13 \times 10^{-3} V$ ⁷⁵	
Voltaje de ruido	6.55×10^{-6} V_{rms}	0.03×10^{-3} V_{pp}	6.003×10^{-6} V_{rms}	0.04×10^{-3} V_{pp}
Filtro Elíptico				
Tipo de fuente	Fuente construida		Fuente comercial	
Equivalente en volts a 10 cm de agua	$0.09 \times 10^{-3} V$		$0.13 \times 10^{-3} V$ ⁷⁶	
Voltaje de ruido	5.22×10^{-6} V_{rms}	0.04×10^{-3} V_{pp}	5.82×10^{-6} V_{rms}	0.03×10^{-3} V_{pp}

⁷⁰ Ver apéndice C1. Estos datos provienen de las lecturas tomadas durante un minuto sin variaciones (voltaje de rizo 1 y 2).

⁷¹ Este valor no se midió, se considera igual al dato medido para el filtro Butterworth de la celda inmediata superior pues se observa una variación mínima en el mismo para el caso de la fuente construida.

⁷² *ibid*

⁷³ *ibid*

⁷⁴ Este valor no se midió, se considera igual al dato medido para el filtro Butterworth de la celda inmediata superior pues se observa una variación mínima en el mismo para el caso de la fuente construida.

⁷⁵ *ibid*

⁷⁶ *ibid*

4.4 VOLTAJE DE RUIDO EN RELACIÓN A LOS VOLTAJES DE INTERÉS.

El porcentaje del valor pico a pico del ruido respecto al voltaje equivalente a uno y diez centímetros de agua para los transductores respectivos se calcula con la siguiente expresión :

$$\% = \frac{V_{rpp} * 100}{V_{1,10}}$$

En donde:

V_{rpp} : voltaje pico a pico del ruido

$V_{1,10}$: voltaje correspondiente a uno o diez centímetros de agua respectivamente

Transductor	700 mbar		10 bar	
	Fuente	Filtro	Fuente	Filtro
	Construida	Comercial	Construida	Comercial
	Porcentaje(%)	Porcentaje(%)	Porcentaje(%)	Porcentaje(%)
Butterworth	35.3	21.3	25	38.5
Chevyshev	32	21.3	33.3	23.1
Chevyshev Inverso	23.6	33.3	25	30.8
Elíptico	19.29	22.7	44.4	23.1

De la tabla anterior deducimos que el ruido a la salida de los filtros representa al menos un 20% del valor de la señal de interés por lo que es posible medir señales con la precisión establecida⁷⁷.

4.4 COMPARACIÓN ENTRE LOS DIFERENTES TIPOS DE FILTROS.

Las tablas siguiente se calculan con base en la siguiente ecuación :

$$\% = 100 - \frac{V_{re}}{V_{rn}} * 100$$

En donde:

V_{re} : voltaje de ruido a la salida del filtro Elíptico (V_{rms})

V_{rn} : voltaje de ruido a la salida de otro filtro (V_{rms})

Filtros	Porcentaje (%)
Butterworth	51.9
Chevyshev	22.3
Chevyshev Inverso	19.02

El voltaje de ruido producido por un filtro Elíptico para el caso de la fuente construida y el transductor de 700 mbar es el menor de todos, como se muestra en la tabla; en donde el ruido a la salida del filtro Butterworth es el mayor de todos, en tanto que el voltaje de ruido entre el

⁷⁷ Ver apéndice B1 para más información.

filtro Chevyshev y Chevyshev Inverso son muy parecidos. De hecho la teoría señala el desempeño del segundo, por su caída en la banda de transición más pronunciada (*roll off*), mejor que el del primero.

En el caso del filtro Butterworth la caída menos pronunciada se debe al orden (se requiere uno mayor).

Utilizando la fuente comercial, el mejor filtro resultó el Butterworth, después el Elíptico, el Chevyshev y el Chevyshev Inverso en ese orden.

En la siguiente tabla se muestra que porcentaje, el ruido del filtro Butterworth es menor que el de los otros filtros.

Filtros	Porcentaje (%)
Chevyshev	18.11
Chevyshev Inverso	29.2
Elíptico	13.53

En cuanto al transductor de 10 bar se refiere, el voltaje de ruido producido por un filtro Elíptico para el caso de la fuente construida es el menor de todos.

Filtros	Porcentaje (%)
Butterworth	54.9
Chevyshev	23.1
Chevyshev Inverso	20.3

Para el mismo transductor y la fuente comercial se tiene que el mejor filtro resultó también el Elíptico como lo muestra la siguiente tabla :

Filtros	Porcentaje (%)
Butterworth	39.6
Chevyshev	17.99
Chevyshev Inverso	3.05

Con los resultados anteriores se puede decir que el mejor filtro resulta ser el Elíptico, como se esperaba, tanto para la fuente comercial como para la construida⁷⁸.

4.5 COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO ENTRE LA FUENTE COMERCIAL Y LA FUENTE CONSTRUIDA.

Para el transductor de 700 mbar se hace una comparación del ruido que se obtiene en la fuente comercial y en la fuente construida para el mismo tipo de filtro, para lo cual se utiliza la siguiente expresión :

⁷⁸ En el caso en el que el mejor filtro resultó el Butterworth se considera que hubo un error en los datos adquiridos dados los otros resultados.

$$\% = 100 - \frac{V_{rb}}{V_{rc}} * 100$$

En donde:

V_{rb} : voltaje de ruido de la fuente construida (V_{rms})

V_{rc} : voltaje de ruido de la fuente comercial (V_{rms})

Filtro	Porcentaje (%)
Butterworth	55.2
Chevyshev	12.27
Chevyshev Inverso	-6.66
Elíptico	-7.89

Este resultado nos indica que cuando se usa el filtro Butterworth la amplitud del ruido de la fuente comercial es mayor en un 55% a la amplitud del ruido de la fuente construida. En el caso del filtro Chevyshev el porcentaje es menor; para el caso del filtro Elíptico y Chevyshev Inverso la fuente construida tiene un desempeño mejor que la fuente comercial.

Para el transductor de 10 bar se hace una comparación del ruido de forma similar a la anterior. Utilizando la fórmula con la que se obtuvo la tabla anterior se calcula la tabla siguiente, que muestra el porcentaje mayor que es la amplitud del ruido de la fuente construida con respecto a la de la fuente comercial :

Filtro	Porcentaje (%)
Butterworth	16.68
Chevyshev	-4.52
Chevyshev Inverso	8.35
Elíptico	-11.49

En el caso del transductor de 10 bar, la tabla anterior nos indica que cuando se usa el filtro Butterworth y el Chevyshev Inverso, la fuente comercial resulta mejor que la construida; para el caso del filtro Elíptico y el Chevyshev la fuente construida tiene un desempeño mejor que la comercial.

Nótese que en ambos casos el mejor desempeño, en cuanto a mínima amplitud del ruido se refiere, se da con el uso de la fuente construida y el filtro Elíptico.

4.7 RESULTADOS CORRESPONDIENTES A LOS ESPECTROS EN FRECUENCIA OBTENIDOS DE LAS SEÑALES A LA SALIDA DE LOS TRANSDUCTORES.

Del periodograma⁷⁹ correspondiente a la señal a la salida de los transductores respectivos para ambos tipos de fuentes tenemos las siguientes componentes en frecuencia cuando el transductor tiene una columna de agua fija⁸⁰:

⁷⁹ El periodograma se define en el dominio de la frecuencia como un promedio de las amplitudes de las frecuencias que componen la señal.

⁸⁰ Para realizar el análisis en frecuencia se realizó un procesamiento posterior a los datos obtenidos tomando lecturas durante un minuto de una columna de agua fija (apéndice C3).

CAPÍTULO 4. EXPERIMENTOS Y RESULTADOS

Fuente construida⁸¹	Transductor de 700 mbar
Magnitud (dB V _{rms}) ⁸²	Frecuencia (Hz)
-68.4	0
-73	450
-78	120
-79	8
-80	320
-80 a -90	60, 180, 380 y 460
-90 a -100	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

Fuente comercial	Transductor de 700 mbar
Magnitud (dB V _{rms})	Frecuencia (Hz)
-61.6	0
-73	450
-79	120
-80 a -90	Se presentan aproximadamente diez y siete componentes en frecuencia (8 Hz también)
-95 a 100	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

Fuente construida	Transductor de 10 bar
Magnitud (dB V _{rms})	Frecuencia (Hz)
-48	0
-79	120 y 450
-80 a -90	Se presentan aproximadamente siete componentes en frecuencia.
-90 a -105	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

Fuente comercial	Transductor de 10 bar
Magnitud (dB V _{rms})	Frecuencia (Hz)
-48.4	0
-78	450
-80	120
-80 a -90	Se presentan aproximadamente doce componentes en frecuencia.
-90 a -100	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

⁸¹ Estos datos se obtuvieron de las gráficas del apéndice C2.

⁸² El voltaje de referencia es 1 V_{rms}

4.8 RESULTADOS CORRESPONDIENTES A LOS ESPECTROS EN FRECUENCIA OBTENIDOS DE LAS SEÑALES A LA SALIDA DEL FILTRO ELÍPTICO.

Fuente construida	Transductor de 700 mbar
Magnitud (dB V_{rms})	Frecuencia (Hz)
-70.4	0
-80	8
-90	60
-95	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores
140	112.5→497.5

Fuente comercial	Transductor de 700 mbar
Magnitud (dB V_{rms})	Frecuencia (Hz)
-63.6	0
-82	50, 75 y 100
-84	60
-85	8
-100	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.
-130	108.0→497.5

Fuente construida	Transductor de 10 bar
Magnitud (dB V_{rms})	Frecuencia (Hz)
-50	0
-82	8
-85	60
-90	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.
-140	112.0→497.5

Fuente comercial	Transductor de 10 bar
Magnitud (dB V_{rms})	Frecuencia (Hz)
-50.4	0
-82	60 y 83
-85	8 y 42
-100	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.
-130	108.0→497.5

4.9 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS DEL PERIODOGRAMA DE LA SEÑAL A LA SALIDA DE LOS TRANSDUCTORES.

Para construir las tablas que siguen debe considerarse que la primera columna se calcula de la siguiente forma :

$$M = |M_o| + M_x$$

En donde:

M : magnitud respecto a la frecuencia cero (dB)

M_o : magnitud a la frecuencia cero (dB)

M_x : magnitud a otra frecuencia (dB)

La segunda columna se calcula utilizando la fórmula siguiente :

$$\% = 10^{\frac{M}{-20}} * 100$$

Esta última fórmula representa el porcentaje de la señal a cualquier otra frecuencia respecto de la señal a la frecuencia cero (señal de interés, ya que los datos que generan los periodogramas corresponden a aquellos que no representan variaciones en la columna de agua).

Fuente construida		Transductor de 700 mbar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-4.6	58.9	450
-9.6	33.1	120
-10.6	29.5	8
-11.6	26.3	320
-11.6 a -21.6	2.63 a 8.32	60, 180, 380 y 460
-21.6 a -31.6	8.32 a 2.63	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

Fuente comercial		Transductor de 700 mbar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-11.4	26.9	450
-17.4	13.49	120
-18.4 a -28.4	12.02 a 3.80	Se presentan aproximadamente diez y siete componentes en frecuencia (8 Hz también)
-33.4 a -38.4	2.14 a 1.202	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

La frecuencia de ruido (450 Hz) más grande para el caso del transductor de 700 mbar es un 58.9 % de la magnitud de la frecuencia fundamental para el caso de la fuente construida; en el caso de la fuente comercial es un 26.9 %, lo que indica que la componente fundamental es más "visible " en la señal producida por la fuente comercial.

La frecuencia que corresponde al voltaje de rizo tanto de la fuente comercial como de la construida está mejor atenuada en el caso de la primera pues es solo un 13.49% de la

CAPÍTULO 4. EXPERIMENTOS Y RESULTADOS

frecuencia fundamental, no así en el caso de la segunda para la cual es un 33.1 % de la frecuencia fundamental.

Una componente de ruido importante en la fuente construida se presenta a 8 Hz con una amplitud de 29.3 % de la amplitud de la frecuencia fundamental.

Las frecuencias de ruido aparte de las mencionadas son más numerosas en la fuente comercial que en la construida ; sin embargo están más atenuadas para el primer caso que para el segundo.

Fuente construida		Transductor de 10 bar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-31	2.82	120 y 450
-32 a -42	2.51 a 0.794	Se presentan aproximadamente siete componentes en frecuencia.
-42 a -57	0.794 a 0.1413	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

Fuente comercial		Transductor de 10 bar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-29.6	3.31	450
-31.6	2.63	120
-31.6 a -41.6	2.63 a 0.832	Se presentan aproximadamente doce componentes en frecuencia.
-41.6 a -51.6	0.832 a 0.263	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.

La frecuencia de ruido más importante para la fuente comercial se encuentra a 450 Hz, en tanto que para la fuente construida se le añade una componente a 120 Hz. En el caso de la fuente construida, las amplitudes correspondientes a estas frecuencias representan sólo un 2.82 % de la frecuencia de interés, y para la fuente comercial son menores a un 3.31 %.

4.10 ANALISIS DE RESULTADOS DEL PERIODOGRAMA DE LA SEÑAL FILTRADA POR UN FILTRO ELÍPTICO.

Fuente construida		Transductor de 700 mbar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-9.6	33.1	8
-19.6	10.47	60
-24.6	5.89	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores
-69.6	0.0331	112.5→497.5

CAPÍTULO 4. EXPERIMENTOS Y RESULTADOS

Fuente comercial		Transductor de 700 mbar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-18.4	12.02	50, 75 y 100
-20.4	9.55	60
-21.4	8.51	8
⁻³ 6.4	1.514	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.
⁻⁶ 6.4	0.0479	108.0→497.5

En el caso del transductor de 700 mbar, la frecuencia de ruido más importante para la fuente construida es de 8 Hz con un 33.1 % de la amplitud de la señal deseada, las otras componentes en frecuencia representan menos del 11 % de la amplitud de la señal de importancia.

Para la fuente comercial las componentes de ruido representan menos del 12.02 % de la amplitud de la señal de interés.

El número de frecuencia de ruido es mayor para la fuente comercial que para la construida ; sin embargo, en ésta última las amplitudes están más atenuadas.

La atenuación de las frecuencias arriba de la frecuencia de corte del filtro Elíptico corresponden a valores menores del 0.05 % de la señal de interés.

Fuente construida		Transductor de 10 bar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-32	2.51	8
-38	1.259	60
-40	1	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.
-90	0.00316	112.0→497.5

Fuente comercial		Transductor de 10 bar
Magnitud respecto de la frecuencia cero (dB)	Porcentaje respecto de la frecuencia cero (%)	Frecuencia (Hz)
0	100	0
-31.6	2.63	60 y 83
-34.6	1.862	8 y 42
-49.6	0.331	Se tienen muchas componentes en frecuencia a diferentes valores.
-79.6	0.01047	108.0→497.5

En el caso del transductor de 10 bar, las frecuencias de ruido presentan menos del 2.63 % de la amplitud de la señal de interés, por lo que podemos decir que no habrá problemas en la adquisición de las señales para este caso, independientemente de la fuente utilizada.

Las frecuencias arriba de la frecuencia de corte del filtro son atenuadas a un valor menor del 0.01047 % de la amplitud de la señal de interés.

4.11 TABLA RESUMEN CORRESPONDIENTE A LA SEÑAL SIN FILTRAR.

TRANSDUCTOR	700 mbar		10 bar	
	Construida	Comercial	Construida	Comercial
A_{f_0} (dB)	-68.4	-61.6	-48	-48.4
f_{f_1} (Hz)	450	450	120 y 450	450
A_{f_1, f_0} (%)	58.9	26.9	2.82	3.31
A_{120, f_0} (%)	33.1	13.49	2.82	2.63
A_{8, f_0} (%)	29.5	12.02 a 3.8	2.51 a 0.794	2.63 a 0.832
$f_{-80 \text{ a } -90}$ (Hz)	60, 180, 380 y 460	17 componentes	7 componentes	12 componentes
$A_{-80 \text{ a } -90, f_0}$ (%)	26.3 a 8.32	12.02 a 3.80	2.51 a 0.794	2.63 a 0.832

En donde :

- A_{f_0} : amplitud a 0 Hz.
- f_{f_1} : componente en frecuencia mayor después de la de 0 Hz.
- A_{f_1, f_0} : amplitud de la componente en frecuencia mayor después de la de 0 Hz respecto a la de 0 Hz.
- A_{120, f_0} : amplitud a la frecuencia de rizo de la fuente respecto de la frecuencia fundamental.
- A_{8, f_0} : amplitud a la frecuencia de 8 Hz respecto de la frecuencia fundamental.
- $f_{-80 \text{ a } -90}$: frecuencia correspondientes al intervalo de amplitudes de -80 a -90 dB.
- $A_{-80 \text{ a } -90, f_0}$: amplitudes en el intervalo de frecuencia anterior respecto de la frecuencia fundamental.

Cuando se trabaja con el transductor de 10 bar, la amplitud a la frecuencia cero es similar para ambos tipos de fuentes, la mayor componente del ruido se encuentra a 450 Hz y en el caso de la fuente construida también a 120 Hz pero el porcentaje de esta componente respecto de la frecuencia fundamental es menor al 3.31 % en ambas fuentes. La amplitud de la componente a 120 Hz correspondiente al rizo de las fuentes es similar en ambas.

Se encuentra el doble de frecuencias de ruido en la fuente comercial que en la construida para una amplitud menor a 2.63 % de la frecuencia fundamental.

Para el caso del transductor de 700 mbar hay una notable diferencia de la señal obtenida gracias a la fuente comercial respecto de la construida, la primera nos dará un resultado mejor que la segunda. En primer lugar, la amplitud a la frecuencia cero es mayor por aproximadamente 7 dB ($5.5 \times 10^{-4} V_{rms}$) en la fuente comercial, la frecuencia de ruido mayor está en 450 Hz en ambas fuentes pero en el caso de la fuente comercial representa un 26 % de la frecuencia de la señal mientras que en el caso de la fuente construida corresponde a un 58.9 % (más del doble). En la fuente construida el voltaje de rizo presenta una magnitud de un 33.1 % de la frecuencia fundamental en tanto que en el caso de la fuente comercial tan solo un 13.49%. Aunque la fuente comercial presenta más frecuencias de ruido en el intervalo de -80 a -90 dB, éstas son menores al 12 % de la frecuencia fundamental, no así en el caso de la fuente construida que representan valores entre un 26 % y un 8 % de la frecuencia de la señal de interés. Adicionalmente, en la fuente construida se encuentra una frecuencia de ruido en 8 Hz que tiene aproximadamente un cuarto de la amplitud de la señal, pero en el caso de la fuente construida su valor es menor a un octavo de la amplitud de la señal a la frecuencia cero.

4.12 TABLA RESUMEN CORRESPONDIENTE A LA SEÑAL FILTRADA

TRANSDUCTOR	700 mbar		10 bar	
	Construida	Comercial	Construida	Comercial
A_{f_0} (dB)	-70.4	-63.6	-50	-50.4
f_c (Hz)	104.9	104.9	104.9	104.9
A_{f_c} (dB)	-130	-130	-130	-130
A_{f_c, f_0} (%)	0.1047	0.0479	0.01	0.01047
f_{r1} (Hz)	8	50, 75 y 100	8	60, 83
A_{r1, f_0} (%)	33.1	12.02	2.51	2.63
A_{8, f_0} (%)	33.1	8.51	2.51	1.862
A_{60, f_0} (%)	10.47	9.55	1.778	2.63
$f_{-80 \text{ a } -90}$ (Hz)	8 y 60	50, 75, 100, 60 y 8	8, 60	60, 83, 8 y 42
$A_{-80 \text{ a } -90, f_0}$ (%)	33.1 a 10.47	12.02 a 8.51	2.51 a 1.778	2.63 a 1.862

En donde :

f_c : frecuencia de corte del filtro Elíptico.

A_{f_c} : atenuación a la frecuencia de corte.

A_{60, f_0} : atenuación a 60 Hz respecto de la atenuación a la frecuencia cero.

Para el transductor de 700 mbar, la atenuación de la señal de interés debido a la fuente comercial es menor que la de la fuente construida, por lo que el número de volts por cm de agua es mayor en ésta última.

Para el caso de la fuente construida, la atenuación a la frecuencia de corte es de 0.1047 % de la señal a frecuencia cero, en el caso de la fuente comercial es de 0.0479 % del valor de la señal de interés.

La frecuencia de la señal de ruido de mayor amplitud se encuentra en 8 Hz para ambos transductores en el caso de la fuente construida, siendo más importante al utilizar este tipo de fuente pues representa un 33.1 % del valor de la frecuencia fundamental.

Las frecuencias de ruido máximas para el caso de la fuente comercial corresponden a un 12.02% del voltaje de interés para el transductor de 700 mbar, no así para el de 10 bar en el que es de solo un 2.63 % del valor de la señal de interés.

La componente a 8 Hz representa un 33.1 % de la señal de interés para el caso del transductor de 700 mbar utilizando la fuente construida, en el caso de la fuente comercial es de un 8.51%. Para el transductor de 10 bar esta componente de ruido no representa un problema pues corresponde a valores menores al 3 % de la amplitud de la señal de interés. La fuente comercial presenta mas componentes de ruido para ambos transductores con atenuaciones de -80 a -90 dB ; en el caso de la fuente construida solo existen 2 componentes importantes a 8 y a 60 Hz.

4.13 RESULTADOS UTILIZANDO UN PROCESO ESPECIAL.

Al utilizar un proceso especial a la salida del filtro se obtiene una reducción de al menos un 30% del voltaje de ruido de la señal filtrada.

La siguiente tabla muestra el voltaje rms de ruido de la señal de salida de un *Proceso Especial* y el porcentaje respecto al valor inicial.

Transductor	700 mbar				10 bar			
	Fuente	Construida		Comercial		Construida		Comercial
Filtro \ Unidades	V_{rms}	%	V_{rms}	%	V_{rms}	%	V_{rms}	%
Butterworth	4.46×10^{-6}	36.0	2.40×10^{-6}	43.2	3.78×10^{-6}	32.7	3.23×10^{-6}	33.5
Chevyshev	2.75×10^{-6}	35.5	2.64×10^{-6}	38.9	2.79×10^{-6}	41.1	2.63×10^{-6}	37.0
Chevyshev Inverso	3.13×10^{-6}	42.5	2.84×10^{-6}	36.2	2.39×10^{-6}	36.5	2.47×10^{-6}	41.2
Elíptico	2.83×10^{-6}	47.5	2.37×10^{-6}	36.9	2.11×10^{-6}	40.4	2.25×10^{-6}	38.7

En el caso del filtro Elíptico esta reducción es de al menos un 40 % en el caso de la fuente comercial y de un 47.5 % para el caso de la fuente construida.

4.14 PROGRAMA FINAL⁸³ QUE ADQUIERE LOS DATOS DE LOS TRANSDUCTORES.

El programa que construimos para calcular los valores en pascales de las señales en voltaje producidas por los transductores de presión, hace uso del filtro que resultó más eficiente, el Elíptico.

Utiliza el algoritmo del *Proceso Especial* y escala los valores de los transductores utilizando las pendientes de la ecuación de transferencia que se obtuvieron con ayuda del programa FILTRO25.vi y que se listan en el capítulo 3, página 38.

El programa se encuentra en la dirección c:\LabVIEW\REOMETRO\FINALREOMETRO.vi.

Para ejecutarlo se sigue los siguiente pasos :

1. Se abre el archivo anterior en LabVIEW.
2. Se ejecuta el programa presionando la flecha de ejecución que se encuentra en la barra de controles de LabVIEW.
3. Cuando se inicia el experimento es necesario calcular la ordenada al origen, por lo que se presiona el botón ORDENADA AL ORIGEN :



4. Se selecciona el transductor al cual se le quiera calcular la ordenada a través del botón ORDENADA DEL TRANSDUCTOR T1 :



5. Se introduce la presión en pascales de la columna de líquido que corresponde al transductor respectivo en el recuadro titulado INTRODUCIR PRESIÓN EN Pa :

Introducir presión en Pa



6. En el recuadro LECTURA DE PRESIÓN debe aparecer la presión que se le introdujo en el paso anterior :

Lectura de presión



⁸³ Ver apéndice D1.

7. Se realiza este procedimiento para los otros transductores.
8. Al terminar se selecciona TERMINAR en el botón ORDENADA AL ORIGEN T1.
9. Ahora sí se está en posibilidades de tomar lecturas de los transductores en unidades de presión. Para que los datos aparezcan, en unidades de presión o de voltaje, se requiere presionar el botón VOLTAJE :

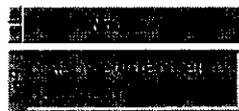
Lectura de:



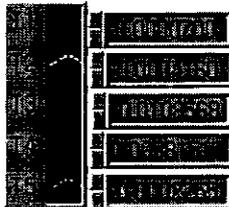
10. Si se quiere tomar lecturas de un solo transductor fijaremos nuestra atención en la gráfica inferior del programa, para esto se presiona el botón TRANSDUCTOR 1 :



11. Para almacenar los datos se tiene el botón NINGUNO el cual al ser presionado presenta las opciones GUARDAR ó BÓRRAR que se ejecutan sobre el archivo del recuadro inferior :



12. Abajo del botón DETENER se encuentran las condiciones de voltaje al inicio del experimento y el nombre de cada gráfica con su código de colores.



Condiciones iniciales (V)

13. Es conveniente utilizar el botón DETENER cuando se quiera finalizar el programa.



CONCLUSIONES

El presente trabajo logra automatizar un sistema de medición y adquisición de datos para un reómetro, que mide la viscosidad elongacional y al corte de diversas soluciones, mediante el uso del paquete de instrumentación virtual LabVIEW.

Las señales son adquiridas por sensores de presión de alta precisión polarizados con una fuente construida con un regulador LM317 y un filtro capacitivo. El rizo de la fuente construida presenta una atenuación de -80 dB como se esperaba por cuestiones de diseño; eliminando así el problema de la presencia del rizo en la señal de salida.

Al comparar la fuente construida con una fuente comercial resultó que, si bien ésta última atenúa más algunas frecuencias de ruido, esto no representa mucha variación en el resultado de la señal en su conjunto pues a la salida del transductor se presentan voltajes de ruido similares, esto se debe a la interferencia captada del ambiente y a que la fuente comercial es de voltaje variable y la que se construyó es de voltaje fijo.

El problema de filtrar una señal para eliminar componentes en frecuencia no deseadas incluye el análisis de las partes que componen al sistemas y aquellas que se encuentran fuera de él y que influyen en el mismo, como otras máquinas presentes en el laboratorio ; con base en este análisis se determinó que el ruido presente es de tipo EMI.

El filtro que resultó más versátil fue el Elíptico ya que presentó el mínimo orden para filtrar una señal (proporcional al tiempo en el cual adquiere su valor estable), además es el que atenúa más la señal de ruido y el que produce el voltaje de rizo mínimo respecto a la precisión de la señal deseada.

En este trabajo se comprueba la utilidad del análisis en frecuencia para determinar las frecuencias de ruido del sistema y poder así determinar el camino a seguir en el filtrado de una señal.

Se diseñó un filtro llamado *Proceso Especial* que permite reducir más el voltaje de ruido (40%) a la salida del filtro elíptico, evitando distorsionar la señal en el intervalo de interés.

Este trabajo es un ejemplo del uso de la computadora en la instrumentación electrónica, ya que un paquete como LabVIEW y una tarjeta de adquisición adecuada permiten obtener resultados satisfactorios en la adquisición de una señal a un costo bajo con la posibilidad de modificar los parámetros para adecuarlos a otras aplicaciones.

LabVIEW resultó una herramienta muy versátil que permite realizar el procesamiento de una señal de manera rápida al contar con filtros digitales, que a diferencia de los analógicos, no adicionan ruido al sistema. Además LabVIEW es un paquete que permite realizar adquisición y procesamiento de señales de manera fácil gracias a su característica gráfica y al uso de instrumentos virtuales construidos por el usuario como subrutinas.

Se amplía el conocimiento sobre filtros utilizando un *MEDIAN FILTER*, que produce una disminución del ruido a través de una selección de valores de voltaje de la señal considerando la media de un arreglo. El uso de este filtro no lineal resulta de utilidad una vez que se tiene una señal filtrada, ya que da importancia a los cambios abruptos de la misma. Por otro lado, la memoria requerida por el mismo ocasiona que el programa sea lento por lo que es mejor utilizarlo para procesar conjuntos de datos después de su adquisición.

Gracias al análisis de la señal de entrada, al estudio de las características de los transductores y al uso de un filtro adecuado se logra adquirir una señal con la precisión que especifica el fabricante para los transductores de presión (10 y 700 mbar), a pesar de que el ruido es de más de un 100% del valor de la señal.

Ultimamente está de moda la instrumentación modular, que consiste en unir un conjunto de módulos que se controlan a través de paquetes como LabVIEW; en este trabajo se puede utilizar un módulo SCXI (del inglés *Signal Condition extention for Instrumentation*) para acondicionar la señal de los transductores con el cual se produce una señal limpia de ruido ; sin embargo, esta solución es costosa y en nuestro trabajo se plantea una solución muy barata.

Doble

Capitulos

REFERENCIAS

- [1] MOTTA MORALES; Benjamín.
Diseño e Instrumentación de un Nuevo Reómetro Elongacional y de Corte.
Tesis 1993.
- [2] MORGAN ; Don.
Practical DSP. Modeling, Techniques and Programming.
Ed. John-Wiley & Sons, 1994.
- [3] *AT-MIO 16D User Manual.*
National Instruments.
- [4] R. K. Gupta.
Elongational Rheometers .
Revista "Rheological Measurement", 1988.
- [5] *Analysis VI Reference Manual.*
LabVIEW, National Instruments.
- [6] HARLEY JONES; Martin.
A Practical Introduction to Electronic Circuits.
Ed. Cambridge University Press, 3a. ed. 1995
P.p. 200-225.
- [7] LINES; David
Building Power Supplies
Ed. Radio Shack, 1991.
- [8] DOUGLAS F. ; Elliot.
Digital Signal Processing. Engineering Application Handbook.
Ed. Academic Press Inc., 1987.
- [9] *Data acquisition VI Reference Manual.*
LabVIEW, National Instruments.
- [10] *Data Acquisition Basic Manual.*
LabVIEW, National Instruments.
- [11] BERNAL ; Denis.
Analog and Digital Electronic for Scientific Application.
- [12] WADE ; Graham.
Signal Coding and Processing.
Ed. Cambridge University Press, 2a. ed. Gran Bretaña, 1993.
- [13] DAVIS ; E. R.
Electronic Noise and Signal Recovery.
Ed. Academic Press, Gran Bretaña, 1993.

- [14] W. OTT ; Henry.
Noise Reduction Techniques in Electronic Systems.
Ed. Jhon Wiley & Sons, 2a. ed., USA, 1988.
- [15] HOROWITZ
The Art of Electronic.
Ed. Cambridge University Press, 2a. ed., USA, 1989.
- [16] HEWLETT PACKARD
FFT Lab Experiments Notebook.
HP product note 54600-3, 1998.
- [17] HEWLETT PACKARD
Using The FFT in HP 54600 Series Oscilloscopes.
HP product note 54600-4, 1998.
- [18] GRAY R. ; Paul
Analysis and Design of Analog Integrated Circuits.
Ed. John-Wiley & Sons, Inc., New York, 1993.
- [19] R. CHICHARRO, R. PERALTA-FABI, B. MENA. "Non-Newtonian Effects Inside a Horizontal Rotating Cylinder". Conference in Quebec, Canada (1995).
- [20] J.MENA, B. MENA, XX Congreso Academia Nacional de Ingeniería. "Relaciones Experimentales y Teóricas Entre Flujo Cortante Simple y Flujo Extensional Simple". Veracruz, México, (1995).
- [21] J. GAMA, F. NUÑEZ, A. VON-ZIEGLER, B. MENA. "Nuevo Aparato para Medición de Viscosidad Elongacional y de Corte", Proc. III Simposio Latinoamericano de Polimeros. Caracas, Venezuela, (1995).
- [22] J. GAMA, F. NUÑEZ, A. VON-ZIEGLER, B. MENA. "Simple Elongational Viscosity". Proc. VIII Annual Meeting P.P.S. New Delhi, India (1994).
- [23] J. CRUZ-MENA, F. SERRANIA, B. MENA, "Elongational Rheometry with Pre-shearing History". Progress and Trends in Rheology, Proc. Vth European Rheology Conference, Steinkopff, Darmstadt, 461-2, (1998).
- [24] CRUZ-MENA, J. CASWELL, B. MENA, "Elongational Viscometry with Controlled Shearing". 97-9 IUTAM Symposium on Rheology & Computation, Sidney, Australia. (1997).
- [25] B. MENA, A. MORALES-PATIÑO, B. MOTTA, F. SERRANIA, A. VON-ZIEGLER. "A New Kind of a Shear Elongational Rheometer", Applied Mechs. In the Americas, Vol. I, 529-534, (1995).
- [26] J. CRUZ MENA, B. MENA, R.R. HUIGOL, "Relaciones Experimentales y Teóricas Entre Flujo Cortante Simple y Elongación Unidireccional", A.N.I.A.C. (1995)

- [27] J. GAMA, E. GEFFROY, F. NUÑEZ, R. ZENIT A. VON-ZIEGLER, B. MENA. Polymer Proc. Soc. "*A New Shear Elongational Viscometer*". P .P.S., New Delhi, India (1992).
- [28] J. GAMA, R. ZENIT, A. VON-ZIEGLER, B. MENA, Current Problems on Rheology, Biorheology and Biomechanics. "*The Influence Of Pre-Shearing On Elongational Viscosity Measuremets*". Russ Acad. SCI. Moscow, URSS (1992).
- [29] J. GAMA, F. NUÑEZ, A. VON-ZIEGLER, R. ZENIT, B. MENA. II Congreso Nacional de Ciencias de Materiales. "*Viscosimetría Elongacional de Soluciones Poliméricas*". Academia Mexicana de Ciencias de Materiales, Cancún, México (1992).

APÉNDICES

TÍTULOS DE LOS APÉNDICES.**APÉNDICE A**

- A1.** Hojas de especificaciones del LM317.
- A2.** Hojas de especificaciones de los transductores de presión.
- A3.** Hojas de especificaciones del transductor de 700 mbar (357140).
- A4.** Hojas de especificaciones del transductor de 10 bar (439887).
- A5.** Diagrama de la tarjeta ATMIO16-D.
- A6.** Conexiones a la tarjeta de adquisición de datos ATMIO16-D.
- A7.** Descripción de las terminales de la tarjeta ATMIO16-D.
- A8.** Diagrama a bloques de la tarjeta de adquisición de datos ATMIO16-D.
- A9.** Diagrama a bloques del circuito de adquisición de datos y de la entrada analógica de la tarjeta ATMIO16-D.

APÉNDICE B

- B1.** Adquisición de señales con variaciones de uno y diez centímetros de agua por minuto durante tres minutos para diferentes filtros.
- B2.** Cálculo de los valores de las componentes del filtro de la fuente construida.
- B3.** Gráficas de las señales producidas por la fuente construida.
- B4.** Circuitos de la fuente construida.
- B5.** Circuito para medir la temperatura utilizando el sensor LM35D.
- B6.** Dispositivo utilizado para colocar una columna de agua sobre los transductores.
- B7.** Curvas de calibración de los transductores de presión.
- B8.** Datos para generar las curvas de calibración de los transductores de presión.
- B9.** Programa FILTRO25.vi.
- B10.** Medición de la impedancia de salida de un transductor de presión.

APÉNDICE C

- C1.** Voltaje de ruido de la señal a la salida del transductor y a la salida del filtro elíptico.
- C2.** Periodograma de la señal a la salida del transductor y a la salida del filtro elíptico.

APÉNDICE D

- D1.** Programa FINALREOMETRO.vi para adquirir la señal de los transductores de presión.
- D2.** Programa PROMEDIO.vi.

APÉNDICE A

Druck

PDCR 800 SERIES

GENERAL PURPOSE PRESSURE TRANSDUCERS

Excellent linearity and hysteresis

High overload capability

Rationalized outputs

Good thermal stability

Parameter selection available



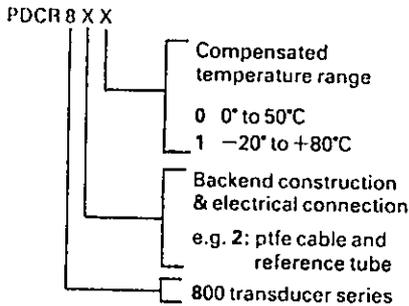
Every PDCR 800 transducer is based on a high performance pressure sensor (core) which has subsequently been completed for a specific application by the addition of an electron beam welded pressure connector and an electrical connector assembly. The core itself is an accurate pressure transducer incorporating a high integrity silicon diaphragm and titanium module, a pcb assembly and advanced compensation techniques which give excellent performance over extended temperature ranges. The final assembly is electron beam welded and encapsulated. These cores are produced in large quantities and following automatic calibration over the whole temperature range and to three times the nominal pressure range all the data is stored in the computer data base.

The benefits are a high performance to cost ratio series of the transducers listed below, including the core which can be selected and adapted in many different ways and supplied on short delivery.

Type number and specification

- PDCR 800/801 -- Basic core
- PDCR 810/811 -- General purpose
- PDCR 820/821 -- General purpose
- PDCR 830/831 -- Depth
- PDCR 860/861 -- Integral connector

The type numbering system denotes the following details:-



Please refer to temperature effects, ordering information, assembly diagram and installation drawings to fulfil your requirements.

STANDARD SPECIFICATION

Operating pressure ranges

70mbar, 175mbar, 350mbar, 700mbar, 1, 1.5, 2, 3.5, 5, 7, 10, 15, 20, 35 and 60 bar gauge.

Other pressure units can be specified, e.g. psi, kPa, mH₂O.

Absolute, differential and sealed gauge transducers are available.

For higher ranges refer to PDCR 610/900 data sheets.

Negative pressure

All transducers will accurately respond to pressures below gauge (negative pressures) and will operate with a vacuum applied. The reference side of the PDCR 82X is suitable for pressures up to 2 bar g.

Overpressure

The rated pressure can be exceeded by the following multiples causing negligible calibrating change:-

- 10 X for 70 and 175mbar ranges
- 6 X for 350mbar range
- 4 X for 700mbar range and above.

Flush fitting version:-

35 bar range and above maximum pressure 70 bar.

Reference side:- 2 bar maximum

For higher differential pressures refer to PDCR 10/L/340 data sheets.

Burst pressure

In excess of 10 X rated pressure.

Positive pressure media

Fluids compatible with silicon and titanium.

Reference pressure media

Dry, non-corrosive, non-conducting gases.

For liquid pressure media on reference, refer to PDCR 120/WL data sheet.

Conducting pressure media

When operating with a conducting pressure media use a fully floating system or earth the +Ve supply.

If this method is not practicable please refer to PDCR 900 data sheet.

Transduction principle

Integrated silicon strain gauge bridge.

Excitation voltage

10 Volts @ 5mA nominal.

Output voltage

- 17mV for 70mbar range
- 25mV for 175mbar range
- 50mV for 350mbar range
- 100mV for 700mbar range and above.

The above outputs are for 10 Volts and are proportional to excitation voltage.

For amplified outputs please refer to PDCR 130 SERIES data sheet.

Common mode voltage

Typically +6.5 Volts with respect to the -Ve supply at 10 Volts excitation.

Output impedance

2000 ohms nominal.

Load impedance

Greater than 100K ohms for quoted performance.

Resolution

Infinite.

Combined non-linearity, hysteresis and repeatability

±0.1% B.S.L. for all ranges.

Zero offset and span setting

±3mV maximum.

Operating temperature range

-20° to +80°C standard.

This temperature range can be extended to 120°C for the PDCR 82X and PDCR 86X.

Temperature effects

PDCR 8X0

±0.5% total error band 0° to 50°C for 175mbar ranges and above.

±1.0% total error band 0° to 50°C for 70mbar range.

PDCR 830 ±0.6%, -2° to +30°C for 70mbar range, ±0.3%, -2° to +30°C for 175mbar range and above.

PDCR 8X1

±1.5% total error band -20° to +80°C for 175mbar ranges and above.

Typical thermal zero and span coefficients of ±0.015%/°C.

For -54° to +125°C temperature range please refer to PDCR 8X2 product note.

Natural frequency

28 kHz for 350mbar increasing to 360kHz for 35 bar.

For more detailed information please refer to manufacturer.

Acceleration sensitivity

0.006% F.S./g for 350mbar decreasing to 0.0002% F.S./g for 35 bar.

Mechanical shock

1000g 1ms half sine pulse in each of 3 mutually perpendicular axis will not affect calibration.

Vibration

Response less than 0.05% F.S./g at 30g peak 10Hz- kHz, limited by 12mm double amplitude (MIL-STD 810C Proc 514.2-2 Curve L)

Weight 100 gms. nominal.

Electrical connection

1 metre integral cable supplied.

See ordering information for specification details.

Longer lengths available on request.

6 pin Bayonet fixed plug to MIL-C-26482 or DEF 5325 shell size 10 supplied with PDCR 86X, and mating socket Amphenol type 62GB-16F 10-6S supplied as standard.

Pressure connection

- G¹/₈B 60° Internal cone
- G¹/₈B } Flat end
- 1/4" N.P.T. }
- G¹/₈B 60° Internal cone
- 1/4" U.N.F. as MS.33656-4
- M12x1.5 Ermeto
- M14x1.5mm DIN 3863-8
- Flush fitting +
- Depth cone

Others available on request.

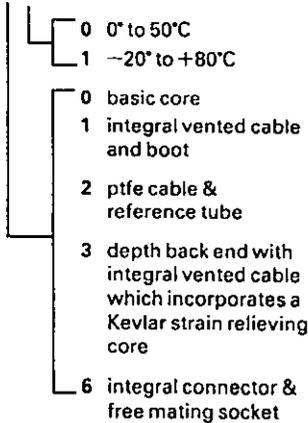
Continuing development sometimes necessitates specification changes without

Ordering information

Please state the following:-

(1) Type number

PDCR 8 X X

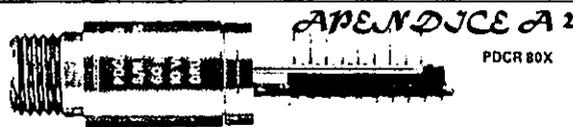


(2) Operating pressure range

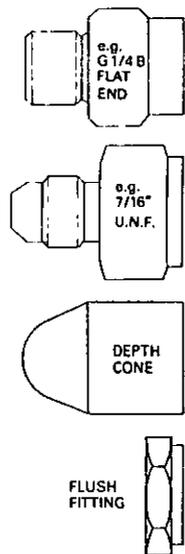
(3) Pressure connection

(4) Pressure media

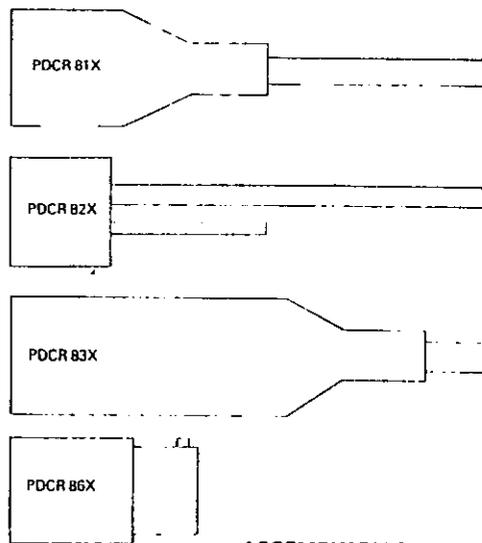
For non-standard requirements please specify in detail.



PRESSURE CONNECTIONS



BACK END CONSTRUCTION



ASSEMBLY DIAGRAM

SPECIFICATION OPTIONS

The following summarises the possibilities and for further details and ordering information please contact our Sales Office.

1. Parameter selection

The PDCR 800 series transducer is calibrated not only to the nominal full range pressure, but to two times and three times this pressure and also the temperature effects of zero and span are monitored at five temperatures between -20° and +80°C. All this information is stored in a computer and enables us, where it is important, to optimise the performance parameters to suit specific applications. Selection can either be for improved performance in accuracy or temperature drift from standard transducers or to optimise certain parameters by using the transducers in the overrange condition.

2. Improved accuracy

The standard linearity and hysteresis is ±0.1% B.S.L., but this can be improved to ±0.06% B.S.L., or even better by selection. In some cases this may result in a reduction of the full scale output.

3. Higher overload pressure

The lowest overload pressure for standard devices is 400% but this can be increased up to 1000% where necessary. This will reduce the full scale output and increase the zero drift with temperature unless this is maintained by selection.

4. Higher output

All cores can be overranged by three times nominal full scale, giving outputs of up to 300mV for most ranges. This will improve the zero stability, reduce the overload, and the linearity will be slightly degraded.

N.B. The calibration data available for transducers operating in overload condition

5. Excitation voltage

The transducers can be operated from any d.c. excitation up to 12 Volts maximum. The output is proportional to excitation, but the exact offset and span should be measured at the desired excitation.

6. Improved temperature effects

Improved thermal error bands can be selected from the data base.
e.g. ±0.3% 0° to 50°C
±1.0% -20° to +80°C
Other error bands over different temperature ranges can also be selected.

7. Improved zero stability

Thermal zero shift and long term zero stability are improved proportionally with overload.

8. Long term stability

The standard PDCR 800 series offers typically 0.2 mV per year stability at 10 volt operation, but this can be improved considerably by operating in the overrange condition at a reduced supply voltage.

9. Thermal hysteresis

The calibration of a standard transducer at room temperature will repeat within 0.2mV after cycling through the full temperature range.

10. Rationalization

The transducers can be selected such that both the zero offset and the full scale output are matched to better than 1mV where interchangeability is important.

11. Extended temperature range

Transducers are available which will operate between -54° and +125°C.
Please refer to PDCR 8X2 product note.

12. Rcal

This facility is available by connecting an external resistor across the appropriate connection. The thermal coefficient of this Rcal signal is typically 0.005%/°C.

13. Calibration print out

Available on request relating to selected parameters above.

Examples of alternative specifications based upon a standard 10 bar g transducer

Operating pressure range bar	Overload × F.S.	Accuracy B.S.L. % F.S.	Output with 10 Volt excitation
7	×6	±0.06%	70mV
10	×4 (40 bar)	±0.1%	100mV
20	×2	±0.15%	200mV
30	×1.3	±0.2%	300mV

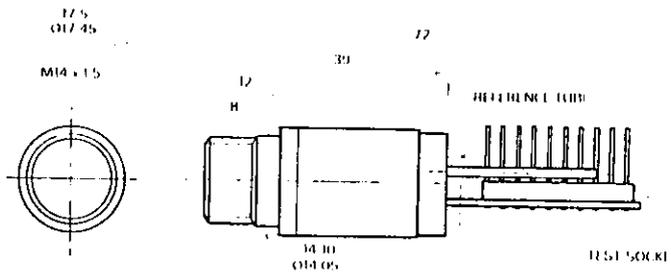
The above example illustrates the various specification performances when using the standard 10 bar g core. e.g. used at 20 bar continuously, the overload is ×2, accuracy is ±0.15% B.S.L. and output 200mV.

10	×4 (40 bar)	±0.06%	100mV
----	-------------	--------	-------

This example can be selected... % is required with 100mV output for ranges

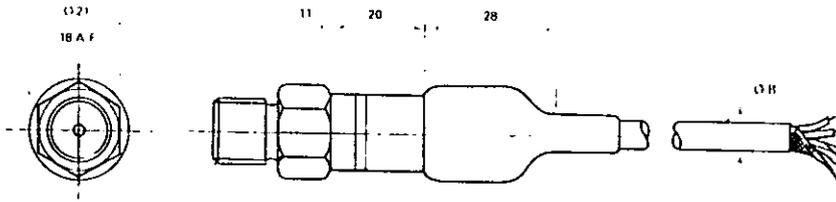
INSTALLATION DRAWINGS
Dimensions: mm

PDCR 80X



Pin	Color	Description
1	Red	Output negative
2	White	Supply negative
3	Yellow	Supply positive
4	Blue	Output positive

PDCR 81X

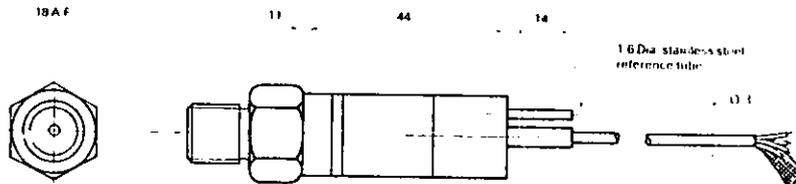


Pin	Color	Description
1	Red	Output negative
2	White	Supply positive
3	Yellow	Supply negative
4	Blue	Output positive
5	Screen	N/C to transducer body

Any other colors not connected

PDCR 82X

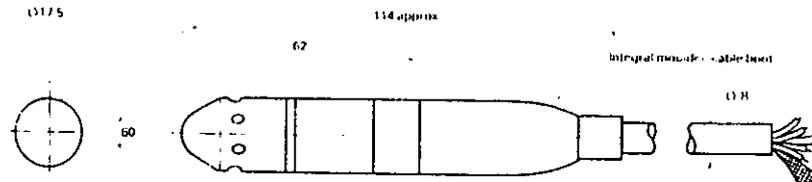
Pressure connection illustrated front end depth cone fitted as standard. This incorporates a hydraulic damper to protect the device from high pressure pulses caused by underwater impact.



Pin	Color	Description
1	Red	Supply positive
2	White	Supply negative
3	Yellow	Output positive
4	Blue	Output negative
5	Screen	N/C to transducer body

Any other colors not connected

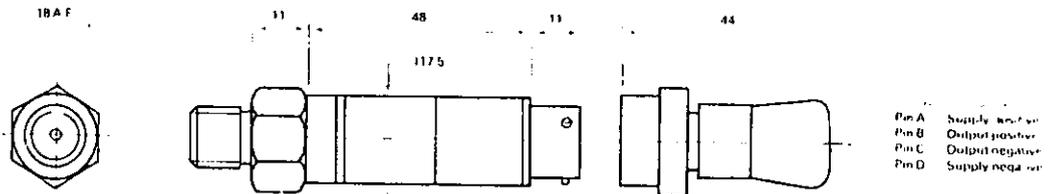
PDCR 83X



Pin	Color	Description
1	Red	Supply positive
2	White	Supply negative
3	Yellow	Output positive
4	Blue	Output negative
5	Screen	N/C to transducer body

Any other colors not connected

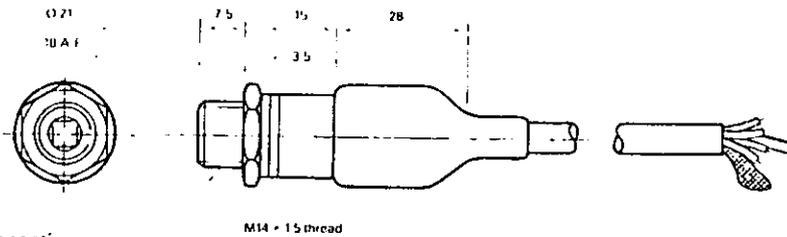
PDCR 86X



Pin	Color	Description
Pin A	Red	Supply negative
Pin B	White	Output positive
Pin C	Yellow	Output negative
Pin D	Blue	Supply positive



e.g. PDCR 81X
with flush fitting pressure connection.



Pin	Color	Description
1	Red	Supply positive
2	White	Supply negative
3	Yellow	Output positive
4	Blue	Output negative
5	Screen	N/C to transducer body

Any other colors not connected

National Semiconductor

LM117/LM217/LM317 3-terminal adjustable regulator

Voltage Regulators

The LM117/LM217/LM317 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Features

- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed 1.5A output current
- Line regulation typically 0.01%/V
- Load regulation typically 0.1%
- Current limit constant with temperature
- 100% electrical burn-in
- Eliminates the need to stock many voltages
- Standard 3 lead transistor package
- 80 db ripple rejection

Normally, no capacitor is needed unless the device is situated far from the input filter capacitor in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and uses only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded.

Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground when programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

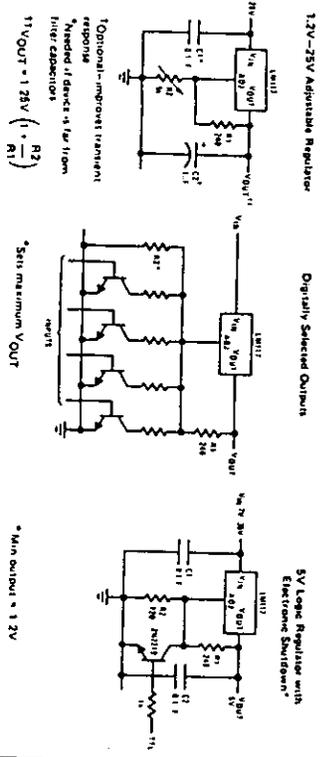
The LM117K, LM217K and LM317K are packaged in standard TO-3 transistor packages while the LM117H, LM217H and LM317H are packaged in a solid Kovar base TO-5 transistor package. The LM117 is rated for operation from -55°C to +150°C, the LM217 from -25°C to +150°C and the LM317 from 0°C to +125°C. The LM317K and LM317MP, rated for operation over a 0°C to +125°C range, are available in a TO-220 plastic package and a TO-202 package, respectively.

For applications requiring greater output current in excess of 3A and 9A, see LM150 series and LM138 series data sheets, respectively. For the negative complement, see LM133 series data sheet.

LM117 Series Packages and Power Capability

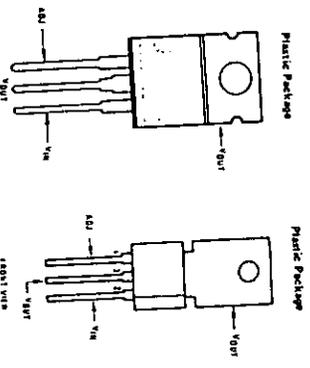
DEVICE	PACKAGE	RATED POWER DISSIPATION	DESIGN LOAD CURRENT
LM117	TO-3	28W	1.5A
LM217	TO-39	2W	0.5A
LM317	TO-220	15W	1.5A
LM317K	TO-202	7.5W	0.5A

Typical Applications



absolute maximum ratings

- Power Dissipation Internally limited 40W
- Input-Output Voltage Differential 40V
- Operating Junction Temperature Range
 - LM117 -55°C to +150°C
 - LM217 -25°C to +150°C
 - LM317 0°C to +125°C
- Storage Temperature (Soldering, 10 seconds) -65°C to +150°C 300°C



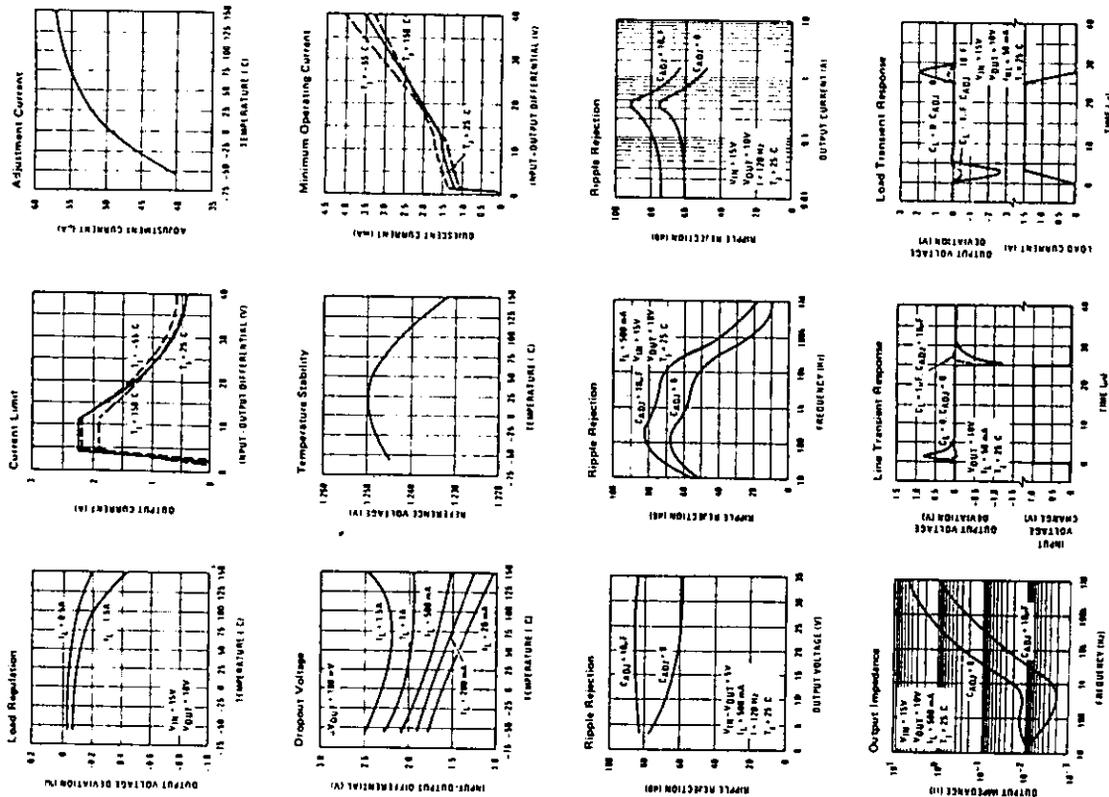
electrical characteristics (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM117/217		LM317		UNITS
		MIN	MAX	MIN	MAX	
Line Regulation	TA = 25°C, 3V ≤ VIN - VOUT ≤ 40V (Note 2)	0.01	0.02	0.01	0.04	%/V
Load Regulation	TA = 25°C, 10 mA ≤ IOUT ≤ IMAX, VOUT ≤ 5V, (Note 2)	5	15	5	25	mV
Adjustment Pin Current	2.5V ≤ VIN - VOUT ≤ 40V	0.1	0.3	0.1	0.5	μA
Reference Voltage	3V ≤ VIN - VOUT ≤ 40V, P ≤ PMAX	1.20	1.25	1.20	1.30	V
Line Regulation Load Regulation	10 mA ≤ IOUT ≤ IMAX, P ≤ PMAX	0.02	0.05	0.02	0.07	%/V
Temperature Stability	VIN - VOUT = 40V	20	50	20	70	mV
Minimum Load Current	VIN - VOUT = 40V	0.3	1	0.3	1.5	mA
Current Limit	TA = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz	1	5	1	10	mA
RMS Output Noise, % of VOUT	VOUT = 10V, f = 120 Hz	0.003	0.003	0.003	0.003	dB
Ripple Rejection Ratio	TA = 125°C	68	65	66	65	dB
Long Term Stability	H Package	0.3	1	0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	K Package	12	15	12	15	°C/W
	T Package	2.3	3	2.3	3	°C/W
	B Package			12		°C/W

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply -55°C ≤ Tj ≤ +150°C for the LM117, -25°C ≤ Tj ≤ +150°C for the LM217 and 0°C ≤ Tj ≤ +125°C for the LM317. VIN, VOUT = 5V and IOUT = 0.5A for the TO-3 package and 2W for the TO-5 and 20W for the TO-3 and TO-220. IMAX is 1.5A for the TO-3 and TO-220 package and 0.5A for the TO-5 and 20W package. Average 0.220 IMAX is 1.5A for the TO-3 and TO-220 package and 0.5A for the TO-5 and 20W package. Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Note 2: Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

typical performance characteristics (K and T Packages)



application hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R_1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R_2 , giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$

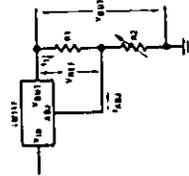


FIGURE 1.

Since the 100 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM117 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

External Capacitors

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input's suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM117 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 80 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitor to use are solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5 MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability.

Load Regulation

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω x I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω (1 + R_2/R_1) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

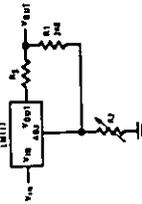


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-5 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of R_2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

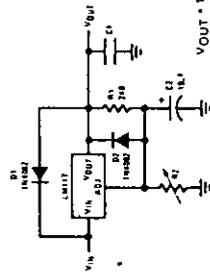
Protection Diodes

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge

current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of VIN. In the LM117, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 15A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25µF or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge

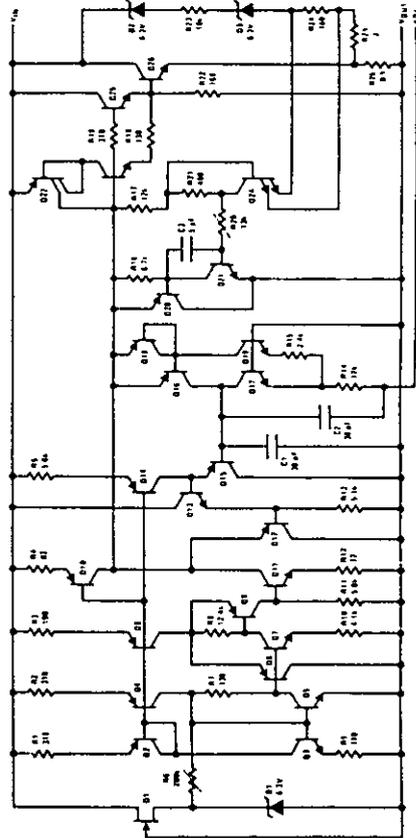


$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{R_Z}{ADJ}$$

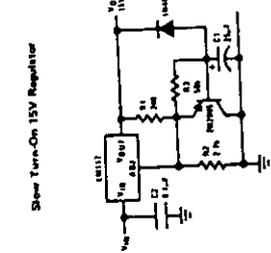
D1 protects against C1
D2 protects against C2

FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

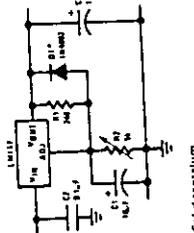
schematic diagram



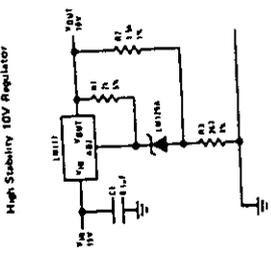
typical applications (con't)



Slow Turn-On 15V Regulator

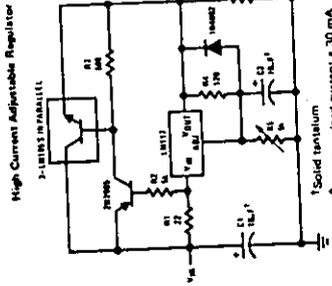


Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

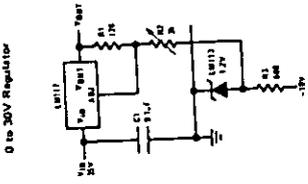


High Stability 10V Regulator

1 Solid tantalum
* Discharge C1 if output is shorted to ground

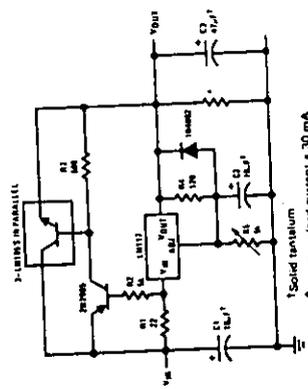


High Current Adjustable Regulator

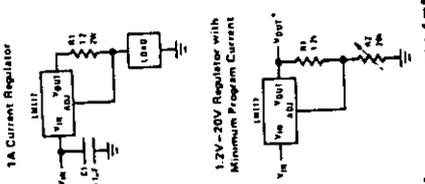


0 to 30V Regulator

Power Follower

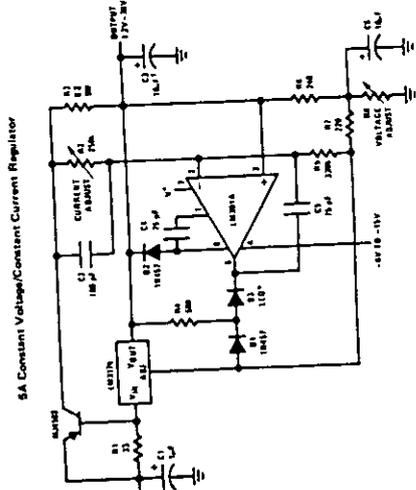


1A Current Regulator



1.2V-20V Regulator with Minimum Program Current

* Minimum load current = 8 mA



5A Constant Voltage/Constant Current Regulator

1 Solid tantalum
* Minimum load current = 30 mA
† Optional—improves ripple rejection

1 Solid tantalum
* Light in constant current mode

Druck Limited

Fir Tree Lane, Groby, Leicester LE6 0FH
 Leicester (0533) 314314, Telex 341743 Druck G
 Facsimile (0533) 875022

APPLICATION DATA



SPECIFICATION

Date 20-AUG-90
 Sales number H05623
 Transducer Type PDCR 810
 Serial Number 357140
 Part No. D810-04
 Pressure Range 700 mbarg
 Supply Voltage 10 Volts
 Zero Offset 0 +/- 3 mV
 Span 100 +/- 3 mV
 Non-Linearity & Hysteresis max +/- 0.1% BSL
 Temperature Error Band max +/- 0.5% FRO
 Compensated Temperature Range 0 C to +50 C
 Pressure Connection FLUSH
 Electrical Connection
 Cable Length 1 MTR
 Positive Supply Red
 Negative Supply White — NEGRO
 Positive Output Yellow — ~~NEGRO~~
 Negative Output Blue — ~~NEGRO~~
 Screen See Application Data
 Mounting Torque 20 NM
 Calibration Orange

Calibration Traceable To National Standards

- 1 Supply voltage may be up to a maximum of 12 volts. Transducer sensitivity and current consumption will be proportional to supply voltage.
- 2 Current consumption will not exceed 10 mA for stated supply voltage.
- 3 Zero offset can be nulled using a 250 Kohm potentiometer across the output terminals with the wiper connected to the negative supply via a 250 Kohm resistor.
- 4 For best temperature stability, the transducer must be operated into a load impedance of > 50 Kohm.
- 5 A calibration resistor may be connected between negative supply and the 'calibration' terminal. The precise resistor value will depend upon the individual transducer, but may be approximate from this formula: $r_{cal} = 1000/v_{cal}$, where r_{cal} is in Kohm and v_{cal} is the required output in mV.
- 6 If a power supply earth is to be used, then the positive side should be earthed.
- 7 Following conventional practice, the cable screen is not connected to the transducer body.

CALIBRATION DATA

Span 100.29 mV at 23 C

Deviations from Best Straight Line

Pressure (mbarg)	0.00	0.00	137.90	275.79	413.69	413.69	551.58	689.48	689.48
(PSI)	0.00	0.00	2.00	4.00	6.00	6.00	8.00	10.00	10.00
% Span	-0.08	-0.08	0.08	0.02	0.10	0.10	0.03	-0.08	-0.08

Thermal Zero shift

Temperature (C)	0	23	50
% Span	0.30	0.00	-0.46

Thermal Span shift

Temperature (C)	0	23	50
% Span	0.01	0.00	-0.11

Temperature Error Band for 0 to 50 C +/- 0.44 % FRO



uck Incorporated
 Dunham Drive, New Fairfield, Connecticut 06812
 Telephone: 203 748 0400 Fax: 203 748 2404
 Telex: 643118 Druck Dury

APPLICATION DATA

SPECIFICATION

Date 24-APR-92
 Sales number 10 8123
 Transducer Type PDCR 810
 Serial Number 439887
 Part No. D810-11
 Pressure Range 10 bar g
 Supply Voltage 10 Volts
 Zero Offset 0 +/- 3 mV
 Sensitivity 0.07 mV/V/PSI Nom.
 Non-Linearity & Hysteresis max +/- 0.1% BSL
 Temperature Error Band max +/- 0.5% FRO
 Compensated Temperature Range 0 C to +50 C
 Pressure Connection
 Electrical Connection
 Cable Length
 Positive Supply Red
 Negative Supply White
 Positive Output Yellow
 Negative Output Blue
 Screen
 Mounting Torque See Application Data
 15 lb.ft.

- 1 Supply voltage may be up to a maximum of 12 volts. Transducer sensitivity and current consumption will be proportional to supply voltage.
- 2 Current consumption will not exceed 10 mA for stated supply voltage.
- 3 Zero offset can be nulled using a 250 Kohm potentiometer across the output terminals with the wiper connected to the negative supply via a 250 Kohm resistor.
- 4 For best temperature stability, the transducer must be operated into a load impedance of > 50 Kohm.
- 5 A shunt calibration resistor may be connected between the negative supply and the negative terminal to produce a positive output. The output obtained may be temperature sensitive. In case of difficulty, refer to the manufacturer.
- 6 If a power supply ground is to be used, then the positive side should be grounded.
- 7 Following conventional practice, the cable screen is not connected to the transducer body.

Calibration Traceable To National Standards

CALIBRATION DATA

Span 100.15 mV at 23 C

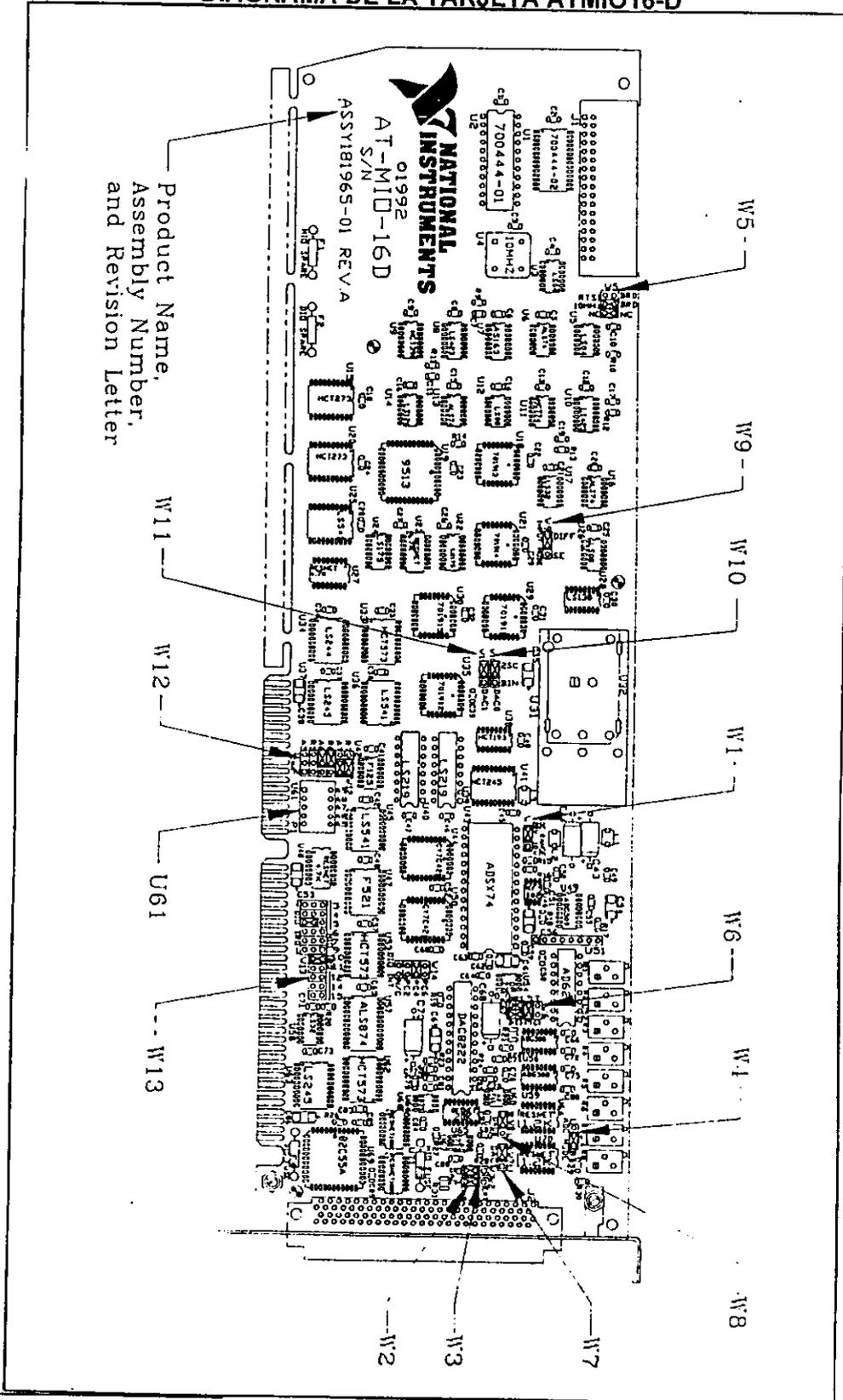
Deviations from Best Straight Line										
Pressure (bar g)	0.00	0.00	2.00	4.00	6.00	8.00	10.00	10.00	10.00	10.00
(PSI)	0.00	0.00	29.00	58.00	87.00	87.00	116.00	145.00	145.00	145.00
% span	0.03	0.02	-0.01	-0.05	0.00	-0.03	0.00	0.03	0.01	

Thermal Zero shift				
Temperature (C)	0	23	50	
% span	-0.14	0.00	0.07	

Thermal span shift				
Temperature (C)	0	23	50	
% span	-0.02	0.00	-0.04	

Temperature Error Band for 0 to 50 C +/- 0.10 % FRO

DIAGRAMA DE LA TARJETA ATMIO16-D¹



¹ Los señalamientos con W indican un jumper.
Los señalamientos con U indican un switch.

CONEXIONES A LA TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS ATMIO16-D.

AI GND	1	2	AI GND
ACH0	3	4	ACH8
ACH1	5	6	ACH9
ACH2	7	8	ACH10
ACH3	9	10	ACH11
ACH4	11	12	ACH12
ACH5	13	14	ACH13
ACH6	15	16	ACH14
ACH7	17	18	ACH15
AI SENSE	19	20	DAC0 OUT
DAC1 OUT	21	22	EXTREF
AO GND	23	24	DIG GND
ADIO0	25	26	BDIO0
ADIO1	27	28	BDIO1
ADIO2	29	30	BDIO2
ADIO3	31	32	BDIO3
DIG GND	33	34	+5 V
+5 V	35	36	SCANCLK
EXTSTROBE*	37	38	START TRIG*
STOP TRIG	39	40	EXTCONV*
SOURCE1	41	42	GATE1
OUT1	43	44	SOURCE2
GATE2	45	46	OUT2
SOURCE5	47	48	GATE5
OUT5	49	50	FOUT

DESCRIPCIÓN DE LAS TERMINALES DE LA TARJETA ATMIO16-D

Pin	Signal Name	Reference	Description
1-2	AI GND	N/A	Analog Input Ground – These pins are the reference point for single-ended measurements and the bias current return point for differential measurements.
3-18	ACH<0..15>	AIGND	Analog Input Channels 0 through 15 – In differential mode, the input is configured for up to eight channels. In single-ended mode, the input is configured for up to 16 channels.
19	AI SENSE	AIGND	Analog Input Sense – This pin serves as the reference node when the board is in NRSE configuration. If desired, this signal can be programmed to be driven by the board analog input ground.
20	DAC0 OUT	AOGND	Analog Channel 0 Output – This pin supplies the voltage output of analog output channel 0.
21	DAC1 OUT	AOGND	Analog Channel 1 Output – This pin supplies the voltage output of analog output channel 1.
22	EXTREF	AOGND	External Reference – This is the external reference input for the analog output circuitry.
23	AO GND	N/A	Analog Output Ground – The analog output voltages are referenced to this node.
24,33	DIG GND	N/A	Digital Ground – This pin supplies the reference for the digital signals at the I/O connector as well as the +5 VDC supply.
25, 27, 29, 31	ADIO<0..3>	DIGGND	Digital I/O port A signals.
26, 28, 30, 32	BDIO<0..3>	DIGGND	Digital I/O port B signals.
34-35	+5 V	DIGGND	+5 VDC Source – This pin is fused for up to 1 A of +5 V supply.
36	SCANCLK	DIGGND	Scan Clock – This pin pulses once for each A/D conversion in the scanning modes. The low-to-high edge indicates when the input signal can be removed from the input or switched to another signal.
37	EXTSTROBE*	DIGGND	External Strobe – Writing to the EXTSTROBE* Register results in a minimum 200 nsec low pulse on this pin.
38	START TRIG*	DIGGND	External Trigger – In posttrigger data acquisition sequences, a high-to-low edge on START TRIG* initiates the sequence. In pretrigger applications, the high-to-low edge of START TRIG* initiates pretrigger conversions while the STOP TRIG signal initiates the posttrigger sequence.
39	STOP TRIG	DIGGND	Stop Trigger – In pretrigger data acquisition, the high-to-low edge of STOP TRIG initiates the posttrigger sequence.
40	EXTCONV*	DIGGND	External Convert – A high-to-low edge on EXTCONV* causes an A/D conversion to occur. If EXTGATE* or EXTCONV* is low, conversions are inhibited.
41	SOURCE1	DIGGND	SOURCE1 – This pin is from the Am9513A Counter 1 signal.
42	GATE1	DIGGND	GATE1 – This pin is from the Am9513A Counter 1 signal.
43	OUT1	DIGGND	OUTPUT1 – This pin is from the Am9513A Counter 1 signal.
44	SOURCE2	DIGGND	SOURCE2 – SOURCE5 – This pin is from the Am9513A Counter 2 signal.
45	GATE2	DIGGND	GATE2 – This pin is from the Am9513A Counter 2 signal.
46	OUT2	DIGGND	OUTPUT2 – This pin is from the Am9513A Counter 2 signal.
47	SOURCE5	DIGGND	SOURCE5 – This pin is from the Am9513A Counter 5 signal.
48	GATE5	DIGGND	GATE5 – This pin is from the Am9513A Counter 5 signal.
49	OUT5	DIGGND	OUT5 – This pin is from the Am9513A Counter 5 signal.
50	FOUT	DIGGND	Frequency Output – This pin is from the Am9513A FOUT signal.

DIAGRAMA A BLOQUES DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS ATMIO16-D.

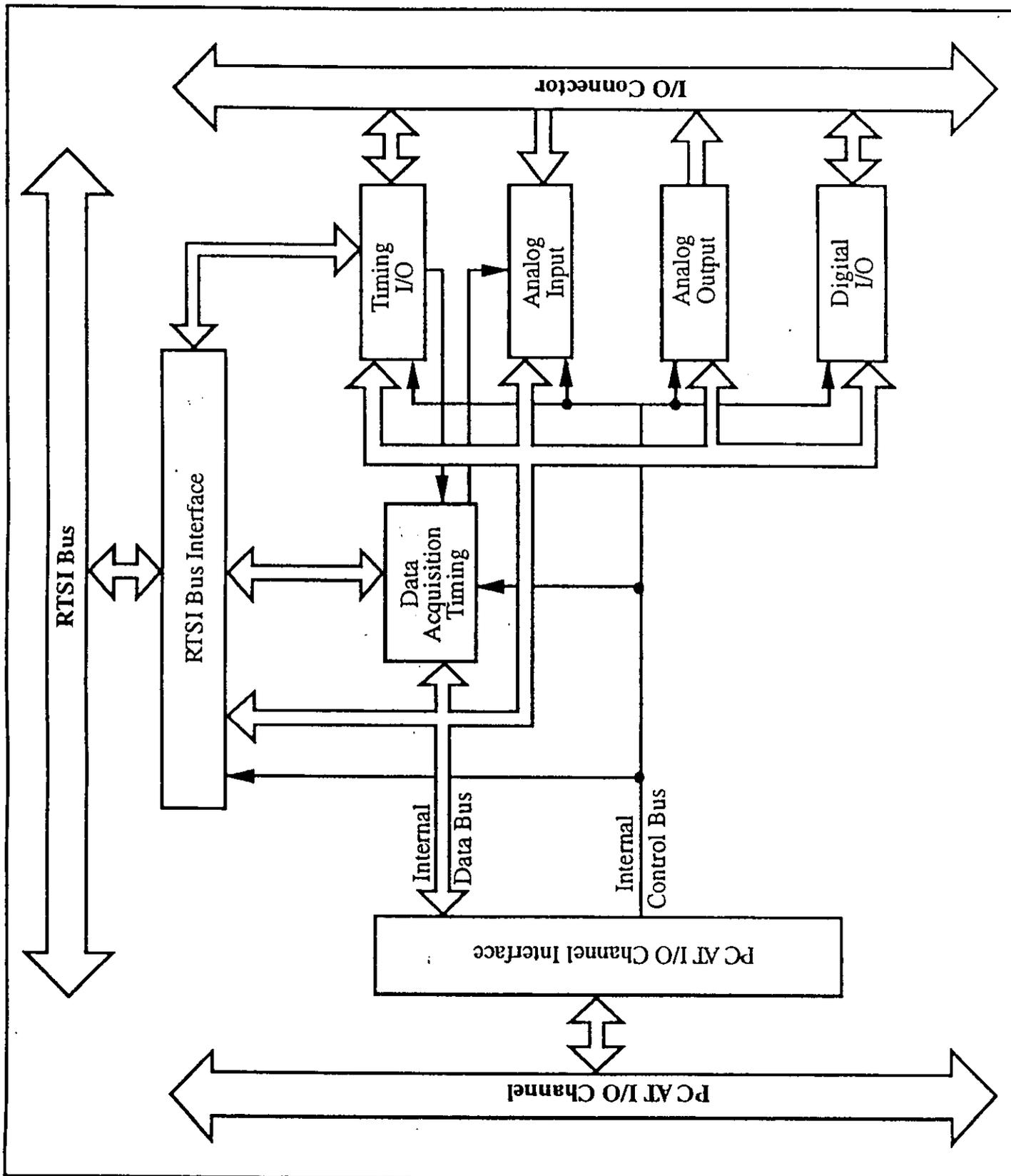
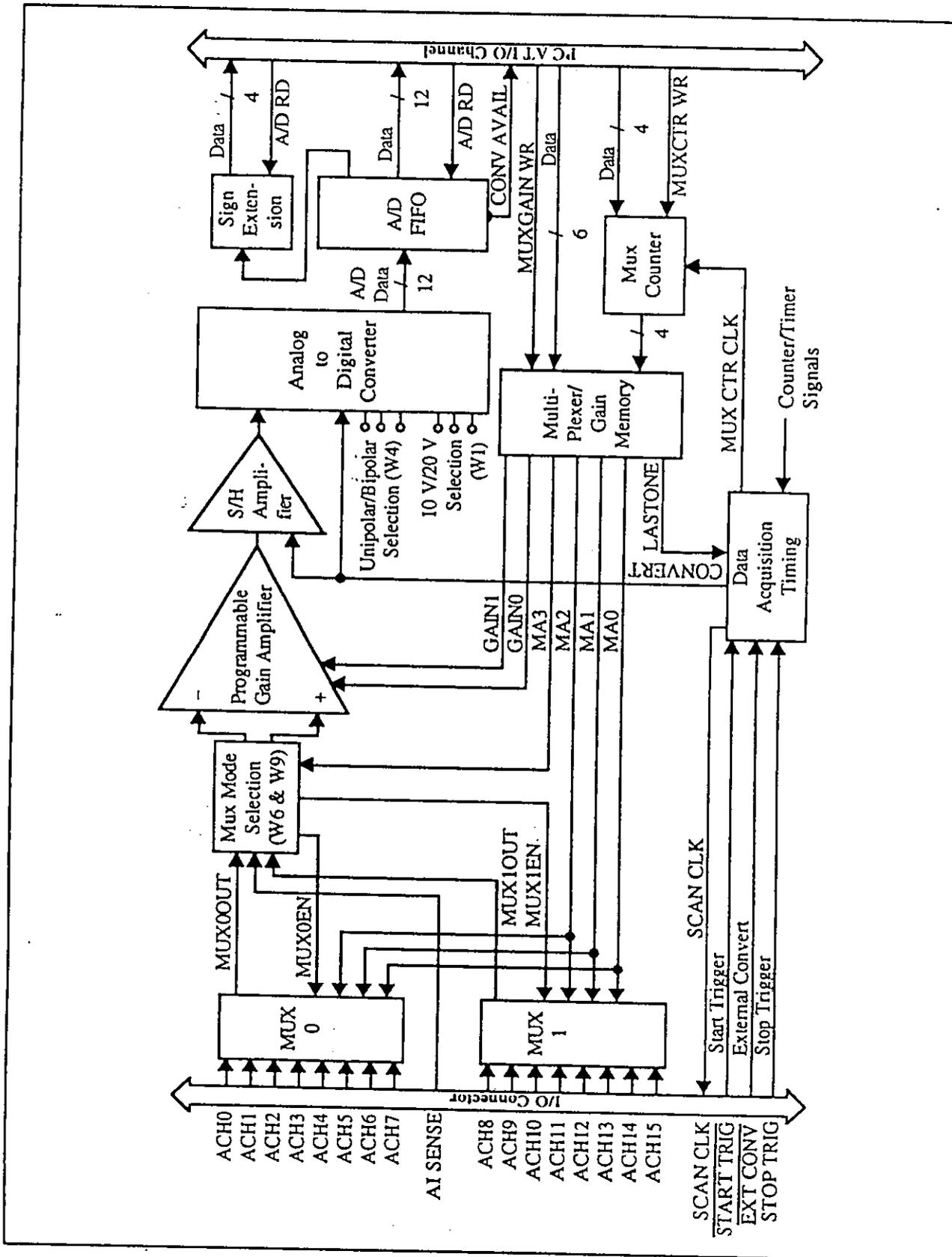
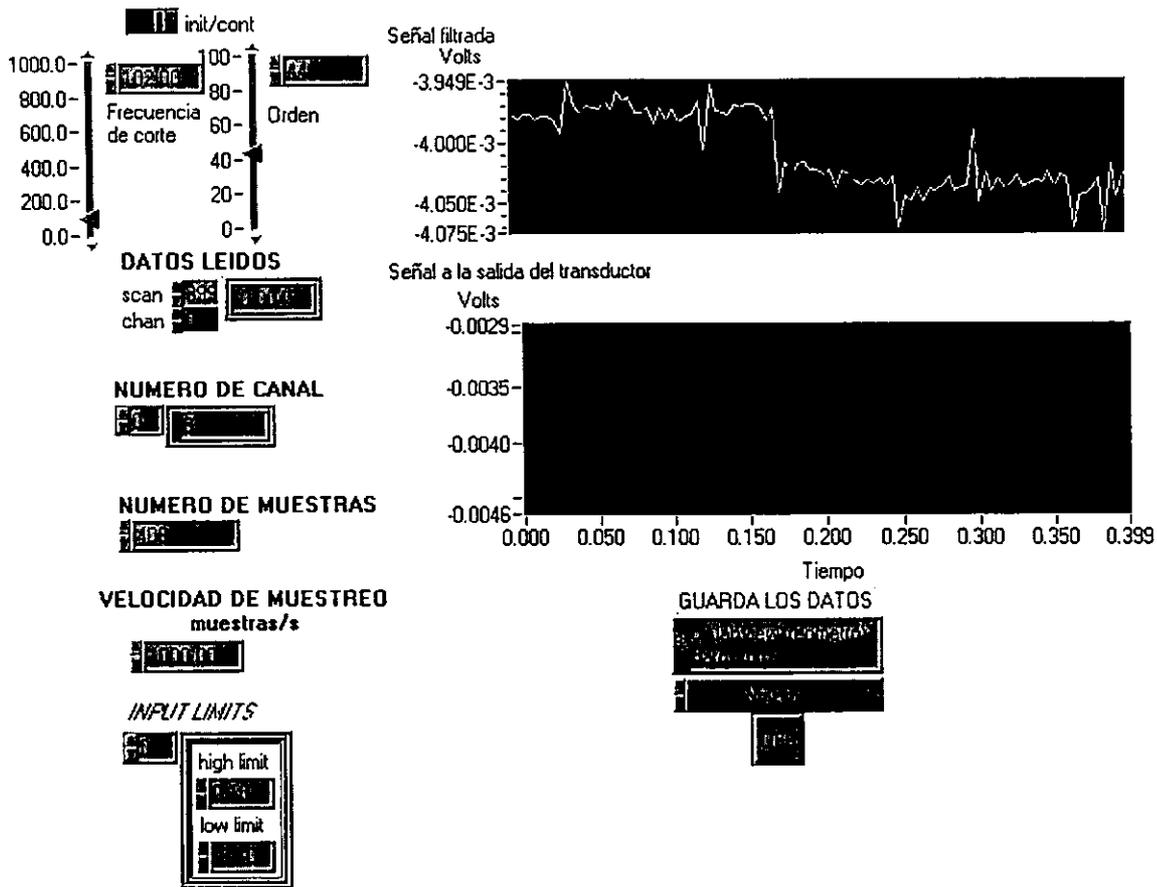


DIAGRAMA A BLOQUES DEL CIRCUITO DE ADQUISICIÓN DE DATOS Y DE LA ENTRADA ANALÓGICA DE LA TARJETA ATMIO16-D



APÉNDICE B



Carátula para los programas que filtran los datos utilizando filtros Butterworth, Chevishev y Elíptico.

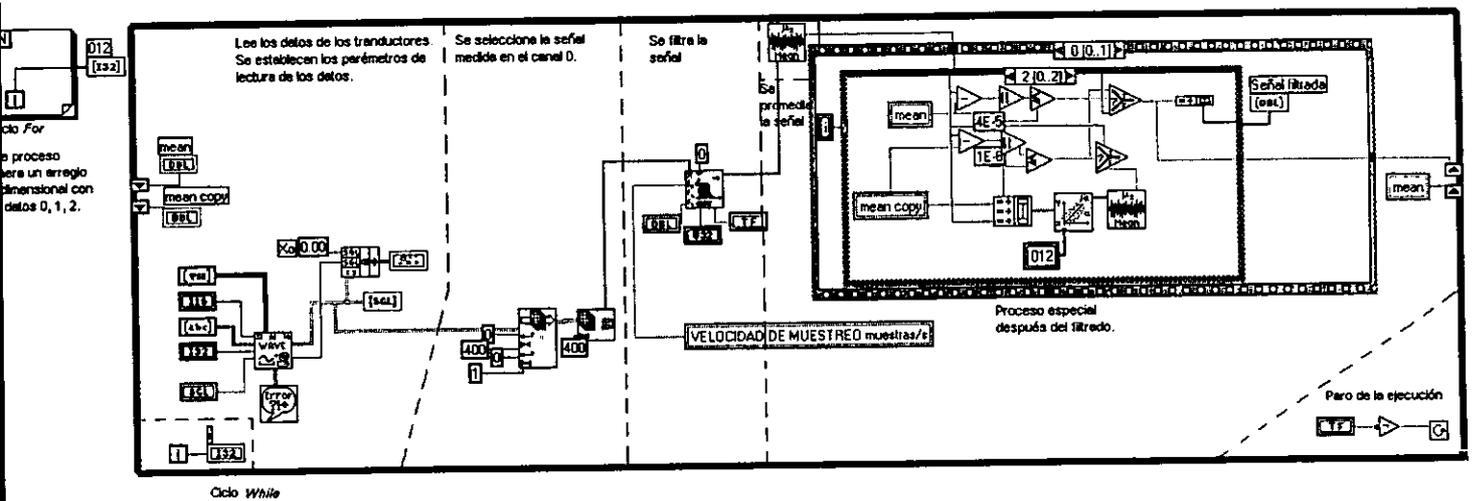
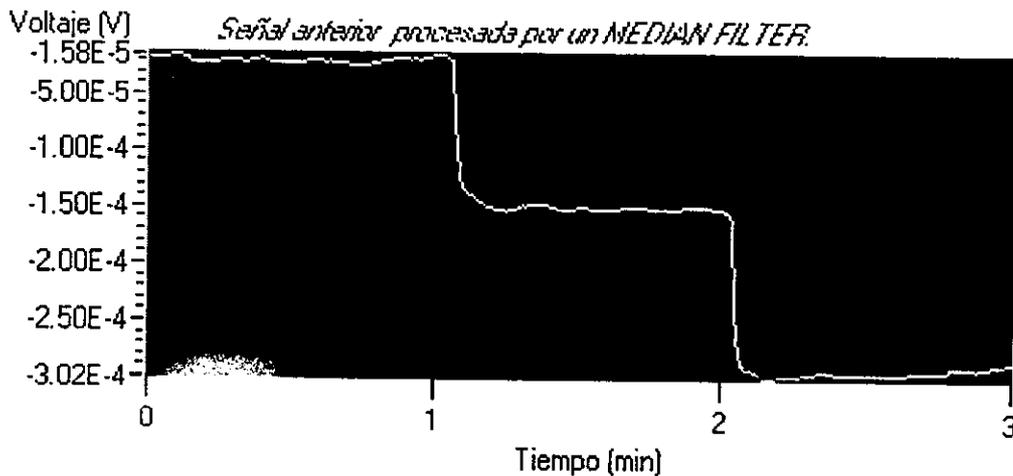
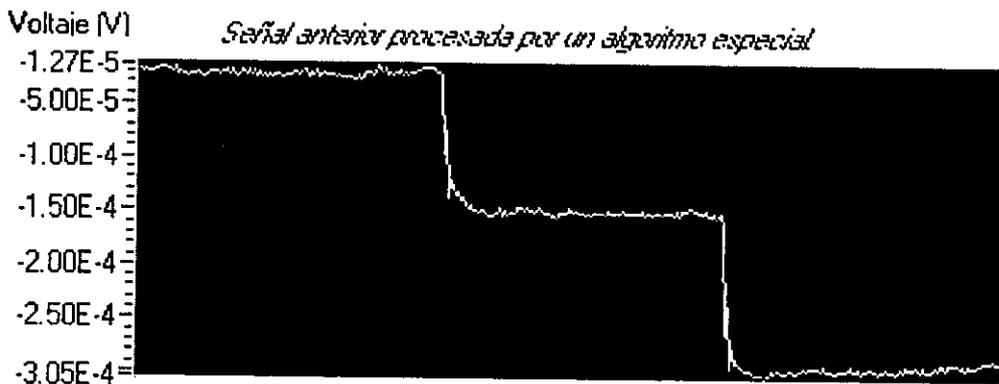
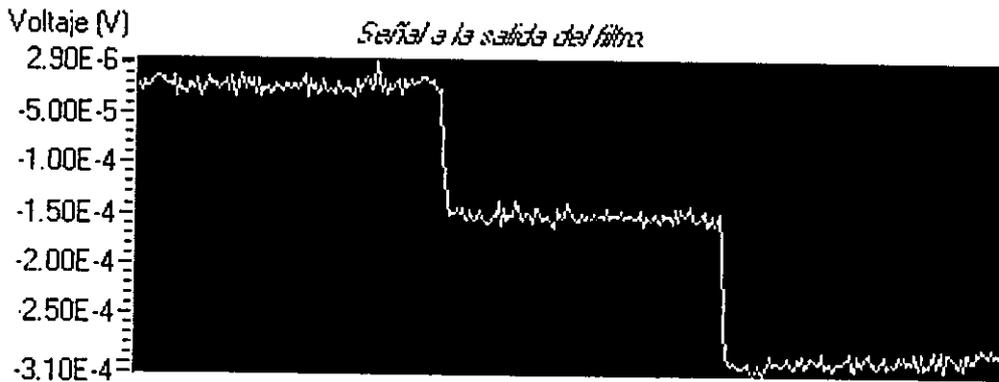
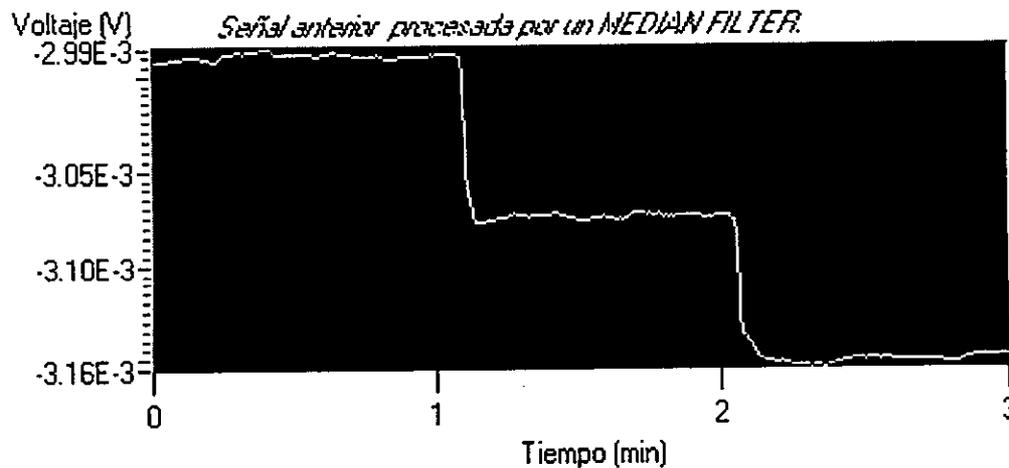


Diagrama a bloques del programa FILTRO24FINAL.VI que filtra los datos por medio de un filtro Butterworth.

Velocidad de muestreo	Número de muestras	Variaciones de la señal de entrada
1000 muestras / s	400	1 cm de agua /min
Fuente	Transductor	Número de serie
Construida	700 mBar	357138



Velocidad de muestreo	Número de muestras	Variaciones de la señal de entrada
1000 muestras / s	400	10 cm de agua / min
Fuente	Transductor	Número de serie
Construida	10 Bar	439887



FILTRO BUTTERWORTH

APEXNDICE 31

Velocidad de muestreo 1000 muestras / s

Número de muestras 400

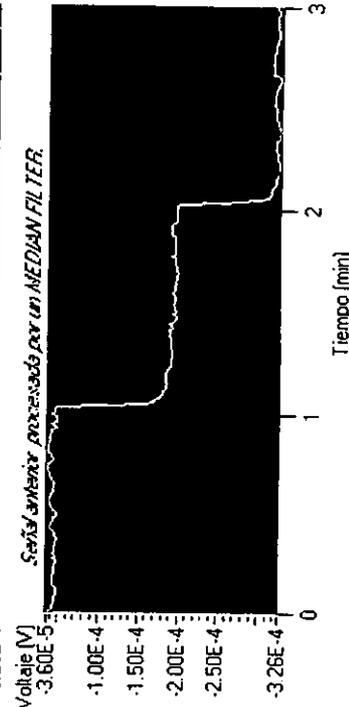
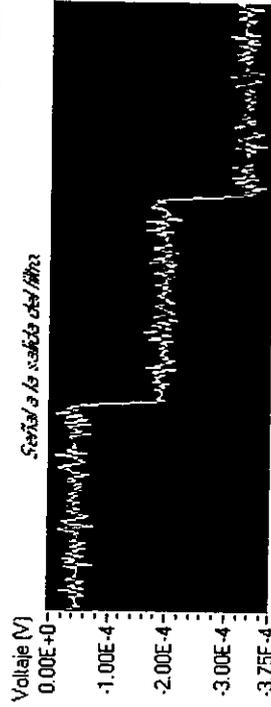
Variaciones de la señal de entrada 1 cm de agua /min

Fuente Construida

Número de serie 357138

Transductor 700 mBar

Fuente Comercial



FILTRO BUTTERWORTH

APEXNDICE 32

Velocidad de muestreo 1000 muestras / s

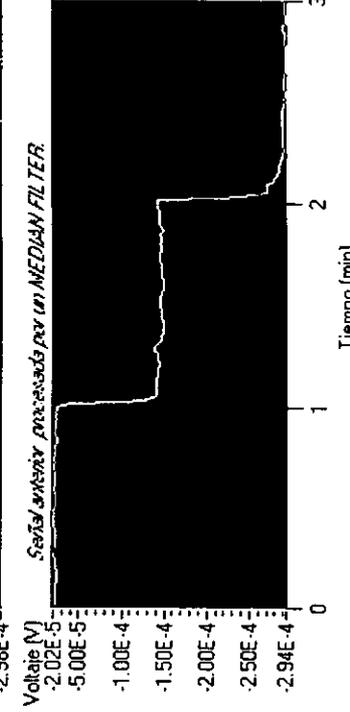
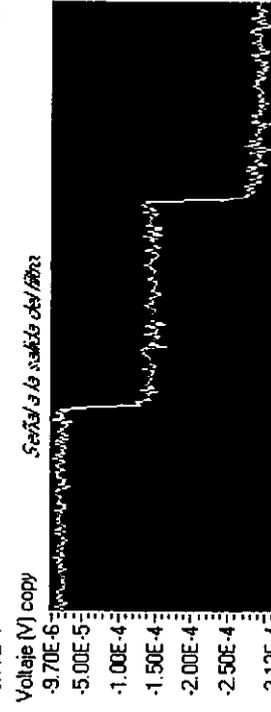
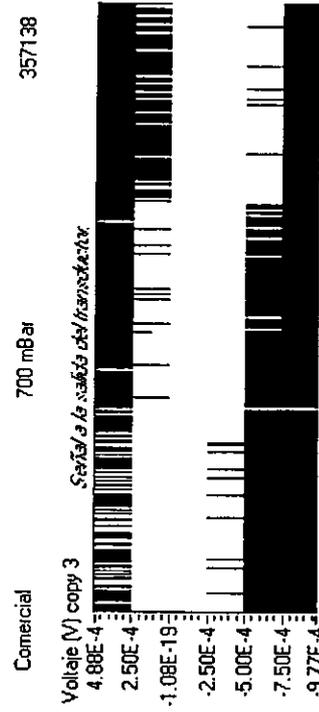
Número de muestras 400

Variaciones de la señal de entrada 1 cm de agua /min

Fuente Comercial

Transductor 700 mBar

Número de serie 357138



APENDICE B2

Cálculo de los valores de C_1 , C_2 y L .

$$V_{rip(out)} = V_r / 10^{-4} = 0.0354V_{rms}$$

$$C_2 = 1 / (r * (2\pi f)^2 * L)$$

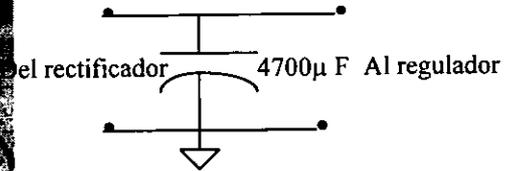
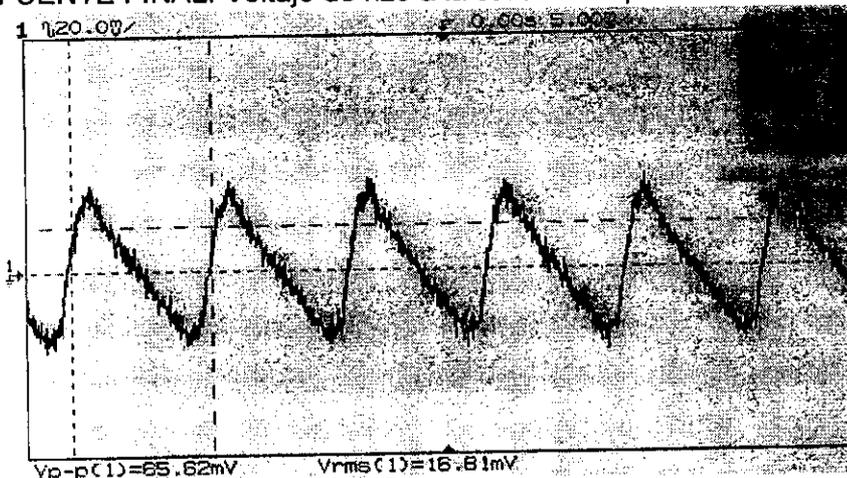
$$V_{rip(res)} = V_{rip(out)} / r = 0.354V_{rms}$$

$$C_1 = I / \left(2V_{rip(res)} * f \right)$$

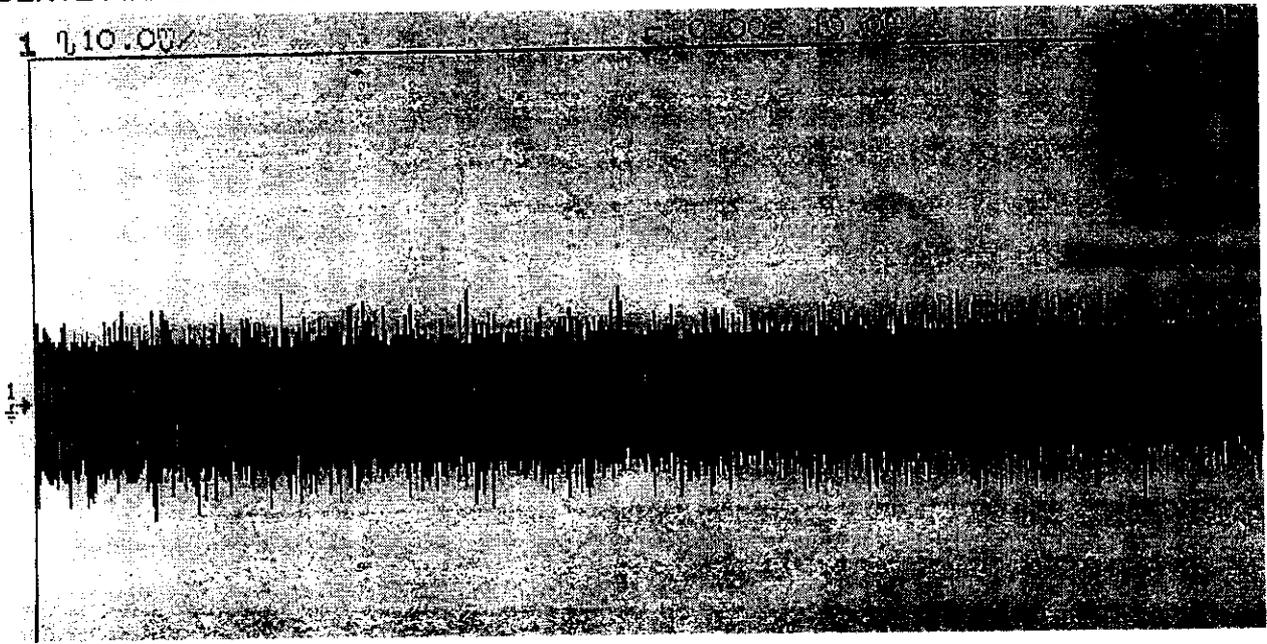
El valor de la inductancia (L) se propone para el cálculo de los capacitores. Se propuso primero una de $100 \mu H$; después se consideraron valores arriba y abajo considerando el valor del capacitor C_2 hasta que se encuentra un inductor conveniente.

APENDICE B3

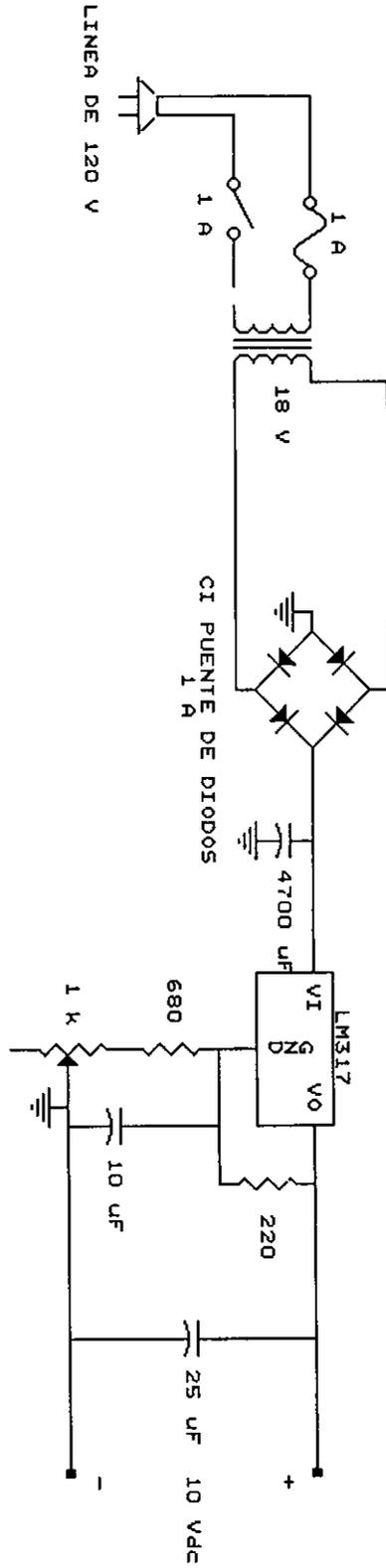
FUENTE FINAL. Voltaje de rizo a la salida de C_1 :



FUENTE FINAL. Señal de ruido a la salida del LM317:







CIRCUITO FINAL

CIRCUITO FINAL	
Title	FUENTE DE VOLTAJE DE 10V
Size Document Number	3
REV	3
Date:	January 26, 1999 Sheet 3 of 3

EXPERIMENTOS PARA LA CARACTERIZACION DE LOS TRANSDUCTORES DE PRESION DE
10 bar Y 700 mbar.

Transductor de 10 bar (439887)		
Experimento 1		
cm de agua	Volts (x10 ⁶)	Pa
2	-108.3987	196.1276
4	-93.6438	392.2552
5	-86.9118	490.319
6	-79.8824	588.3828
7	-73.7647	686.4466
8	-66.7843	784.5104
9	-60.9542	882.5742
10	-55.2549	980.638
Pendiente ¹ =	1.47413*10 ⁷	
Experimento 2		
cm de agua	Volts (x10 ⁶)	Pa
0	-116.7647	0
2	-105.4575	196.1276
3	-99.5588	294.1914
4	-93.0882	392.2552
5	-87.5654	490.319
6	-80.1276	588.3828
7	-74.4706	686.4466
8	-67.3203	784.5104
9	-59.8562	882.5742
10	-54.902	980.638
11	-48.6667	1078.7018
Pendiente=	1.55322*10 ⁷	
Experimento 3		
cm de agua	Volts (x10 ⁶)	Pa
0	-116.9281	0
2	-105.9472	196.1276
3	-100.5882	294.1914
4	-93.8235	392.2552
5	-86.2582	490.319
6	-80.8235	588.3828
7	-74.9412	686.4466
8	-67.8693	784.5104

¹ Para calcular la pendiente se utilizó el método de mínimos cuadrados.

EXPERIMENTOS PARA LA CARACTERIZACION DE LOS TRANSDUCTORES DE PRESION DE
10 bar Y 700 mbar.

9	-62.7843	882.5742
10	-56.2745	980.638
11	-50.5098	1078.7018
Pendiente=	1.59468×10^7	
Experimento 4		
cm de agua	Volts ($\times 10^6$)	Pa
0	-134.5098	0
10	-86.7974	980.638
20	-12.8333	1961.276
30	48.9804	2941.914
40	109.3137	3922.552
Pendiente=	1.56800×10^7	
Promedio de pendientes=	1.54751×10^6	

Transductor de 700 mbar (357138)

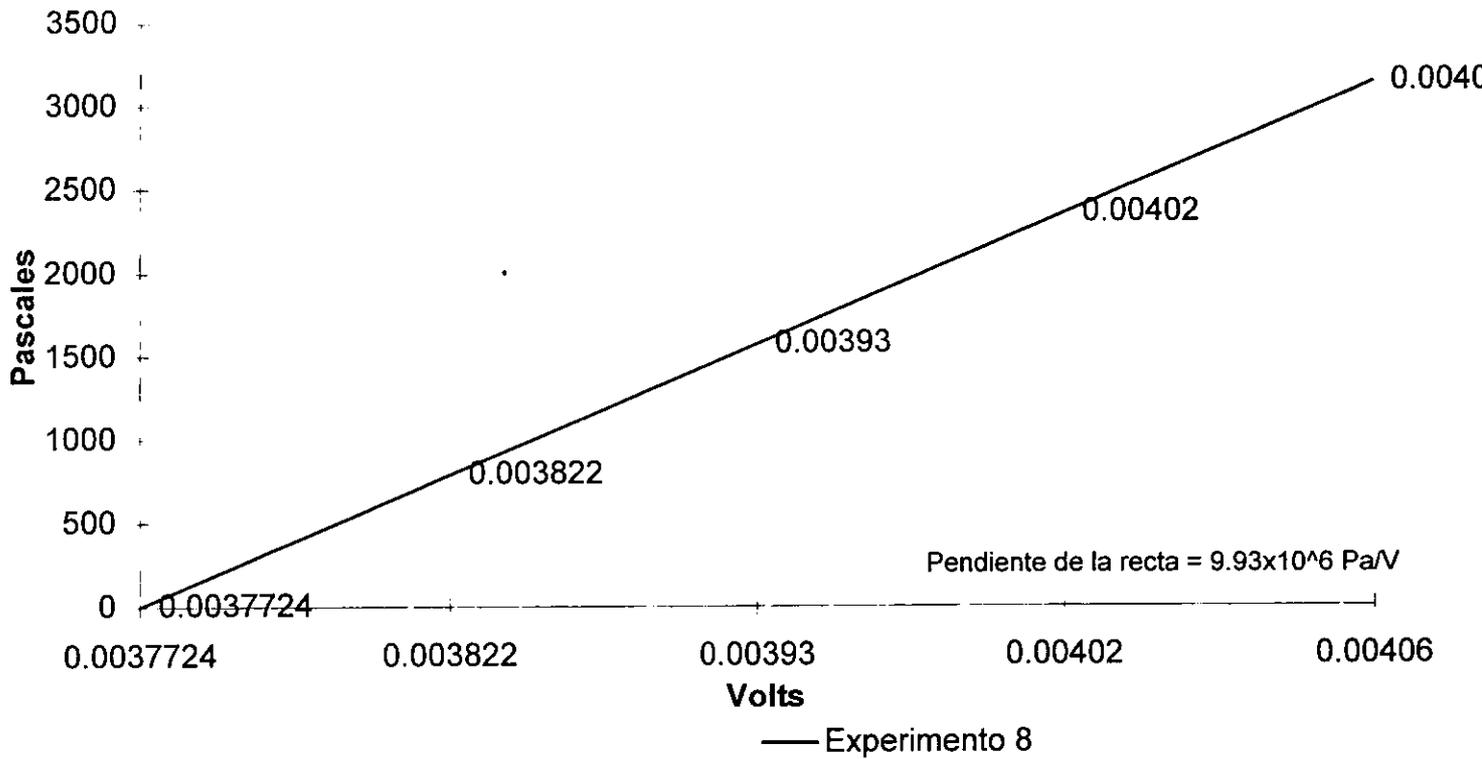
Experimento 5		
cm de agua	volts	Pa
11	5.72×10^{-4}	1078.7018
20	1.32×10^{-3}	1961.276
30	2.17×10^{-3}	2941.914
40.5	3.04×10^{-3}	3971.5839
Pendiente=	1.17069×10^6	
Experimento 6		
cm de agua	Volts ($\times 10^6$)	Pa
0	-308.6928	0
2	-155.7843	196.1276
3	-42.9412	294.1914
4	-15.1471	392.2552
5	98.9706	490.319
6	173.3007	588.3828
7	257.8431	686.4466
8	347.5163	784.5104
9	430.9804	882.5742
10	510.5882	980.638
11	590.4575	1078.7018
12	678.4314	1176.7656

EXPERIMENTOS PARA LA CARACTERIZACION DE LOS TRANSDUCTORES DE PRESION DE 10 bar Y 700 mbar.

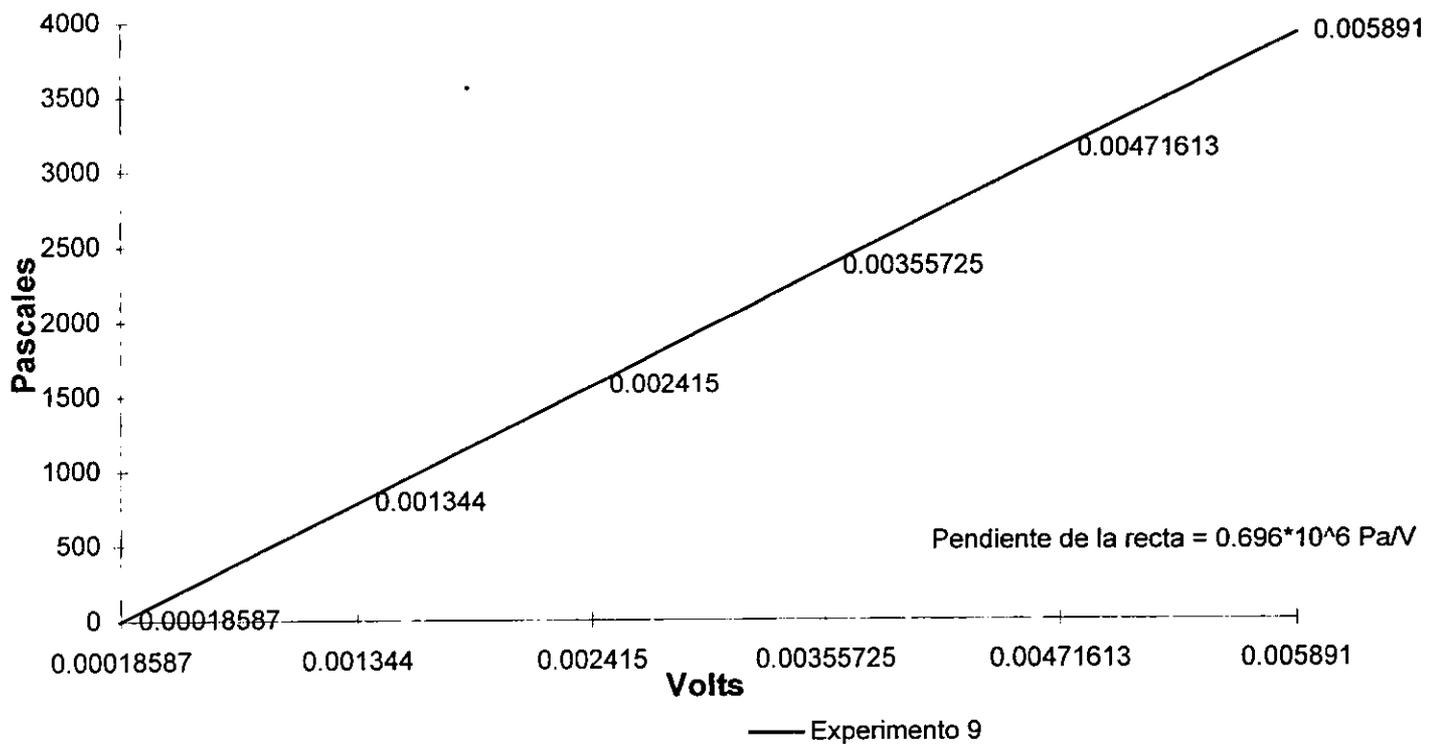
Pendiente= 1.18704×10^6		
Experimento 7		
cm de agua	Volts	Pa
0	-3.07×10^{-4}	0
10	5.13×10^{-4}	980.638
20	1.34×10^{-3}	1961.276
30	2.21×10^{-3}	2941.914
40	3.02×10^{-3}	3922.552
44.5	3.40×10^{-3}	4363.8391
Pendiente= 1.17515×10^6		
Promedio de pendiente=	1.17762×10^6	
Experimento 8 (Transductor 10 bar)		
cm de agua	Volts	Pa
0	0.0037724	0
8	0.003822	784.8
16	0.00393	1569.6
24	0.00402	2354.4
32	0.00406	3139.2
Pendiente= 9.9337×10^6		
Experimento 9 (Transductor 700 mbar)		
cm de agua	Volts	Pa
0	0.0001859	0
8	0.001344	784.8
16	0.002415	1569.6
24	0.0035573	2354.4
32	0.0047161	3139.2
Pendiente= 0.6960×10^6		

CURVAS DE CALIBRACIÓN

Curva de calibración del transductor de presión de 10 bar.
Número de serie 439889



Curva de calibración del transductor de presión de 700 mbar.
Número de serie 357138.



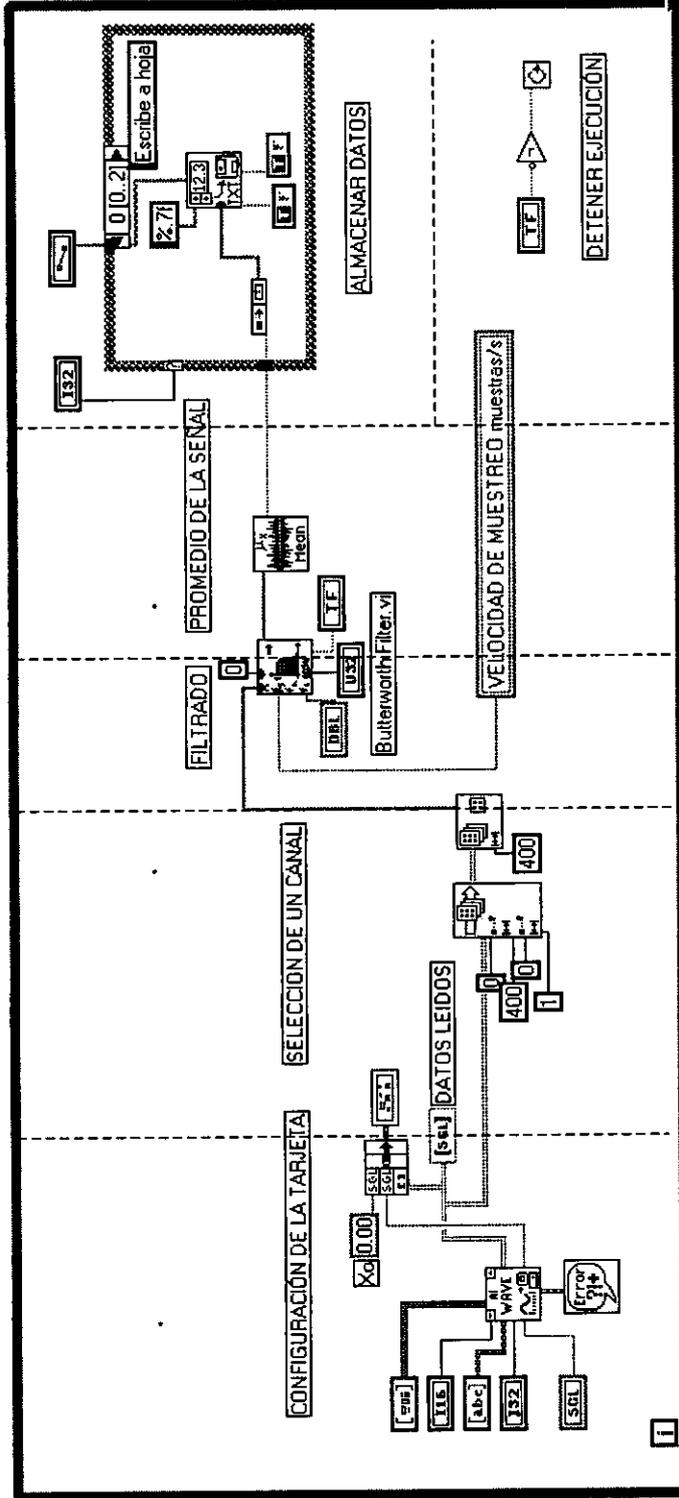
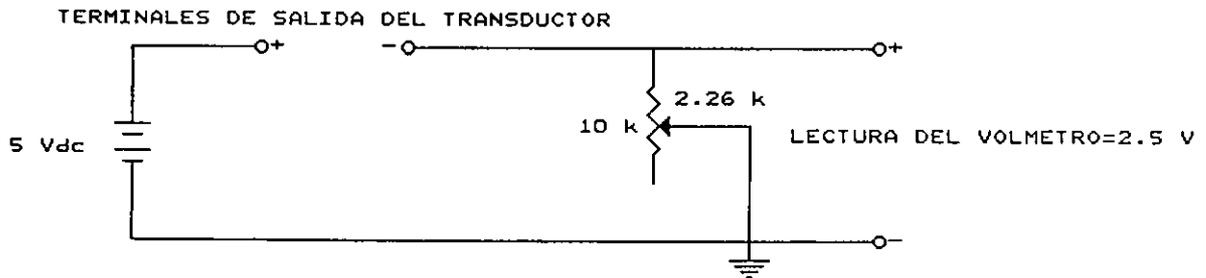


DIAGRAMA A BLOQUES DEL PROGRAMA FILTRO25.vi QUE SE ENCUENTRA EN LA RUTA C:\LabVIEW\REOMETRO\FILTRO25.vi.

Este programa realiza la adquisición de un conjunto de datos, los filtra y saca un promedio de los mismos antes de almacenarlos en la computadora para su análisis posterior.

APÉNDICE B10.

La impedancia interna del transductor de presión que usamos es de tipo resistiva. Para medir la se construye el circuito siguiente :



La fuente de d.c. constante de cinco volts alimenta un arreglo de elementos en serie, un potenciómetro de $10\text{k}\ \Omega$ y la impedancia interna del transductor.

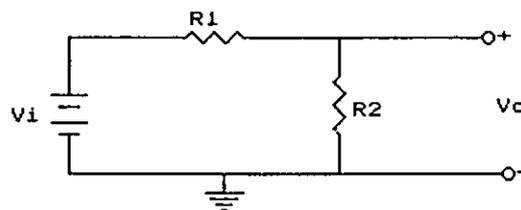
En las terminales de la resistencia variable se coloca un voltmetro ; cuando el voltaje de salida sea la mitad (2.5V) del voltaje de alimentación (5 V), el valor resistivo del potenciómetro será igual al valor de la resistencia interna a la salida del transductor ($2.26\text{k}\ \Omega$).

DIVISOR DE VOLTAJE

R resistencia

V_i voltaje de entrada

V_o voltaje de salida



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

Cuando $R_1 = R_2$:

$$V_o = \frac{R_2}{2R_2} V_i = 0.5V_i$$

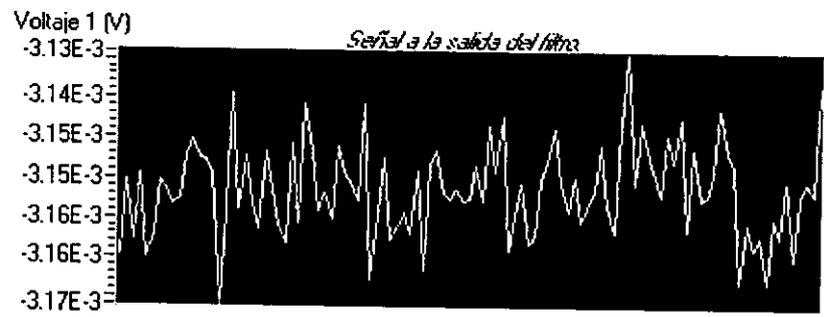
Si $V_i = 5$, entonces $V_o = 2.5V$ y

$R_2 =$ impedancia a la salida del transductor.

APÉNDICE C

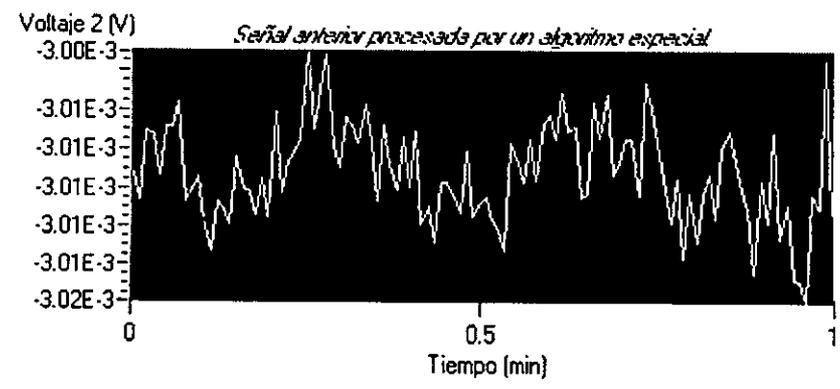
FILTRO ELIPTICO

Velocidad de muestreo	Número de muestras	Voltaje de rizo 1 (Vrms)
1000 muestras / s	400	5.223E-6
		Voltaje de rizo 2 (Vrms)
		2.112E-6
Fuente	Transductor	Número de serie
Construida	10 Bar	439887



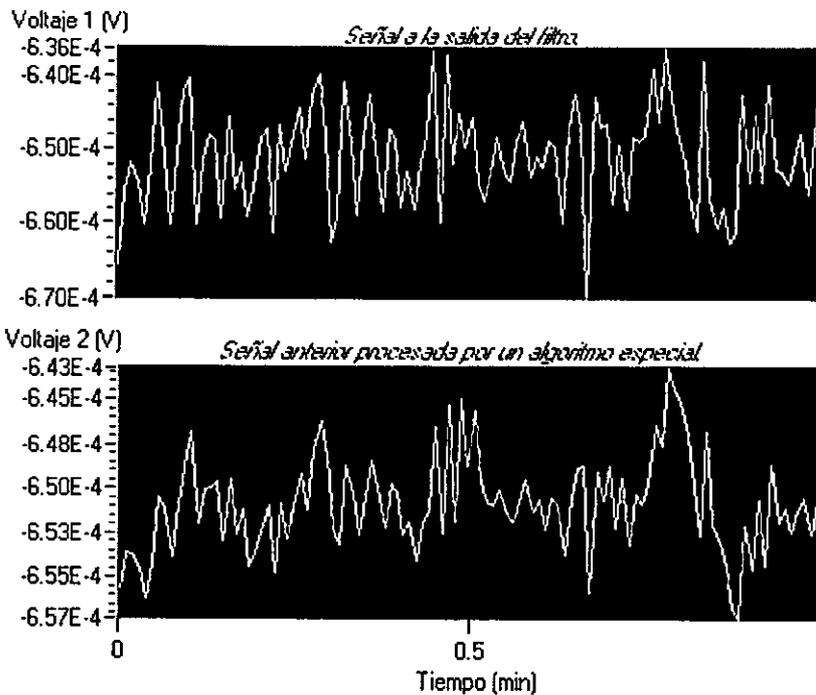
FILTRO ELIPTICO

Velocidad de muestreo	Número de muestras	Voltaje de rizo 1 (Vrms)
1000 muestras / s	400	5.817E-6
		Voltaje de rizo 2 (Vrms)
		2.253E-6
Fuente	Transductor	Número de serie
Comercial	10 Bar	439887



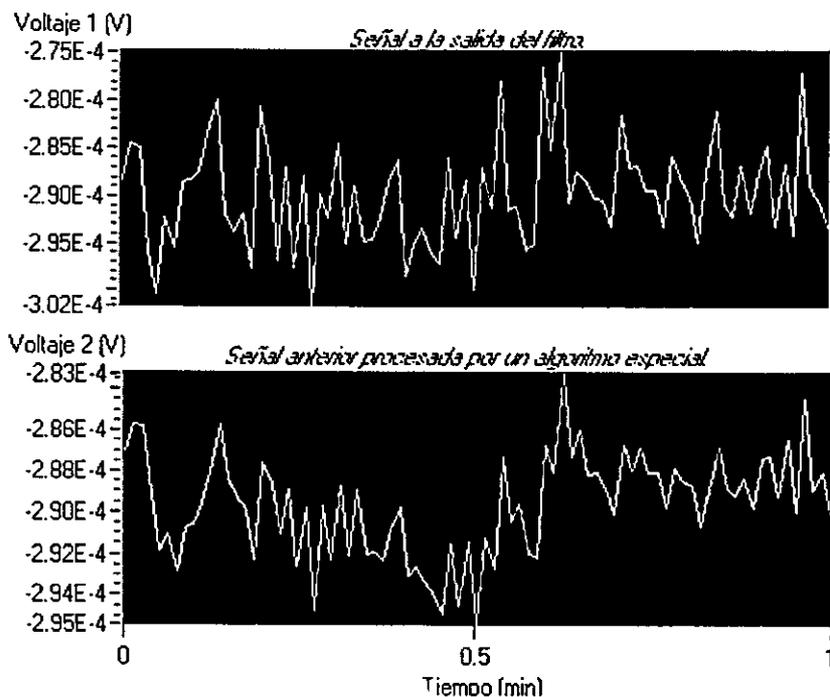
FILTRO ELIPTICO

Velocidad de muestreo	Número de muestras	Voltaje de rizo 1 (Vrms)
1000 muestras / s	400	6.428E-6
		Voltaje de rizo 2 (Vrms)
		2.374E-6
Fuente	Transductor	Número de serie
Comercial	700 mBar	357138



FILTRO ELIPTICO

Velocidad de muestreo	Número de muestras	Voltaje de rizo 1 (Vrms)
1000 muestras / s	400	5.96E-6
		Voltaje de rizo 2 (Vrms)
		2.83E-6
Fuente	Transductor	Número de serie
Construida	700 mBar	357138



Log/Linear



Ventana

Hamming

Transductor

439887

dBVrms

3.02E-3

Filtro

Elíptico

Fuente

Comercial

Numero de muestras

400

Numero de adquisiciones

0

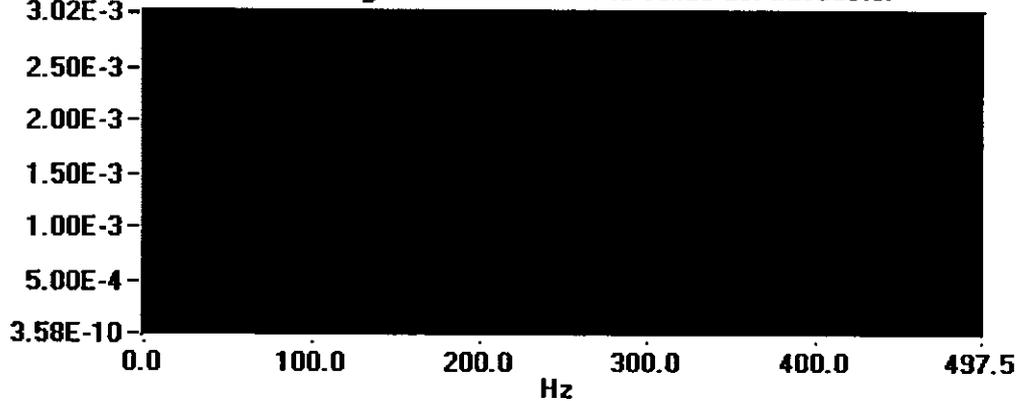
Velocidad de muestreo

1000

Frecuencia de corte

104.9

Periodograma de la señal a la salida del transductor



Caratula del programa que genera el periodograma de una señal.
c:\vabview\user.lib\periodograma.vi



periodograma.vi

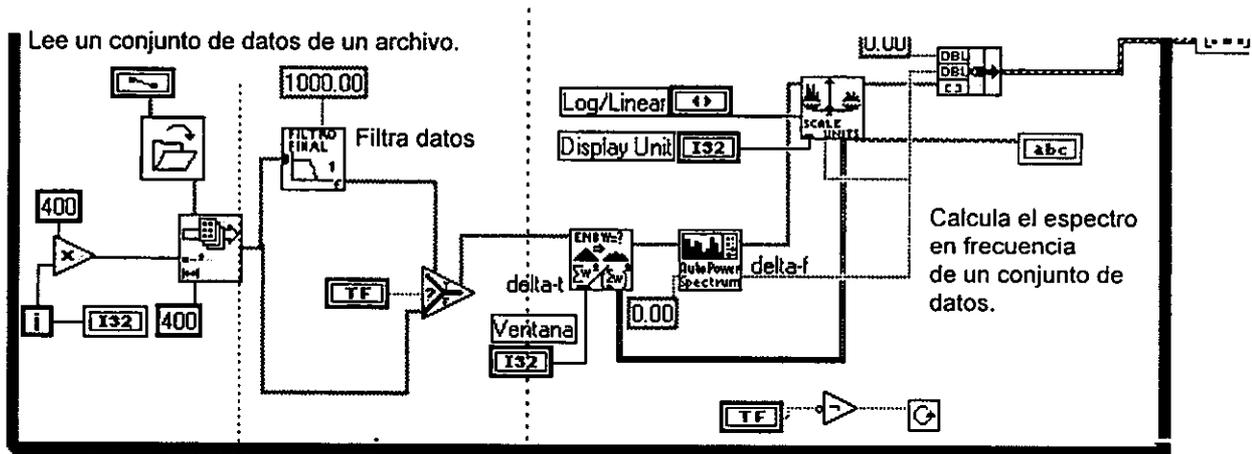
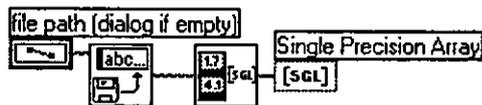


Diagrama a bloques del programa que genera el periodograma de una señal.

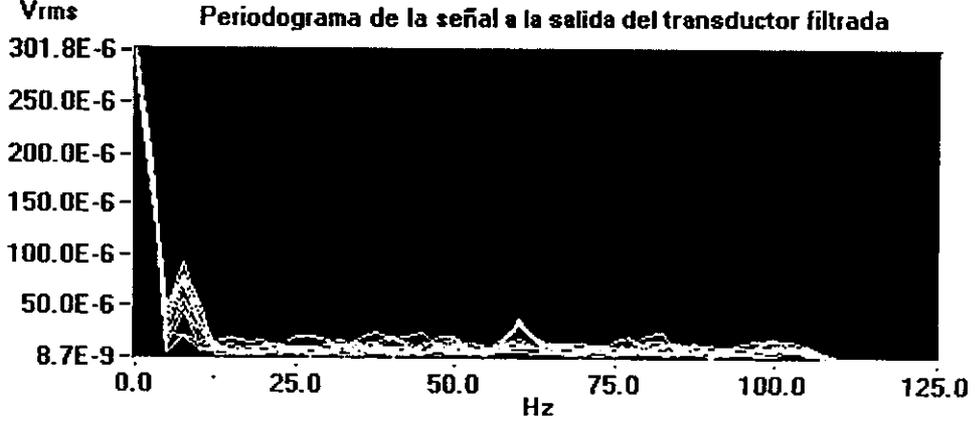
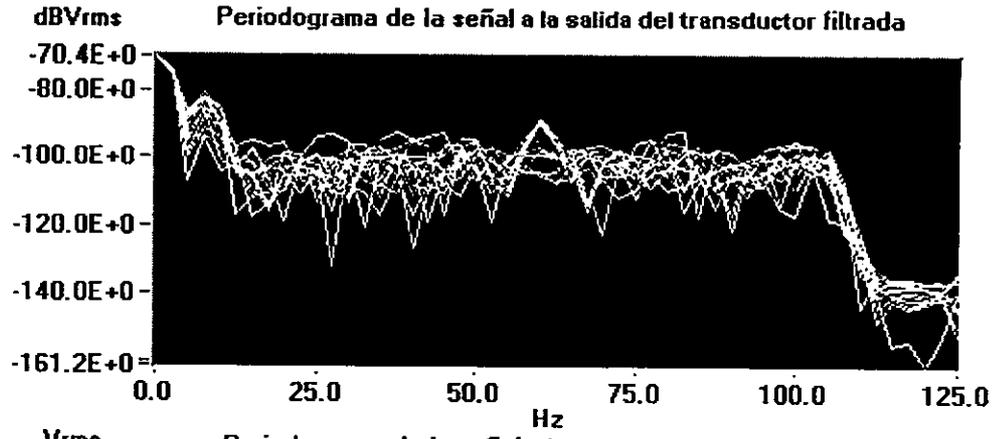
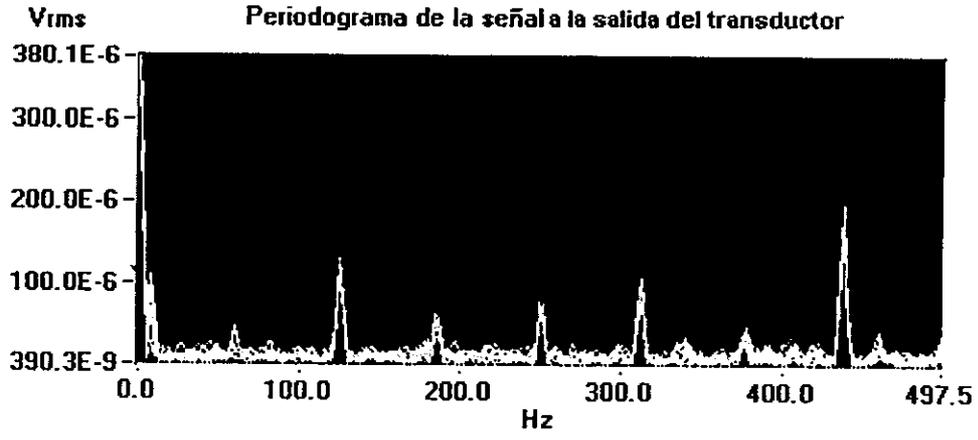
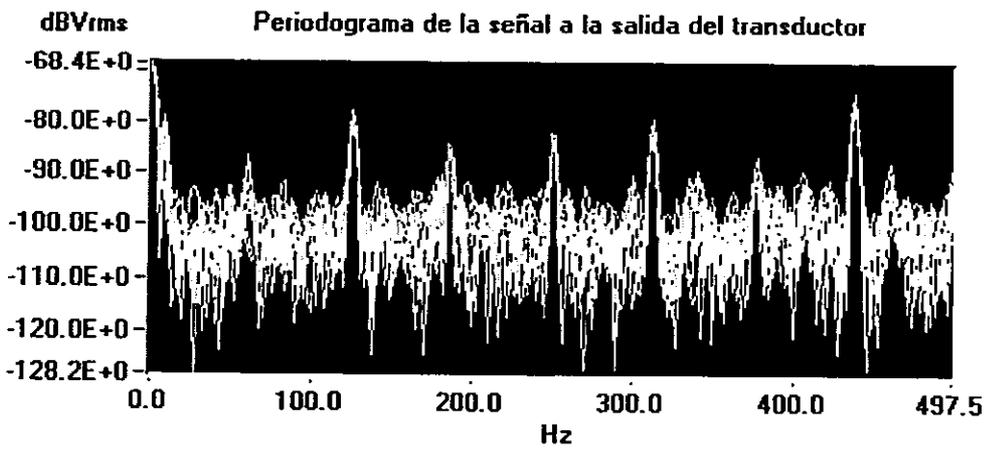


LEEDATOS.VI



Este programa lee una cadena de datos y la convierte a un arreglo numérico unidimensional.

Ventana	Filtro	Número de muestras	Velocidad de muestreo
Hamming	Elíptico	400	1000 muestras / s
Transductor	Fuente	Numero de adquisiciones	Frecuencia de corte
357138	Construida	10	104.9 Hz

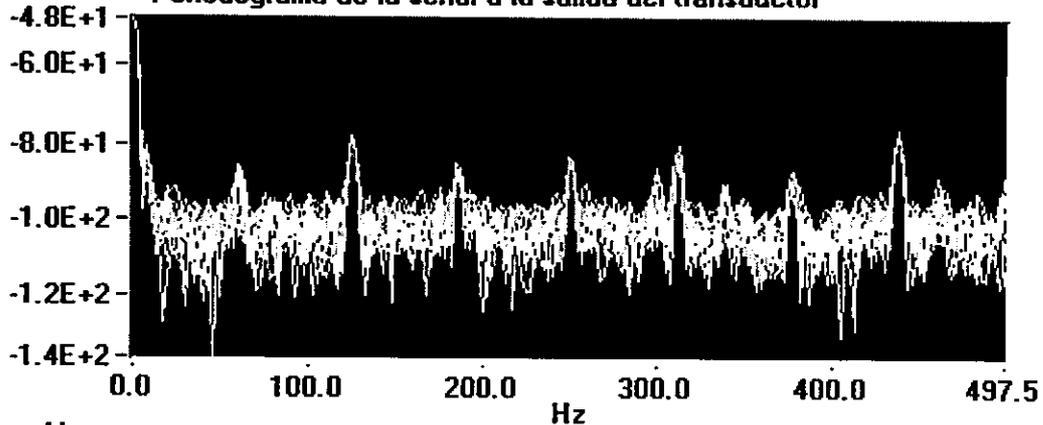


Ventana	Filtro	Número de muestras	Velocidad de muestreo
Hamming	Elíptico	400	1000 muestras / s

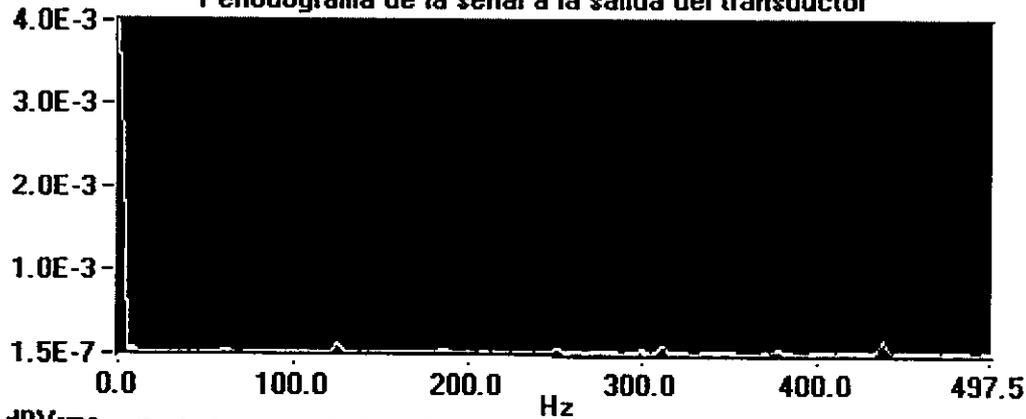
APÉNDICE C 2

Transductor	Fuente	Numero de adquisiciones	Frecuencia de corte
439887	Construida	10	104.9

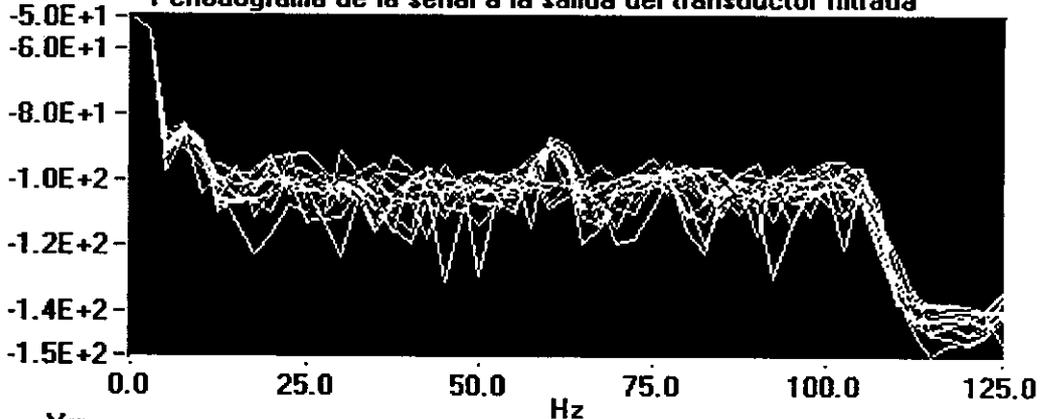
dBVrms Periodograma de la señal a la salida del transductor



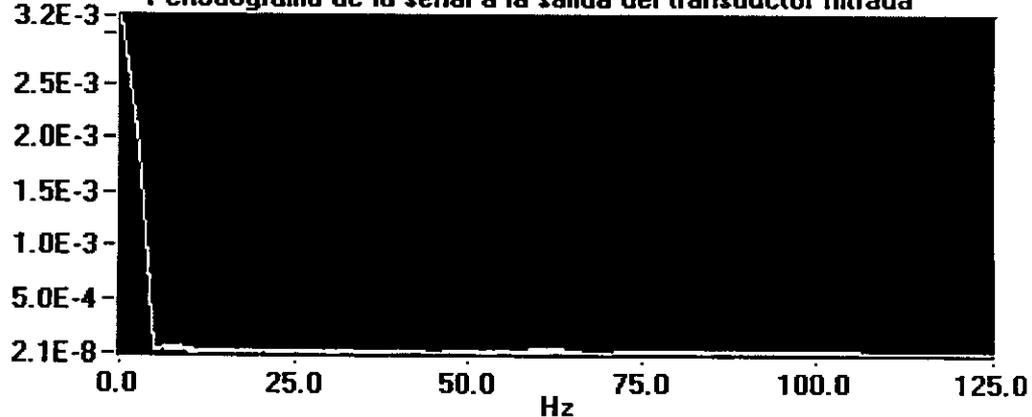
Vrms Periodograma de la señal a la salida del transductor

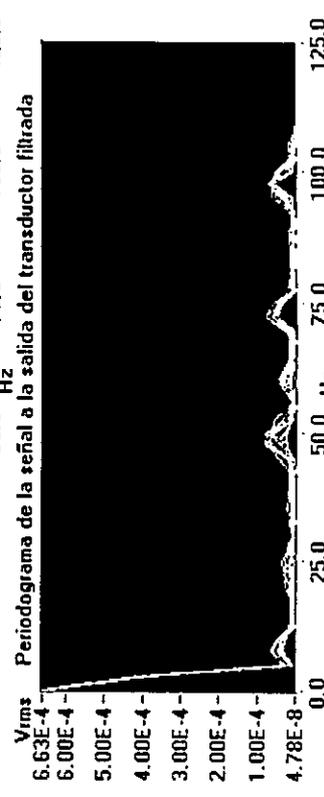
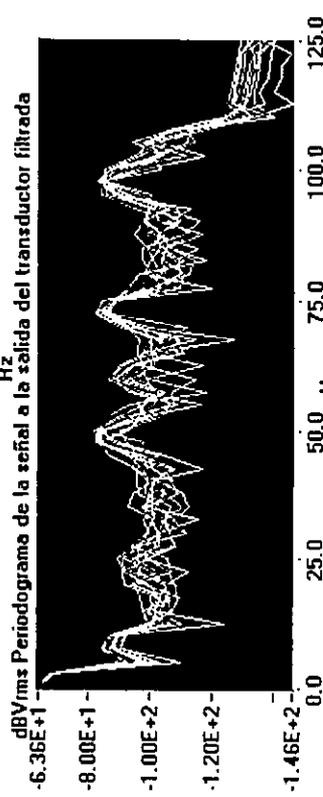
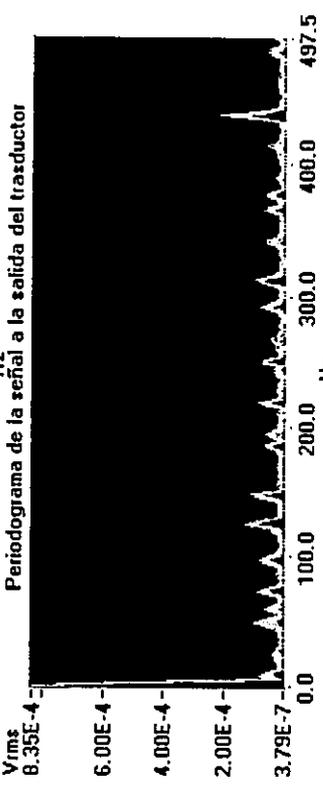
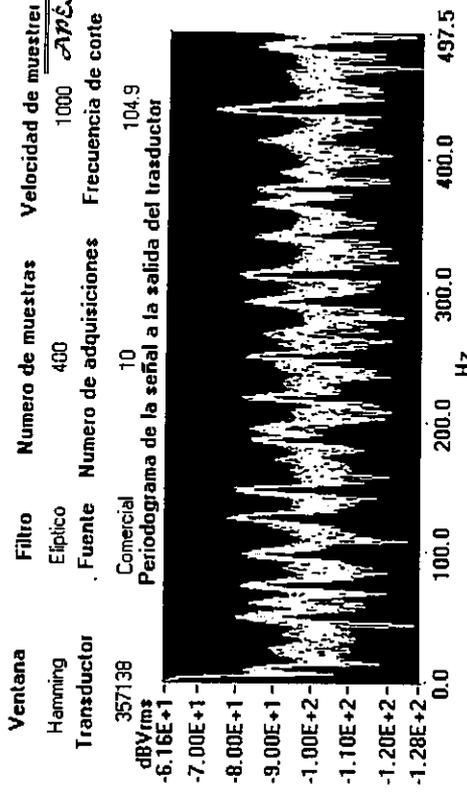
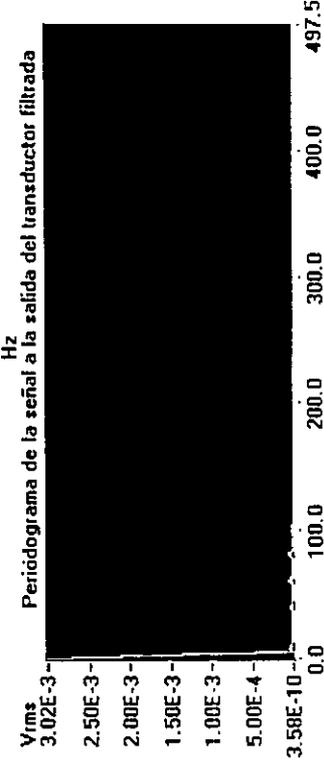
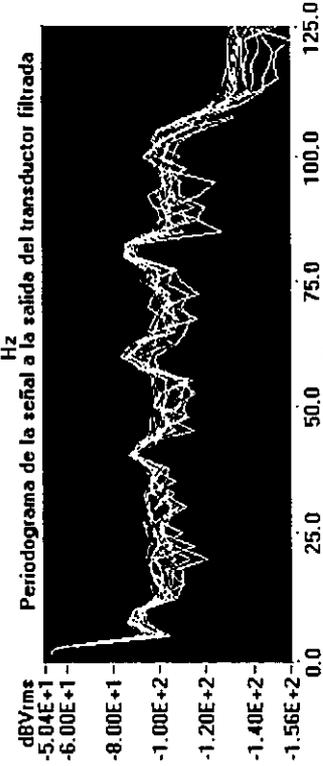
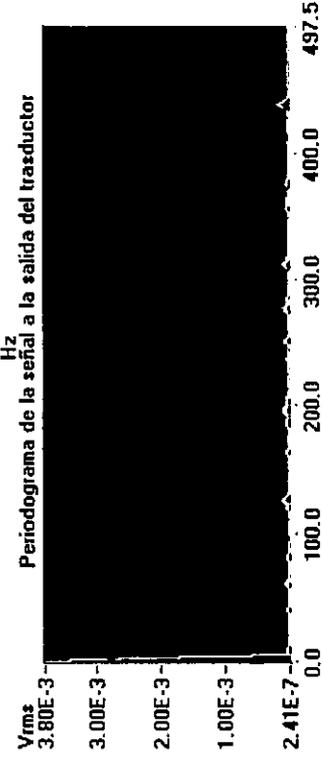
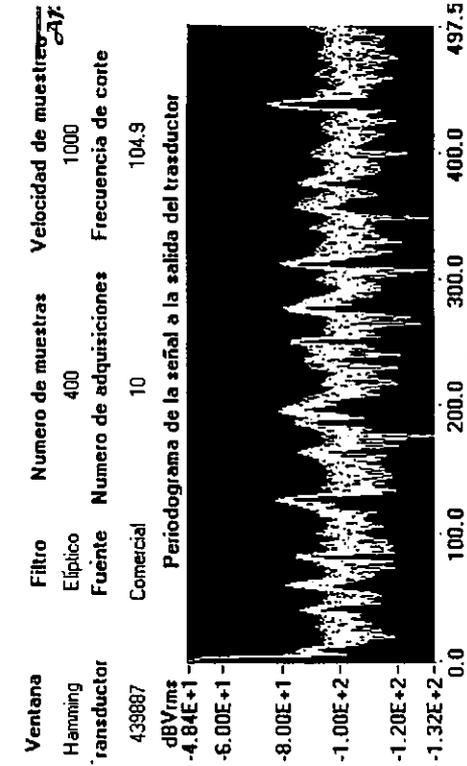


dBVrms Periodograma de la señal a la salida del transductor filtrada

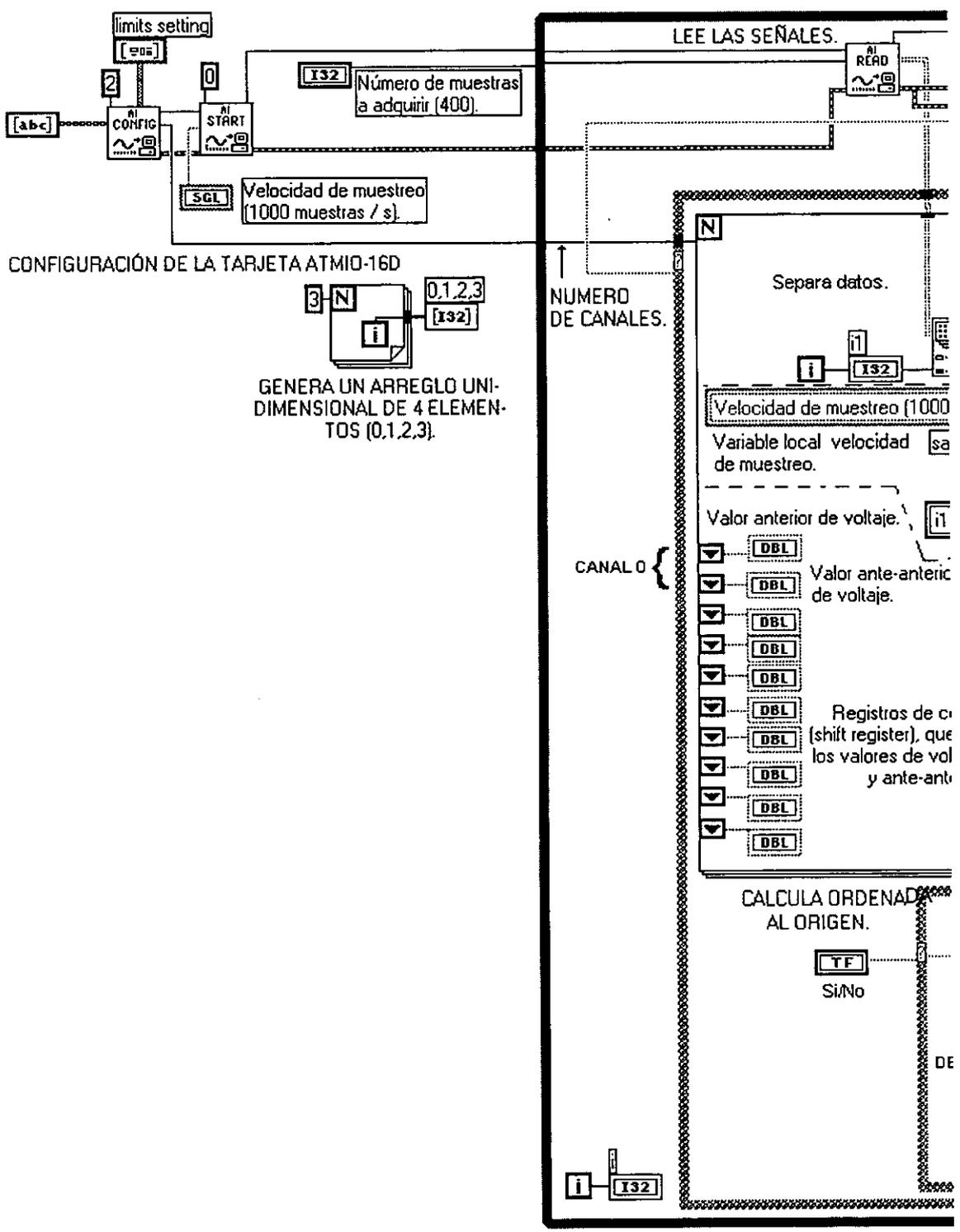


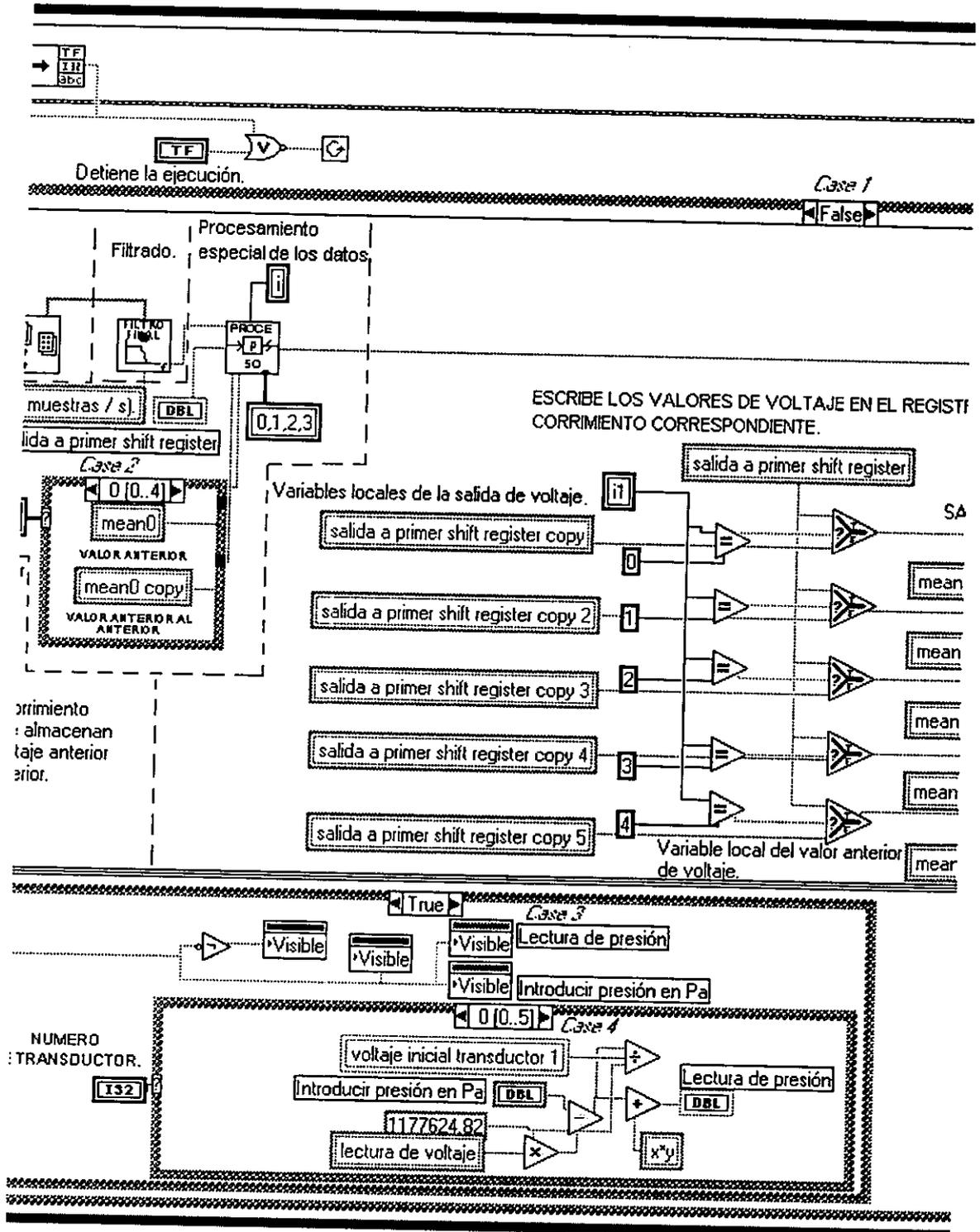
Vrms Periodograma de la señal a la salida del transductor filtrada

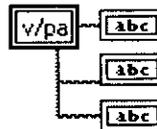
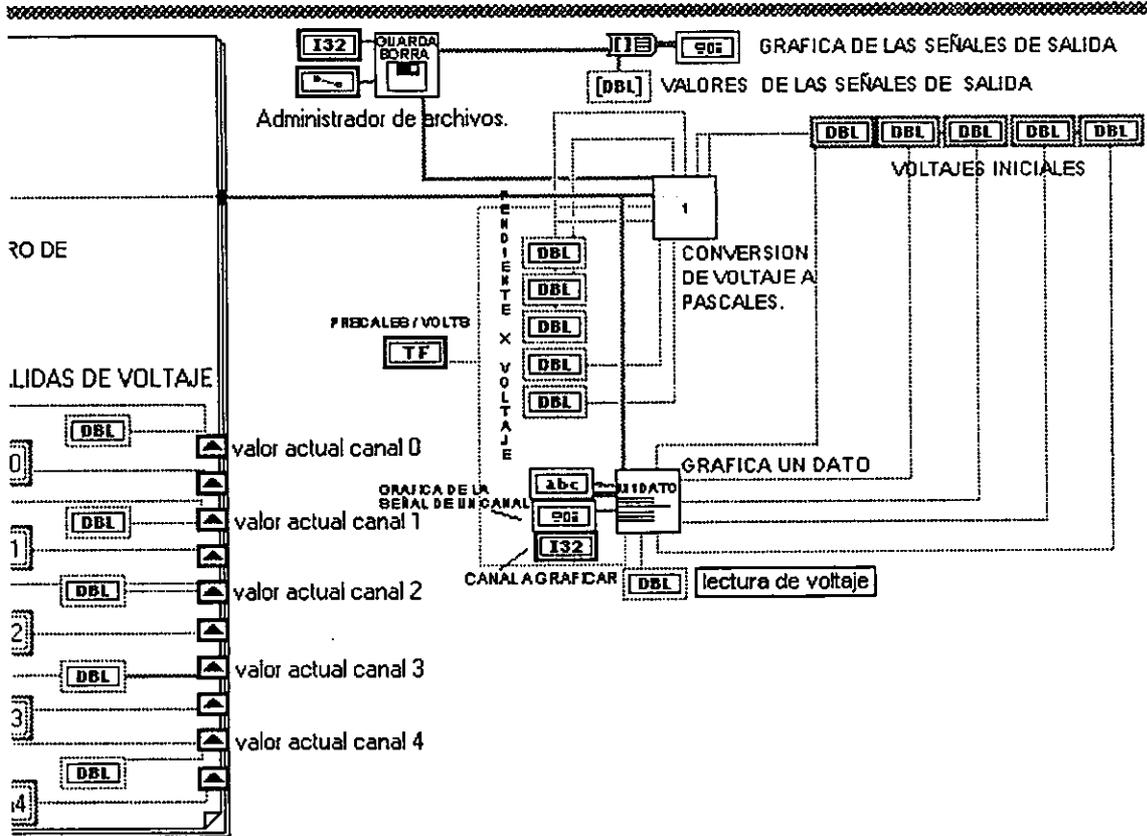




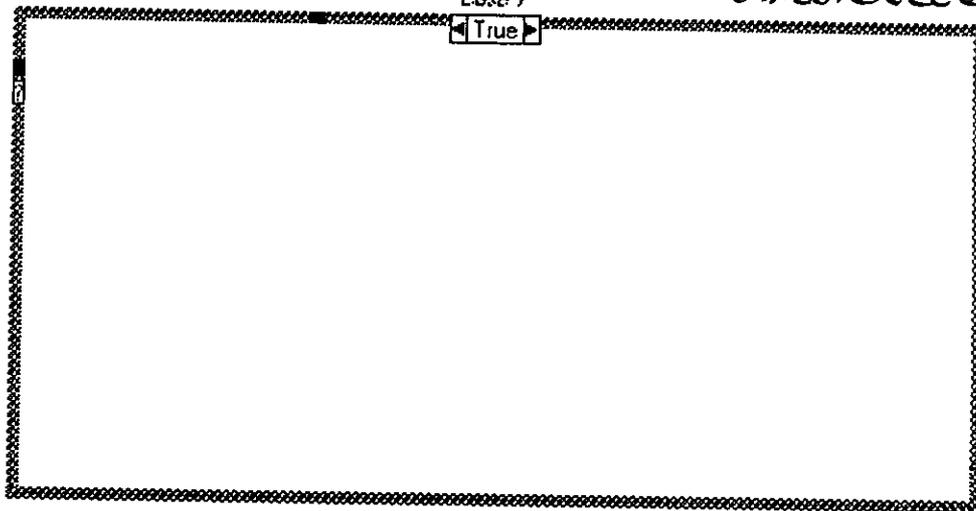
APÉNDICE D



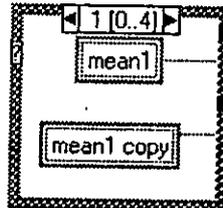




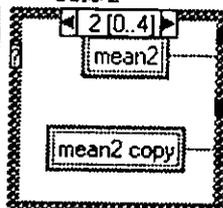
Case 1



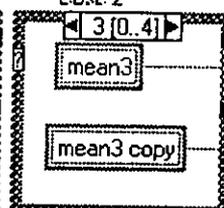
Case 2



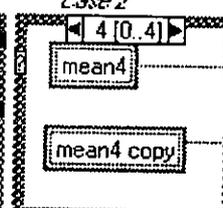
Case 2



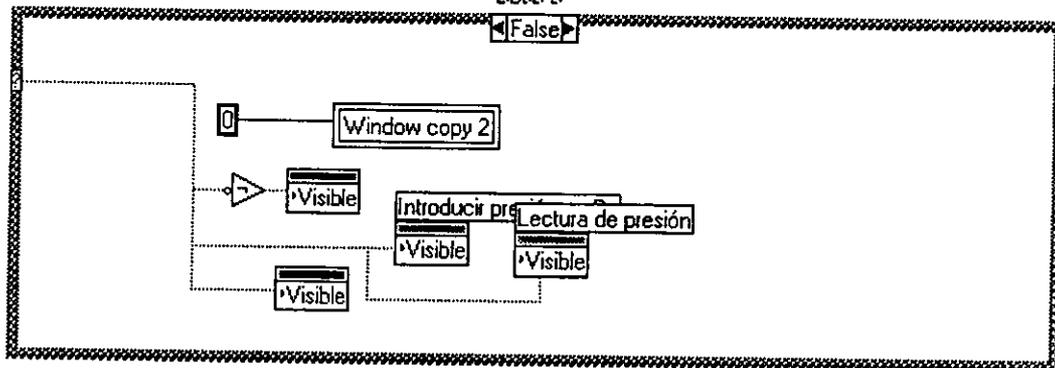
Case 2



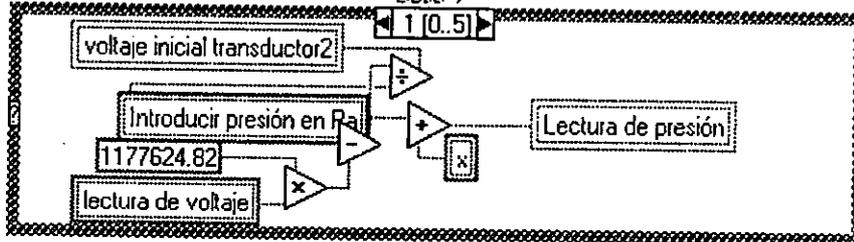
Case 2



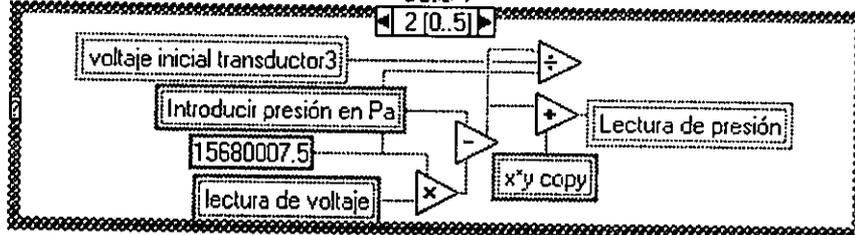
Case 3

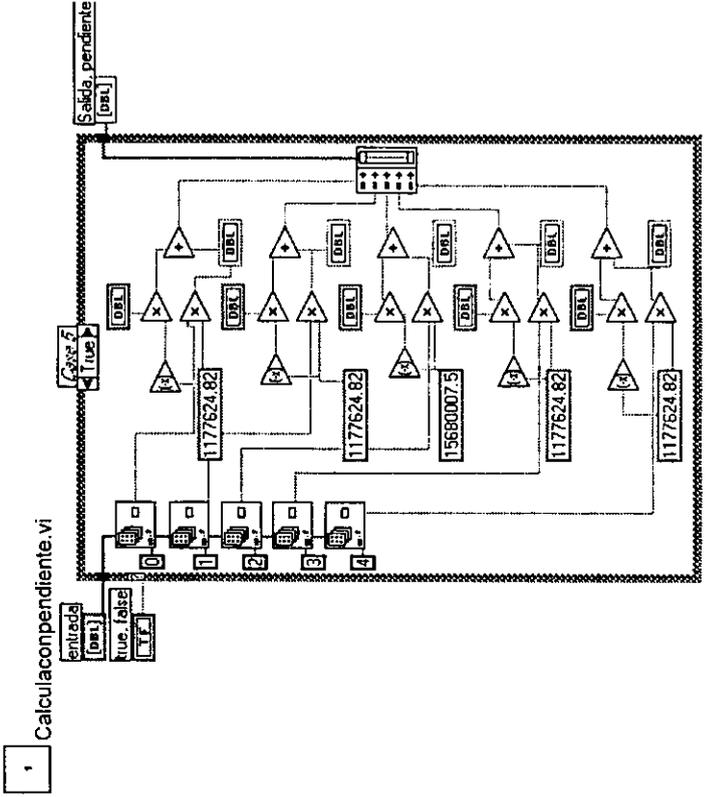
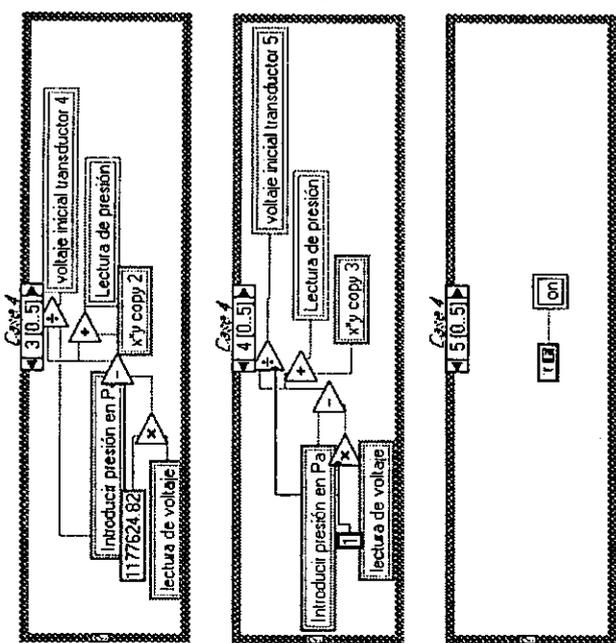


Case 4



Case 4





ICONOS CONSTRUIDOS

MUESTRAUNVALOR.vi

