

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES



Perfecta Combinación entre Energía e Intelecto



**ACELEROMETRO. PRINCIPIOS Y APLICACIÓN DEL SENSOR DE
ACELERACION EMPLEANDO LA TECNOLOGIA MEMS
(MICRO ELECTRO-MECHANICAL SYSTEMS)**

WILLIAM EDUARDO ACEVEDO SIERRA 1952200

Presentado ante:

**Consejo de Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de
Telecomunicaciones, Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas.**

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS

**ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

GRUPO DE INVESTIGACIÓN “CEMOS”

BUCARAMANGA

2004

**ACELEROMETRO. PRINCIPIOS Y APLICACIÓN DEL SENSOR DE
ACELERACION EMPLEANDO LA TECNOLOGIA MEMS
(MICRO ELECTRO-MECHANICAL SYSTEMS)**

WILLIAM EDUARDO ACEVEDO SIERRA

**PROYECTO DE GRADO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO
ELECTRÓNICO**

DIRECTOR DE PROYECTO DE GRADO

MAGISTER: Julio Augusto Gélvez Figueredo

Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas

Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

CODIRECTOR DE PROYECTO DE GRADO

MAGISTER: Jaime A. Barrero

Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas

Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS

**ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2004

DEDICATORIA

Al padre eterno creador y renovador de todas
las cosas quien guía e ilumina mi camino.

A mis padres y toda mi familia quienes siempre
me han Apoyado y me han dado fuerzas
para seguir el camino que escogí.

A todos los profesores de la carrera que hicieron
posible este logro con sus sabios consejos y enseñanzas,
en especial a los profesores Julio Augusto Gelvez, y Jaime Barrero
que siempre me apoyaron y creyeron en mí.

WILLIAM ACEVEDO S.

AGRADECIMIENTOS

El autor expresa sus más sinceros agradecimientos a:

Mpe. Julio A. Gelvez, director del presente proyecto y docente de la Universidad Industrial de Santander, por la confianza, el apoyo, los consejos y orientaciones brindadas a lo largo del proyecto.

MPE. Jaime Barrero Pérez, codirector del presente proyecto y docente de la Universidad Industrial de Santander, por sus consejos, sugerencias e indicaciones.

A mis amigos y conocidos, En especial a Fabian Mendez y Efrén Dugarte por su colaboración

Y a la Gran comunidad E³T, Quienes se convirtieron en mi familia durante estos años de vida universitaria.

CONTENIDO

	Pag
INTRODUCCIÓN	1
1 MEDIDA DE ACELERACIÓN	5
INTRODUCCIÓN	5
1.2 TIPOS DE ACELERÓMETROS	8
1.2.1 Acelerómetros Piezoresistivos.	8
1.2.2 Acelerómetro Piezoelectrico.	13
1.2.3 Acelerómetro Capacitivo.	18
1.2.4 Servoacelerómetros.	24

	pág.
1.2.5 Comparación entre Acelerómetros Capacitivos y Piezoeléctricos.	25
1.2.6 Comparación de funciones y características entre acelerómetros	25
2 APLICACIÓN DE ACELEROMETROS MEMS EN MEDIDA DE VIBRACIÓN Y MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR EN MOTORES DE PASO	27
2.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN	27
2.1.1 Criterios de Selección en acelerómetros para medida de Posición angular e inclinación.	30
2.1.2 Criterios de Selección en acelerómetros para medida de Vibración en barras metálicas	35

	pág.
2.2 MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR EN MOTORES DE PASO CON ACELEROMETROS MEMS	38
2.3 MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METALICAS USANDO ACELEROMETROS MEMS	47
3 MONTAJES Y SOFTWARE	51
3.1 MONTAJES Y SOFTWARE PARA MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR CON ACELEROMETROS MEMS	51
3.1.1 Montajes.	52
3.1.2 Software.	63
3.2 MONTAJES Y SOFTWARE PARA MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METALICAS USANDO ACELEROMETROS MEMS	80

	pág.
3.2.1 Montajes.	80
3.2.2 Software.	86
4. RESULTADOS	95
4.1 RESULTADOS PARA LA MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR CON ACELERÓMETROS MEMS	95
4.2 RESULTADOS PARA MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METALICAS USANDO ACELEROMETROS MEMS	98
4.2.1 Resultados para la Barra 1.	98
4.2.2 Resultados para la Barra 2.	101

	pág.
4.2.3 Resultados para la Barra 3.	101
5. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES	104
5.1 OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES PARA MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR USANDO ACELERÓMETROS MEMS	104
5.2 OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES PARA MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METALICAS	105
BIBLIOGRAFIA	108
ANEXOS	112

LISTA DE FIGURAS

	pág
Figura 1. Sistema masa-resorte usado para medir la aceleración.	5
Figura 2. Acelerómetro Piezoresistivo	9
Figura 3. Configuración de un acelerómetro piezo-resistivo	10
Figura 4. Microacelerometro piezoresistivo	11
Figura 5. Composición física de un acelerómetro piezoeléctrico	16
Figura 6. Mecanismo de un acelerómetro capacitivo : (a) En estado de reposo, (b) En aceleración hacia la izquierda, (c) Detalle de los capacitores diferenciales	19
Figura 7. Esquema Básico de Transducción en acelerómetros capacitivos	20
Figura 8. Diagrama Eléctrico interno del acelerómetro capacitivo	22
Figura 9. Esquema de un Servo acelerómetro	24

	pág
Figura 10. Diagrama del acelerómetro ADXL202E	30
Figura 11. Microfotografía del acelerómetro ADXL202E	31
Figura 12. Señal de salida del ADXL202E	32
Figura 13. Disposición de pines en el acelerómetro ADXL202E	33
Figura 14. Diagrama Funcional de acelerómetro ADXL190	37
Figura 15. Distribución de pines del acelerómetro ADXL190	38
Figura 16 Orientación de un acelerómetro con un eje para medida angular	39
Figura 17. Señal de Salida de un acelerómetro con un eje al rotar 360 grados.	40
Figura 18. Acelerómetro de 2 ejes girando 360 grados	41
Figura 19. Señal de Salida de un acelerómetro de dos ejes al rotar 360 grados.	42
Figura 20. Diagrama de flujo para obtener posición angular entre 0 y 360 grados	43

	pág
Figura 21. Algoritmo opcional para obtener posición angular.	46
Figura 22. Barra metálica y sus modos de vibración	48
Figura 23. Esquema de conexiones en el acelerómetro ADXL202	52
Figura 24. Circuito Impreso Diseñado para el acelerómetro.	55
Figura 25. Tarjeta para el acelerómetro montada sobre el eje del motor.	56
Figura 26. Sistema de anillos para Alimentar el sensor y transmitir las señales de sus dos ejes	57
Figura 27. Soporte de acrílico atornillado al motor	58
Figura 28. Circuito para acondicionamiento de señal	59
Figura 29. Señales análogas obtenidas después del Filtrado	59
Figura 30. Diagrama de conexiones en el motor de Paso.	60
Figura 31. Diagrama de conexiones entre los aisladores ópticos y el motor.	61

	pág
Figura 32. Tarjeta digital diseñada para controlar al motor de paso	62
Figura 33. Configuración de parámetros para adquisición de datos.	64
Figura 34. Acondicionamiento de la señal cuadrada para eliminar ruido	65
Figura 35. Señal cuadrada después del acondicionamiento.	65
Figura 36. Forma de obtener la señal de aceleración	66
Figura 37. Señales de aceleración para el eje X, y el eje Y del acelerómetro	67
Figura 38. Configuración de parámetros para adquisición de datos	68
Figura 39. Discriminación de las señales obtenidas	69
Figura 40. Detección de la señal de aceleración	69
Figura 41. Señales Filtradas para el eje X y el eje Y del acelerómetro.	71
Figura 42. Formas de onda obtenidas para las operaciones A_x-A_y , y A_x/A_y	71

	pág
Figura 43. Señales Ax, Ay, Ax-Ay, y Ax-Ay	72
Figura 44. Corrección en el nivel offset.	73
Figura 45. Normalización de las señales	74
Figura 46. Sección del programa encargada de obtener las señales de aceleración	74
Figura 47. Estructura tipo Case	75
Figura 48. Subprograma para obtener la posición angular	76
Figura 49. Estructuras ejecutadas para el segundo caso.	76
Figura 50. Estructuras ejecutadas para el tercer caso.	77
Figura 51. Estructuras ejecutadas para el cuarto caso.	77
Figura 52. Panel Frontal del programa final	78
Figura 53. Panel Frontal en el programa de control para el motor de paso	79
Figura 54. Programa para controlar el motor de paso	79

	pág
Figura 55. Circuito impreso diseñado para el acelerómetro ADXL190.	81
Figura 56. Método de calibración del acelerómetro.	82
Figura 57. Señal del acelerómetro midiendo 1G	83
Figura 58. Señal del acelerómetro midiendo -1G	83
Figura 59. Soporte para fijar las barras	84
Figura 60. Esquema del impactador basado en un solenoide.	85
Figura 61. Detalle del panel frontal	86
Figura 62. Visualización de Señales en el tiempo, y en el dominio de la frecuencia	88
Figura 63. Procesamiento de la señal en el diagrama	88
Figura 64. Señal Filtrada del Acelerómetro	90
Figura 65. Escalamiento de la señal procesada, e integración numérica.	91
Figura 66. Procesamiento para visualizar El espectro de las señales	91

	pág
Figura 67. Detección de la frecuencia natural, y almacenamiento de datos	94
Figura 68. Prueba del software	95
Figura 69. Señales adquiridas después del primer filtro utilizado	97
Figura 70. Prueba en la barra 1	99
Figura 71. Prueba en el lado angosto de la barra 1, para un solo impacto	100
Figura 72. Prueba con varios impactos en el lado ancho de la barra 1.	100
Figura 73. Prueba sobre el lado ancho de la Barra 2	101
Figura 74. Prueba con un solo impacto para la Barra 3.	102
Figura 75. Prueba con varios golpes para la Barra 2	102
Figura 76. Esquema de sensado en un acelerómetro capacitivo	114
Figura 77. Prototipo de un acelerómetro capacitivo	116
Figura 78. Sistema masa-resorte-amortiguador para el acelerómetro capacitivo	117

Figura 79. Diagrama esquemático del resorte en forma de U, para el cálculo de la rigidez. (a) Fuerzas y momentos aplicados para el cálculo de k_x y k_y . (b) Resorte y porción de la masa de prueba para el cálculo de k_θ . 118

Figura 80. Modelo del resorte Electrostático 125

Figura 81. Interface de sensado para el acelerómetro 128

LISTA DE TABLAS

	pág
Tabla 1. Comparación entre los diferentes tipos de cristales piezoeléctricos	15
Tabla 2. Comparación entre diferentes tipos de acelerómetros	26
Tabla 3. Descripción de funcionamiento de los pines en el ADXL202E	33
Tabla 4. Características técnicas de algunos acelerómetros comercialmente disponibles	36
Tabla 5. Localización de los Nodos de una barra metálica en Voladizo	49
Tabla 6. Estimación del Ruido Pico a Pico en el ADXL202E	54
Tabla 7. Representación en tiempo y en frecuencia de las señales procesadas	92
Tabla 8. Características geométricas de las barras utilizadas	98

LISTA DE ANEXOS

	pág
ANEXO A. USO DE LA TECNOLOGIA MEMS EN ACELEROMETROS	113
ANEXO B. HOJAS DE DATOS DE LOS DISPOSITIVOS UTILIZADOS	126

RESUMEN

TITULO: ACELEROMETRO. PRINCIPIOS Y APLICACIÓN DEL SENSOR DE ACELERACIÓN EMPLEANDO LA TECNOLOGIA MEMS (MICRO ELECTRO-MECHANICAL SYSTEMS)*

AUTOR: ACEVEDO SIERRA William Eduardo**

PALABRAS CLAVES: Rotación, Acelerómetro, Vibración, Análisis, LabVIEW

DESCRIPCIÓN:

En este trabajo de grado, se muestra la aplicación de los sensores de aceleración, ó acelerómetros con tecnología MEMS (Siglas en ingles de Sistemas Micro Electro-Mecánicos), en dos áreas específicas a saber:

- Medida de posición angular en un motor de paso.

Se propone un método que se basa en el acelerómetro MEMS con dos ejes de medida ADXL202E, montado sobre el eje de un motor de paso, en posición vertical, para medir la posición angular del eje. Se usa un sistema de escobillas para alimentar el acelerómetro y transmitir la señal de salida para cada uno de los ejes, luego se acondicionan estas señales para ser entradas analógicas en la tarjeta para adquisición de datos PCI-1200[®], para el procesamiento y visualización mediante el software creado en LabVIEW 6.1[®]. El sistema esta diseñado para funcionar efectivamente a baja velocidad de rotación, se obtienen valores entre 0 y 360 grados.

- Análisis de vibración en barras metálicas de diferente configuración física, para determinar el espectro en frecuencia de la vibración. Las barras metálicas están fijas mediante un soporte especial, y las vibraciones en la misma se inician mediante un impactador eléctrico. El acelerómetro ADXL190 esta ubicado al extremo libre de la barra, y su señal de salida ingresa al computador mediante un canal analógico de la tarjeta PCI-1200[®], en el programa diseñado en LabVIEW 6.1[®], se efectúa el acondicionamiento y filtrado de la señal. Se presentan las señales de aceleración, velocidad y desplazamiento de la barra y sus respectivos espectros, además del valor de la frecuencia natural de vibración.

* Proyecto de Grado

** Facultad de ciencias Físico Mecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones. Julio Augusto Gelvez

ABSTRACT

TITLE: ACCELEROMETER. PRINCIPLES AND APPLICATION OF THE ACCELERATION SENSOR USING THE MEMS TECHNOLOGY (MICRO ELECTRO-MECHANICAL SYSTEMS)*

AUTHOR: ACEVEDO SIERRA William Eduardo**

KEYWORDS: Rotation, Accelerometer, Vibration, Analysis, LabVIEW

DESCRIPTION:

In this thesis, it is developed the application of accelerometers with MEMS technology (Micro Electro-Mechanical systems) in two specific areas:

- Angular position measurement in Stepper Motors

It has been developed a method based in the two axis MEMS accelerometer ADXL202E, mounted over the shaft of a stepper motor in vertical position. A contacts based system is used to power the accelerometer and transmit the output signal for each sensitive axis, follows a signal conditioning stage and a data acquisition stage with the PCI-1200 card by National Instruments. The software designed on LabVIEW 6.1 makes the processing of the signals and the visualization of the rotation angle between 0 and 360 degrees. The system has good performance at low rotation speed.

- Vibration Analysis in metal bars of different physical configuration, to determine frequency spectrum of vibration

The metal bars are attached to a special frame, and the vibrations starts using an electric hitter based on a solenoid. The ADXL190 accelerometer is located at the free end of the test bar, and the output signal enter the computer using an analog input channel of the PCI-1200[®] card, and the software designed in LabVIEW 6.1[®], makes the signal conditioning and filtering of the signal. Finally the front panel shows the acceleration, velocity and displacement signals in the bar, including the corresponding Spectrum plots.

* Degree Project

** Physical Mechanics Faculty, Electrical, Electronical and Telecommunications School.
Julio Augusto Gelvez

INTRODUCCIÓN

El estudio de nuevas alternativas tecnológicas eficientes para reemplazar los métodos tradicionales, es una tarea que poco a poco se viene implementando dentro de los centros de investigación y a nivel industrial, con el fin de obtener mejoras en los resultados que normalmente se obtendrían con el uso de procedimientos convencionales. El presente trabajo está enmarcado dentro de las líneas de investigación y desarrollo del grupo CEMOS¹ de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

En la fabricación de sensores, el uso de nuevas tecnologías de fabricación hace que se reduzcan los precios comerciales y que sus características se vean notablemente mejoradas haciendo más amplio el espectro de sus aplicaciones. Una de estas tecnologías es la MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems) ó Sistemas Micro Electro-Mecánicos, que consiste en la integración de subsistemas electrónicos, con elementos mecánicos miniaturizados, a la escala de un circuito integrado.

En este trabajo de grado, se muestra la aplicación de los sensores de aceleración, ó acelerómetros con tecnología MEMS (Siglas en ingles de Sistemas Micro Electro Mecánicos), en dos áreas específicas a saber:

¹ Control, Electrónica, Modelamiento y Simulación.

Medida de posición angular en un motor de paso mediante un sistema basado en acelerómetros, Acondicionamiento de señal, Tarjeta para adquisición de datos PCI-1200[®], y software diseñado en LabVIEW[®].

Análisis de vibración en barras metálicas de diferentes materiales, también usando acelerómetros, para determinar el espectro en frecuencia de la vibración, Hardware (PCI-1200[®]), y software para adquisición, análisis y presentación de Datos (LabVIEW 6.1[®]).

En diversas aplicaciones se hace necesario obtener información relativa a la posición angular en sistemas rotativos, como por ejemplo en el sistema de posicionamiento de una antena, en sistemas de autonivelación, maquinas rotativas etc. Esto se hace cuando se necesita efectuar un control de lazo cerrado para garantizar un funcionamiento óptimo del sistema. En la Actualidad existen varios métodos para medir posición angular a saber: métodos opticos, entre los que se incluye los encoders absoluto e incremental, y métodos electromagneticos como los RVDT (rotary voltaje differential transformer), y los Taco generadores. Se propone un método que se basa en el acelerómetro MEMS ADXL202E, montado sobre el eje de un motor de paso, en posición vertical, para medir la posición angular del eje, cuando este se encuentra girando, y cuando se encuentra detenido. El sistema esta diseñado para funcionar efectivamente a baja velocidad de rotación (inferior a 160 revoluciones por minuto), y no es practico aplicarlo en motores de corriente continua, ni en motores de corriente alterna.

El análisis de vibración tiene diversas aplicaciones, como en la evaluación sísmica de estructuras civiles, tales como edificios y puentes, en pruebas para resistencia de materiales, y para predecir daños en maquinaria rotativa, incluyendo motores

eléctricos, engranajes, y rodamientos. Existen varios transductores que se usan para cuantificar la vibración en función de la aceleración, velocidad, y desplazamiento, entre dichos transductores se encuentran: los velocímetros, el vibrómetro de lámina, los acelerómetros piezoeléctricos, y los acelerómetros piezoresistivos. Se ha diseñado un sistema que es usado para determinar la frecuencia natural de vibración de una barra metálica en voladizo (un extremo inmóvil mediante ajuste, y el otro extremo libre), y se usa el acelerómetro MEMS ADXL190, una tarjeta para adquisición de datos (PCI-1200[®]), y un programa diseñado en LabVIEW 6.1[®]. La limitación del sistema es que no se puede medir fielmente señales de vibración cuya frecuencia sea mayor que 400Hz, porque ese es el ancho de banda del acelerómetro.

En el presente documento, se describe la investigación realizada para desarrollar las dos aplicaciones. Dicha investigación abarca desde la comparación y los criterios de selección de los acelerómetros, construcción de circuitos de prueba, para evaluar el desempeño de los acelerómetros, El diseño del software correspondiente a cada aplicación, La integración entre el Hardware y el Software diseñados, Ajustes necesarios y calibración final. Todo esto orientado desde el punto de vista de la Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

Este documento se ha dividido en cinco capítulos: en el primero de ellos se hace una recopilación de conceptos básicos acerca de los acelerómetros, los diferentes tipos que existen, sus características técnicas, y se da una comparación de características entre los diferentes tipos de acelerómetros. En el segundo capítulo se dan los criterios de selección que deben tenerse en cuenta en el momento de seleccionar un acelerómetro para cada una de las aplicaciones (posición angular y medida de vibración), y los conceptos necesarios para medir posición angular en motores de paso, y vibración en barras metálicas. Para el tercer capítulo se brinda

amplia información sobre los montajes, circuitos y software diseñados para cada aplicación, incluyendo datos obtenidos durante las pruebas efectuadas, y análisis de ruido en los acelerómetros. En el quinto capítulo se dan los resultados obtenidos para cada aplicación. Por último, en el sexto capítulo se mencionan las conclusiones y las observaciones a las que se llegó, durante el desarrollo del proyecto. En la sección de anexos se da información referente a la construcción interna de los acelerómetros MEMS, generalidades sobre medida de vibración y medida de posición angular.

1. MEDIDA DE ACELERACIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN

El principio físico básico tras del acelerómetro, es el de un simple sistema masa resorte. El resorte (dentro de su región lineal) se rige por la ley de **Hooke**, la cual enuncia que un resorte generará una fuerza de restablecimiento proporcional a la distancia que este ha sido comprimido o expandido. Específicamente:

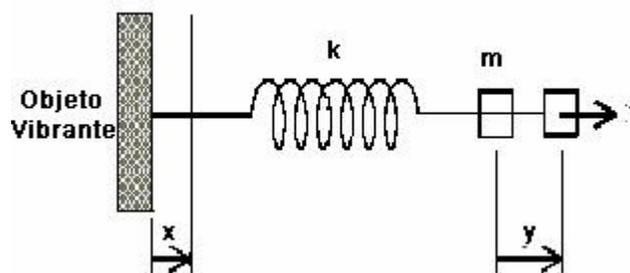
$$F = kx \quad (1)$$

Donde **k** (dada en newton/metro N/m) es la constante de proporcionalidad entre el desplazamiento (**x**) (dado en metros m) y la fuerza **F** (Dada en **Newtons N**). El otro principio físico importante es la segunda ley del movimiento de Newton, la cual enuncia que la fuerza presente en una masa acelerada será proporcional a la relación:

$$F = ma \quad (2)$$

La figura 1 muestra una masa conectada a un resorte.

Figura 1. Sistema masa-resorte usado para medir la aceleración.



Fuente: Autor

Si este sistema experimenta una aceleración, por ley de Newton, existirá una fuerza resultante de magnitud igual a la mencionada en la ecuación (1), esta fuerza obligará a la masa a comprimir o expandir el resorte bajo la condición de

$$F = ma = ky. \quad (3)$$

Por otra parte, si se observa el desplazamiento de y , se sabrá que la masa ha experimentado una aceleración proporcional a:

$$a = ky/m \quad (4)$$

De esta forma se ha cambiado el problema de medir la aceleración por el problema de medir el desplazamiento de una masa conectada a un resorte. Obsérvese que este sistema solo responde a aceleraciones en la dirección de la longitud del resorte. Se dice entonces, que este es un acelerómetro de eje sencillo. Si se desea medir múltiples ejes de aceleración, este sistema necesita ser duplicado en cada una de las direcciones requeridas. La Figura 1 muestra un objeto vibrante cuya aceleración se desea medir, sobre el mismo está montado el dispositivo de medición formado por una masa m y un resorte con constante elástica k . Lo que se desea medir es la segunda derivada del desplazamiento del objeto vibrante, es decir

$$a(t) = \ddot{y} \quad (5)$$

Para ello se medirá, en realidad, la deformación $x(t) - y(t)$ del resorte, ya que no es sencillo medir directamente la aceleración respecto a un sistema inercial, se busca por lo tanto, una relación entre esta deformación y la aceleración $a(t)$. Llamando F a la fuerza aplicada por el resorte a la masa m , se tiene:

$$F = k(x - y) = m\ddot{y} \quad (6)$$

de donde se obtiene una ecuación diferencial que relaciona x e y :

$$m\ddot{y} + ky = kx \quad (7)$$

Aplicando la transformada de **Laplace** (suponiendo condiciones iniciales nulas), se obtiene:

$$Y(s) = \frac{X(s)}{1 + \frac{m}{k} s^2} = \frac{X(s)}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (8)$$

siendo $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ la frecuencia natural o frecuencia de resonancia del sistema.

De aquí se puede obtener **X(s) – Y(s)**:

$$X(s) - Y(s) = \frac{X(s) \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} = \frac{\frac{1}{\omega_0^2} A(s)}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (9)$$

donde **A(s)** es la transformada de la aceleración buscada, y $s = j\omega$. Esta ecuación muestra que muy por debajo del valor de resonancia, es decir para $\omega \ll \omega_0$ el término $(s/\omega_0)^2$ tiende a un valor muy pequeño, que es la condición ideal de uso en un acelerómetro; la deformación del resorte es aproximadamente proporcional a la aceleración, es decir

$$\xi = x(t) - y(t) \cong \frac{1}{\omega_0^2} a(t) \quad (10)$$

Una vez reducido el problema de medir aceleración al de medir una deformación geométrica, existen varios métodos posibles para relacionar la deformación geométrica con una señal eléctrica a saber: utilizar una celda de carga, aplicar el efecto piezoeléctrico que presentan algunos cristales, transformar la deformación en una variación de capacitancia. Los acelerómetros en general constan de un sistema masa-resorte al igual que un medidor de desplazamiento y un circuito de acondicionamiento de señal apropiado, su voltaje instantáneo de salida es proporcional al valor instantáneo de la aceleración. Actualmente casi todas las mediciones de vibraciones, choques e impactos se realizan con acelerómetros.

Esto se debe a que otros medidores, como los detectores de velocidad son por lo general demasiado grandes y pesados, además no pueden usarse cuando los desplazamientos son elevados y generan una señal menos intensa. Para explicar este hecho es necesario definir el concepto de sensibilidad de un acelerómetro la cual es la capacidad de respuesta del dispositivo frente a un estímulo, se expresa en términos de milivoltios por unidad de aceleración. Un valor razonable de sensibilidad para un acelerómetro de cristal es 10mV por unidad G (Donde G es la aceleración debida a la gravedad y es igual a 9.81 m/s^2); la sensibilidad es relativamente constante hasta unos 10000Hz; que corresponde a la frecuencia de resonancia de este tipo de sensores.

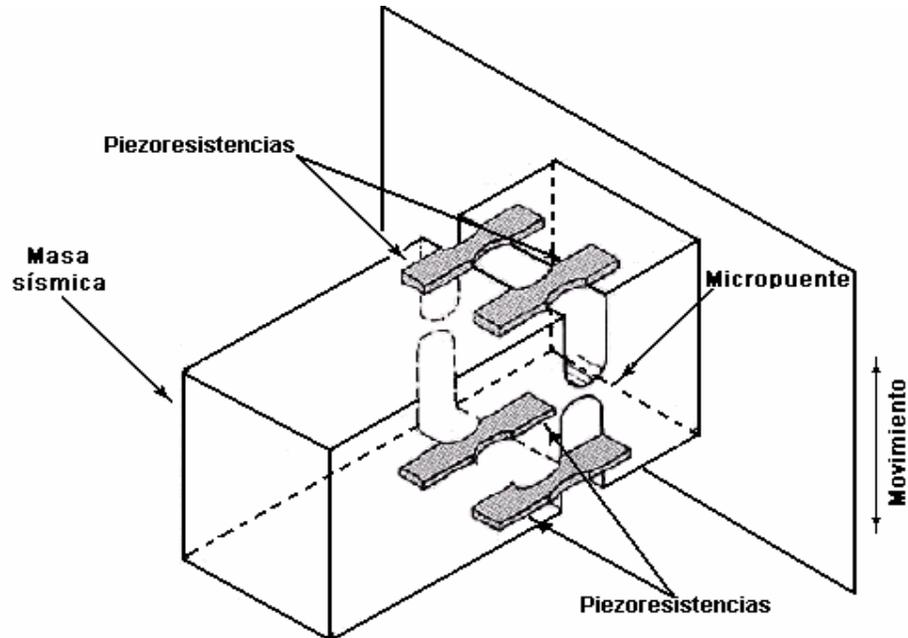
1.2 TIPOS DE ACELERÓMETROS

En la actualidad existen varios tipos de acelerómetros cuya principal diferencia radica en el tipo de transductor que se utiliza para obtener una señal de voltaje proporcional a la aceleración. De esta forma tenemos los siguientes tipos de acelerómetros:

- ✓ Piezoresistivos / de Deformación
- ✓ Piezoeléctricos
- ✓ Capacitivos
- ✓ De balance de fuerza (servo)

1.2.1 Acelerómetros Piezoresistivos. El cambio en la resistencia de un material debido a la aplicación de un esfuerzo es llamado efecto piezorresistivo. Los piezorresistores son fáciles de fabricar en silicio. Para lograrlo sólo se introducen impurezas (tipo n o tipo p) en un pequeño volumen del silicio; El efecto piezorresistivo en el silicio es usado para medición de cantidades mecánicas tales como la aceleración, la presión y la fuerza, este acelerómetro consiste de una masa suspendida de un delgado puente (ver figura 2).

Figura 2. Acelerómetro Piezoresistivo

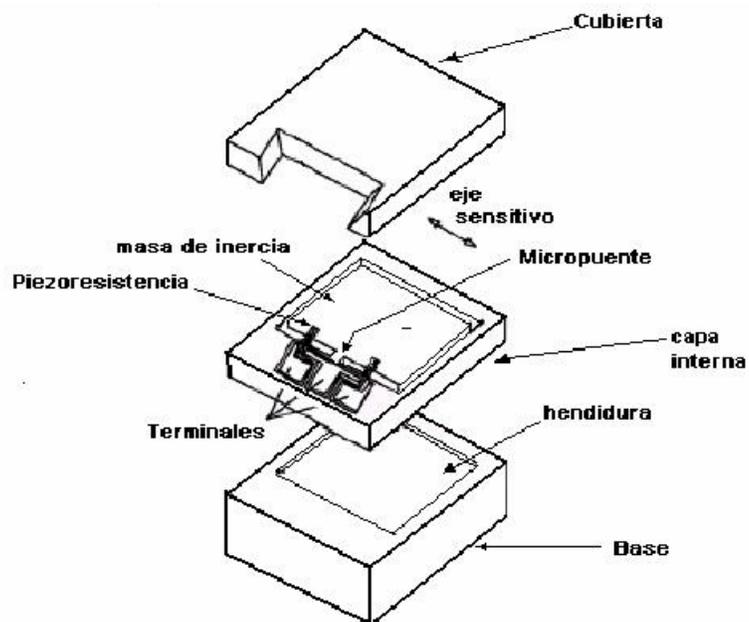


Fuente: Bruel & Kjaer

Cuando el dispositivo es acelerado, la fuerza que experimenta produce una deflexión en el delgado micropuente, que es detectada por unas piezoresistencias situadas cerca del borde del micropuente, con lo cual se puede medir la aceleración. Muchas medidas de impacto con magnitudes medias comprendidas en el rango de 100-2000 G se hacen con los acelerómetros que incorporan las galgas extensiométricas, pegadas por adhesivos especiales a una masa de inercia. Por supuesto estos acelerómetros están limitados por frecuencias bajas de resonancia, son frágiles a las condiciones extremas de impacto, y además son sensibles a la temperatura.

Diseño. El microsensor se fabrica a partir de tres capas de silicio, como se observa en la figura 3. La capa o la base interna contiene la masa de inercia, las piezoresistencias, y el micropuente). La masa de inercia está suspendida al borde del micropuente, de modo que las piezoresistencias de cualquier lado detectan el movimiento sobre el micropuente. Las dos capas externas, base y tapa, protegen las piezas móviles contra la contaminación del medio ambiente. Las cavidades en la base y la tapa permiten que la masa de inercia se mueva libremente.

Figura 3. Configuración de un acelerómetro piezo-resistivo

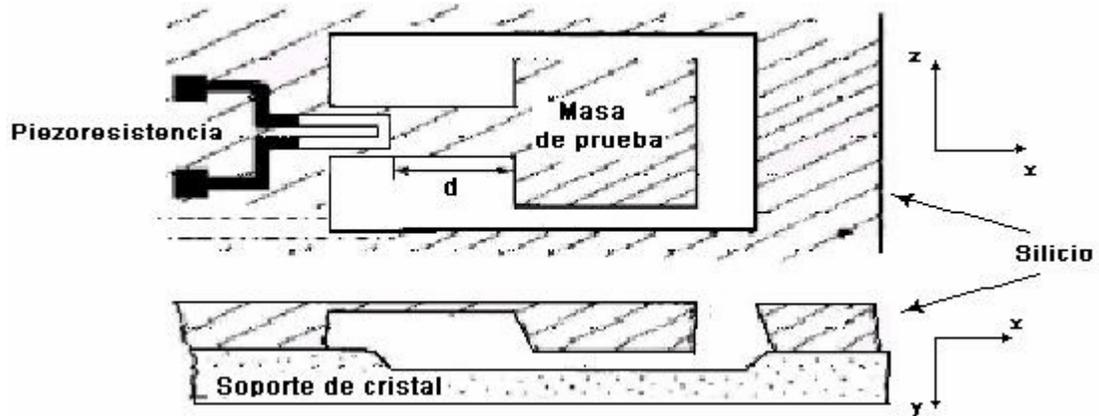


Fuente: Bruel 6 Kjaer

Cuando la aceleración se aplica a lo largo del eje sensible, la masa de inercia rota alrededor de la bisagra. Las piezoresistencias de cualquier lado del micropuente permiten que la rotación de la masa de inercia produzca la tensión compresiva en una galga y tensión extensible en la otra. Debido a que cada piezoresistencia es una cantidad muy pequeña de silicio, la energía de tensión necesaria para producir una señal útil es muy reducida. En la figura 4 se muestra

el diseño de un microacelerómetro con una masa de prueba y una viga de contrapeso micromecanizada en un simple cristal de silicio.

Figura 4. Microacelerómetro piezoresistivo



Fuente: Bruel & Kjaer

Así la aceleración de la masa de prueba a_y (en la dirección y) puede ser relacionada con el cambio de resistencia del acelerómetro, con lo que:

$$\Delta R / R = k_a a_y \quad (10)$$

donde:

ΔR =Variación de resistencia

R =Valor nominal de resistencia en la galga

k_a =Constante

a_y =Aceleración en el eje y

Funcionamiento. Los resistores de la terminación del micropuente y del microsensar están conectados con una sustancia de cerámica en un puente de **Wheatstone**, mitad-activo, mitad pasivo. La porción mitad-pasiva consiste en resistores de alrededor de $500\Omega \pm 1\%$ de tolerancia, después de que el sensor

esté colocado y conectado eléctricamente, se monta en una cubierta anodizada de aluminio. Las pruebas efectuadas en laboratorios especializados de los fabricantes han confirmado la linealidad de estos acelerómetros, la frecuencia de resonancia, la respuesta de frecuencia, los cambios de sensibilidad, la sensibilidad transversal, y la supervivencia al Impacto. Una característica de este acelerómetro es una gama más amplia de la respuesta en frecuencia. La cual se relaciona directamente con la frecuencia de resonancia.

Características técnicas. Los acelerómetros piezoresistivos presentan una buena linealidad, en particular el diseño mecánico produce una sensibilidad para aceleraciones en las direcciones X y Z que no se ve afectada considerablemente con la temperatura, además la supervivencia de estos acelerómetros puede ser hasta 10000 G, mejorando la precisión y eliminando la preocupación de dañarlo por la manipulación durante la instalación y el desmontaje. El coeficiente piezoresistivo es relativamente alto, y los niveles de tensión de diseño del sensor pueden por lo tanto ser bajos mientras se mantenga una excelente relación señal-ruido (SNR). Estos acelerómetros ofrecen un valor de sensibilidad típica de 0,2 mV/G con una excitación de 10 VDC. Las galgas se asemejan bastante en coeficientes de temperatura, características eléctricas y dimensiones físicas, además la proximidad entre ellas reduce al mínimo los efectos de transitorios térmicos, mejorando el funcionamiento en un rango de temperatura de -65°C a +121°C. El cambio de sensibilidad con respecto a la temperatura es lineal y constante <0,08%/°C.

Aplicaciones. Los acelerómetros piezoresistivos satisfacen los requisitos de funcionamiento para una amplia gama de usos automovilísticos y aeroespaciales, tienen un papel muy importante en la industria del automóvil para comprobar como salvar a los ocupantes de un vehículo en caso de accidente.

Algunas de estas pruebas se realizan en un maniquí antropomorfo que incorpore los acelerómetros montados en la cabeza, el pecho, y las regiones pélvicas. También son utilizados para el análisis estructural de los automóviles en los cuales las pruebas de impacto determinan la rigidez del cuerpo del vehículo y la fuerza necesaria para destruir el automóvil. El acelerómetro puede también proporcionar datos de la respuesta de varios componentes al impacto. La prueba de impacto y de vibración que se realiza en los automóviles y los vagones de ferrocarril para asegurar durabilidad en el sistema de la suspensión y para cerciorarse de que las Bolsas de Aire no se activen en cualquier momento del recorrido.

1.2.2 Acelerometro Piezoelectrico. El efecto piezoeléctrico es un fenómeno presentado por determinados cristales que generan cargas eléctricas en su superficie al ser sometidos a tensiones mecánicas (efecto directo), y que se deforman bajo la acción de fuerzas internas al ser sometidos a un campo eléctrico (efecto inverso). El efecto directo fue descubierto y estudiado por **Pierre y Jacques Curie** (1880), y el efecto inverso, por **G. Lippmann**. Los materiales que presentan esta propiedad pueden ser cristales naturales o sintéticos, minerales u orgánicos que no poseen centro de simetría. El efecto de una compresión o de un cizallamiento sobre el cristal, provoca una deformación y un movimiento de cargas debido a la disociación de los centros de gravedad de las cargas positivas y de las cargas negativas, apareciendo de este modo dipolos elementales en el volumen, y por influencia cargas de signo opuesto en las superficies enfrentadas. Es de destacar la proporcionalidad que existe entre la fuerza aplicada y la señal de la carga generada. Pueden distinguirse dos grupos de materiales, los que poseen carácter piezoeléctrico de forma natural (cuarzo, sal de Rochelle) y los llamados ferroeléctricos, que presentan propiedades piezoeléctricas tras ser sometidos a una polarización artificial (tantalato de litio, nitrato de litio, berlinita en forma de materiales monocristalinos y cerámicas o

polímeros polares bajo forma de microcristales orientados). Los materiales piezoeléctricos más utilizados son el cuarzo, el titanato zirconato de plomo, y el tantalato de litio. El cuarzo, en un primer momento utilizado en su forma natural pero actualmente casi exclusivamente sintético. La cerámica basada en titanato zirconato de plomo, también presenta grandes propiedades piezoeléctricas. Los transductores piezoeléctricos de cuarzo consisten esencialmente en unas finas láminas de cristal cortadas según diferentes orientaciones en relación con los ejes cristalográficos y con unas formas y dimensiones particulares, según sea la aplicación requerida; estas láminas se recubren con electrodos metálicos a los que si se les aplica una diferencia de potencial alterna, lo que provoca que dichas láminas se transformen en osciladores, por efecto piezoeléctrico inverso, y de manera contraria si se aplica una deformación variable a las láminas, se crea una diferencia de potencial alterna entre los electrodos metálicos. Un transductor normalmente está formado por múltiples cristales, manipulables y ajustables entre sí para construir conjuntos curvilíneos o lineales, siendo importante evitar la transmisión de las vibraciones de un cristal a otro, para lo cual pueden situarse ranuras entre cristales. Una característica destacable, es que según sea la forma, dimensiones y corte, cada lámina poseerá una frecuencia mecánica propia, que puede variar entre 1 kHz y 130 MHz. Si la lámina oscila en resonancia con uno de estos valores, se produce un importante aumento en la amplitud de vibración. El comportamiento del cristal puede definirse a través de las siguientes relaciones:

- Dilatación Lineal (S)

$$S = \frac{\Delta L}{L} = K_1 \cdot E \quad (12)$$

- Campo Eléctrico Generado (E)

$$E = K_2 \cdot P \quad (13)$$

- Factor de acoplamiento (K_c^2)

$$K_c^2 = \frac{\text{Energía mecánica (eléctrica) convertida en eléctrica (mecánica)}}{\text{Energía mecánica (eléctrica) aplicada}} \quad (14)$$

Donde K_1 y K_2 y son constantes del cristal y P es la presión ejercida sobre el cristal. A continuación se presenta una tabla comparativa con diferentes tipos de cristales piezoeléctricos y sus parámetros característicos:

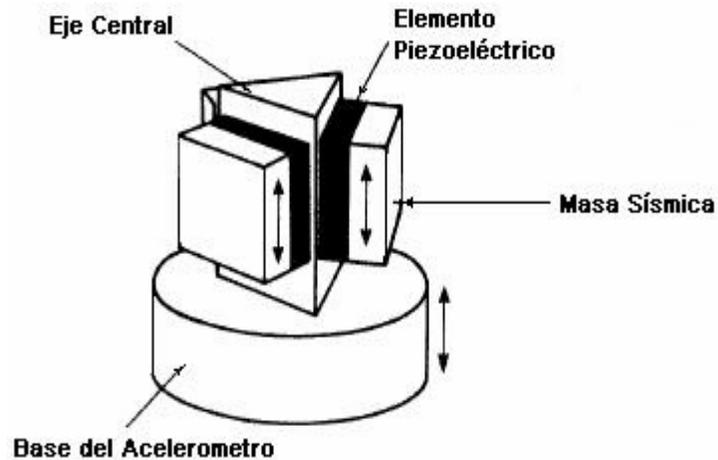
Tabla 1. Comparación entre los diferentes tipos de cristales piezoeléctricos

Material	Cuarzo	Sal de Rochelle	Titanato de Bario	PZT
$K_1(m/V) * 10^2$	2.3	27	149	269
$K_2(V * m/N) * 10^2$	5.78	//	1.41	2.61
K_c^2	11	78	30	70
$\rho(Kg/m^3)$	2660	//	5660	7500

Fuente: PCB Piezotronics

Funcionamiento. Los acelerómetros piezoeléctricos están formados por tres elementos básicos: La base del transductor, el elemento de detección piezoeléctrico y la masa sísmica. Los elementos activos del acelerómetro son los elementos piezoeléctricos, que actúan como un resorte conectando la base del acelerómetro a la masa sísmica (suspendida), como se observa en la figura 5

Figura 5. Composición física de un acelerómetro piezoeléctrico



Fuente: PCB Piezotronics. www.pcb.com

Cuando es aplicada una vibración sobre el acelerómetro, actúa una fuerza sobre cada elemento piezoeléctrico, igual al producto de la aceleración de la masa sísmica por su masa, de acuerdo con la primera ley del Newton: $F = m * a$. El elemento piezoeléctrico produce una carga eléctrica proporcional a la fuerza aplicada. Debido a la masa sísmica constante, la carga que se crea en los elementos piezoeléctricos es directamente proporcional a la aceleración de la masa sísmica, y como esta se acelera con la misma magnitud y fase que la base del acelerómetro, en un amplio rango de frecuencias, la salida del acelerómetro es proporcional a la aceleración de la base, que debe estar rígidamente unida a la superficie sobre la que está montada y de la cual se quiere medir la aceleración. Los sensores piezoeléctricos contienen unos elementos de detección activos que generan una señal eléctrica (realmente una carga) cuando están sujetos a un esfuerzo mecánico. Existen en el mercado dos familias de acelerómetros piezoeléctricos, atendiendo a la naturaleza de la señal de salida que proporcionan, los de impedancia alta y los de impedancia baja.

Los sensores de impedancia baja (designados a veces "modo de voltaje") incorporan un microcircuito interior construido en su cubierta para convertir la carga eléctrica en voltaje, la sensibilidad de la señal de salida se especifica en unidades de mV/ G. La denominación de impedancia baja, deriva del hecho de que la impedancia de salida del acelerómetro es aproximadamente 100 ohmios y requieren una fuente de alimentación externa, que proporcione un voltaje continuo al convertidor miniaturizado incorporado. Una ventaja significativa de los sistemas de impedancia baja, es su bajo costo comparado los sistemas de impedancia alta.

En contraste con los sensores de impedancia baja, los sensores de impedancia alta (designados a veces modo de la carga) contienen solamente los elementos de medida piezoeléctricos, sin ningún microcircuito electrónico interior, la señal de salida del transductor es una carga eléctrica (en culombios), y la sensibilidad de estos sensores se especifica en unidades de pC/G (Pico Coulombs por cada G, ó 9.81 m/s^2), La señal de salida se convierte en un voltaje proporcional mediante un amplificador externo de carga a voltaje, y para evitar ruidos indeseables, debe utilizarse un cable altamente aislado (cerca de 10^{14} ohmios) para conectar el sensor con la etapa de amplificación.

Características de los acelerómetros Piezoelectricos

Los transductores piezoeléctricos, capaces de medir directamente aceleración, presentan unas características notables que justifican su uso generalizado para la medida de vibraciones absolutas, en diversos campos de aplicación, como la investigación, desarrollo, producción y prueba, este es un resultado directo de las siguientes propiedades:

- Útil en un amplio rango de frecuencias.
- Excelente linealidad dentro de un amplio rango dinámico.

- La señal de aceleración de vibración captada, puede ser integrada electrónicamente para proporcionar señales de velocidad, posición y vibración.
- No requiere fuente externa de alimentación.
- No contiene partes móviles, de aquí su extremada durabilidad.
- Altamente compacto además de una elevada relación sensibilidad-masa.

1.2.3 Acelerómetro Capacitivo. Como su nombre lo indica esta clase de acelerómetros usan el efecto capacitivo como transductor, ya que una vez reducido el problema de medir aceleración al de medir una deformación geométrica, sólo queda transformar la deformación en una variación de capacitancia, que luego puede medirse eléctricamente. Dos placas conductoras paralelas separadas por un dieléctrico, constituyen un condensador cuya capacitancia está dada por:

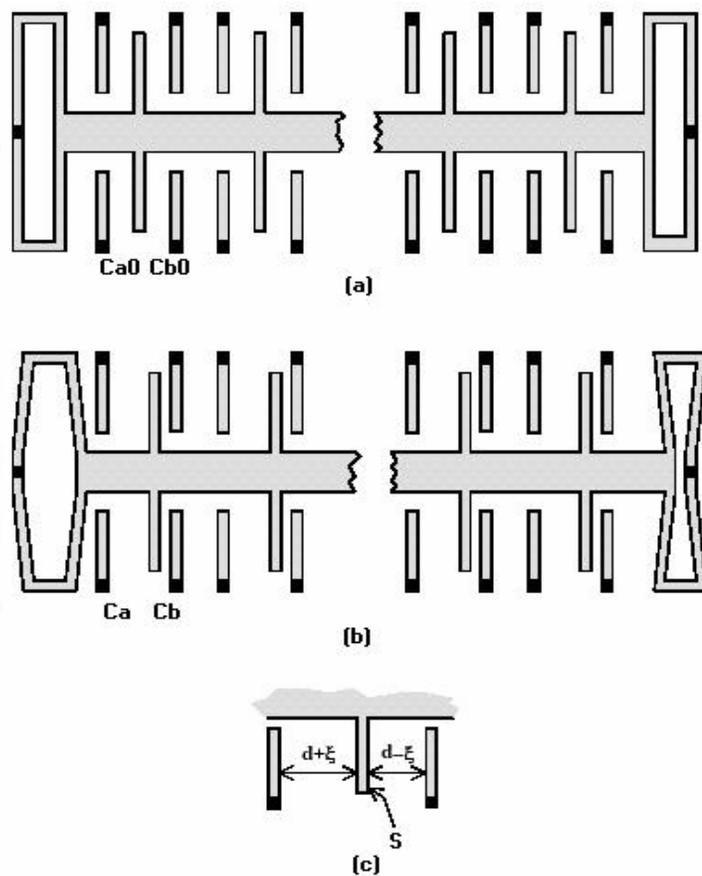
$$C = \epsilon A / d \quad (15)$$

Donde **A** es el área de las placas (m²), **d** la separación de placas (m), y ϵ es la constante dieléctrica que depende del material existente entre las placas. Para aire ϵ es aproximadamente 8.9 pF/m. La figura 6 muestra un corte de sección de un microacelerómetro basado en condensadores; Como el desplazamiento de salida es proporcional a la aceleración entonces el inverso de la capacitancia de cada condensador también es proporcional a la aceleración; con lo que midiendo la relación de capacitancia se elimina la dependencia que existe en la constante dieléctrica en relación con la temperatura.

Estructura mecánica. El mecanismo implementado consta de una espiga central, sujeta a unos anillos rectangulares elásticos, de la cual emerge un total de láminas que actúan como placas centrales de capacitores diferenciales. El

elemento sensor completo tiene un tamaño reducido del orden de décimas de milímetro. La masa del modelo visto en la figura 1, corresponde a la masa de la espiga y de las láminas, mientras que la constante de elasticidad del resorte corresponde con la constante elástica de los anillos, las zonas oscurecidas indican puntos de anclaje al substrato del circuito integrado que a su vez conforman las placas fijas del condensador diferencial.

Figura 6. Mecanismo de un acelerómetro capacitivo : (a) En estado de reposo, (b) En aceleración hacia la izquierda, (c) Detalle de los capacitores diferenciales



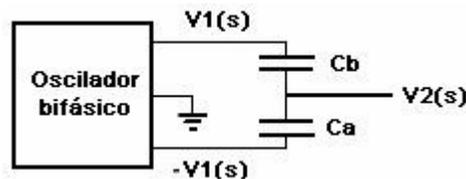
Fuente: Berkeley Sensor & Actuator Center

Funcionamiento En reposo, ambas capacidades son iguales, es decir $C_{a0} = C_{b0} = C_0$. Cuando se aplica al integrado una aceleración en la dirección de la espiga central, ésta se desplaza, haciendo que el valor de capacitancia en uno de los condensadores disminuya y el otro aumente, en efecto, si llamamos d a la distancia en reposo entre la placa central y las placas extremas de cada capacitor diferencial, ξ al desplazamiento relativo entre la placa central y el substrato del integrado y S a la superficie de las placas, tendremos:

$$\begin{aligned} C_a &= \epsilon_0 \frac{S}{d + \xi} = C_0 \frac{d}{d + \xi} \\ C_b &= \epsilon_0 \frac{S}{d - \xi} = C_0 \frac{d}{d - \xi} \end{aligned} \quad (16)$$

La idea es detectar esta diferencia conectando los dos capacitores como divisor capacitivo, excitando en ambos extremos con tensiones opuestas de alta frecuencia (figura 7). En ausencia de aceleración, los dos capacitores son iguales, y la salida resulta nula.

Figura 7. Esquema Básico de Transducción en acelerómetros capacitivos



Fuente: Analog Devices

En aceleración, $C_b \neq C_a$, y entonces, en el dominio de la frecuencia se tiene

$$V_2(s) = V_1(s) \frac{\frac{1}{C_a s}}{\frac{1}{C_a s} + \frac{1}{C_b s}} - V_1(s) \frac{\frac{1}{C_b s}}{\frac{1}{C_a s} + \frac{1}{C_b s}} \quad (17)$$

es decir

$$V_2(s) = \frac{C_b - C_a}{C_b + C_a} V_1(s) \quad (18)$$

Reemplazando según la ecuación (15)

$$V_2(s) = \frac{C_0 \frac{d}{d-\xi} - C_0 \frac{d}{d+\xi}}{C_0 \frac{d}{d-\xi} + C_0 \frac{d}{d+\xi}} V_1(s) = \frac{\frac{1}{d-\xi} - \frac{1}{d+\xi}}{\frac{1}{d-\xi} + \frac{1}{d+\xi}} V_1(s)$$

$$V_2(s) = \frac{\xi}{d} V_1(s) \quad (19)$$

Dado que ξ/d es independiente de la variable s en el dominio de la frecuencia, esta misma relación tiene validez para las variables en el dominio del tiempo, y si se tiene en cuenta que ξ corresponde al desplazamiento relativo entre la placa central o masa sísmica y el substrato del integrado tiene exactamente el mismo comportamiento que el sistema masa resorte, entonces retomando la ecuación (10):

$$\xi = \frac{a(t)}{\omega_0^2} \quad (20)$$

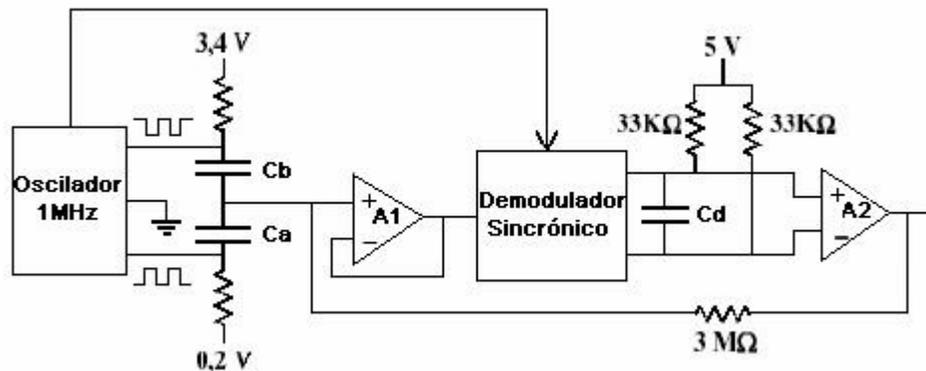
Se tiene:

$$V_2(t) = \frac{\xi}{d} V_1(t) = \frac{a(t)}{\omega_0^2 d} V_1(t) \quad (21)$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia del acelerómetro, d es la distancia entre la placa móvil y las placas fijas en la espiga del acelerómetro en estado de reposo, $a(t)$ es la aceleración a la que se somete el acelerómetro. Resulta así que la tensión de salida es proporcional a la aceleración. La constante de proporcionalidad está ligeramente sujeta a dispersión y derivas térmicas, dependiendo principalmente de la resonancia mecánica y de la geometría del sensor. El único inconveniente es que para la validez de la ecuación (18), los valores de capacitancia deben ser casi estacionarios, es decir que su variación, o

frecuencia debe ser mucho más lenta que la del voltaje $V_1(t)$; Esto se logra eligiendo la frecuencia de $V_1(t)$ mucho más alta que la de $a(t)$, en consecuencia de lo anterior, se obtiene una señal de alta frecuencia modulada por la aceleración. La señal $V_1(t)$ es en realidad una onda cuadrada, lo cual simplifica el proceso de demodulación que puede así realizarse mediante un demodulador sincrónico. En la figura 8 se muestra un diagrama de bloques eléctrico de un acelerómetro capacitivo específico, el ADXL05 de **Analog Devices**.

Figura 8. Diagrama Eléctrico interno de un acelerómetro capacitivo



Fuente: Bekeley Sensor & Actuator Center

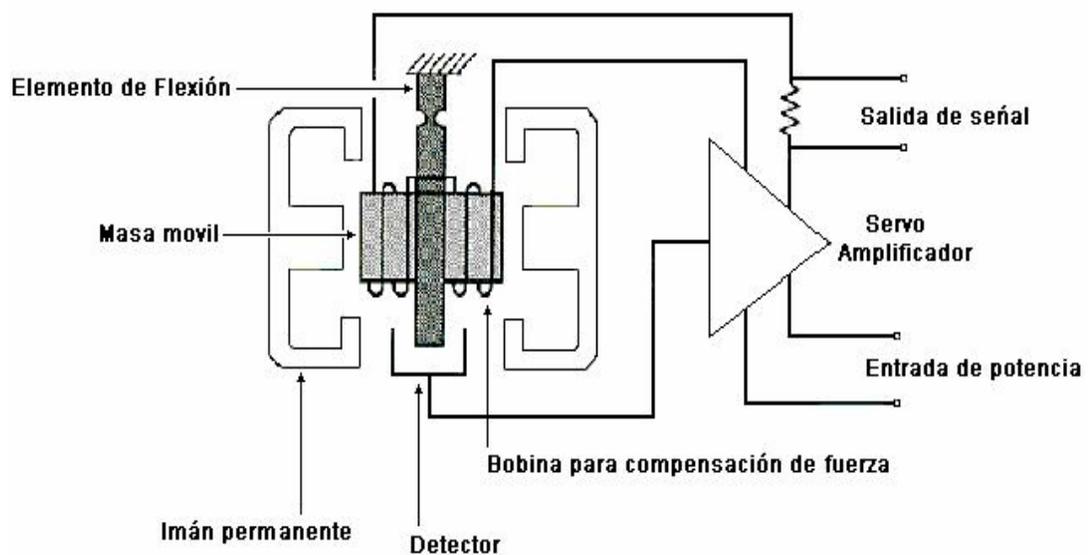
El amplificador **A1** es un seguidor de voltaje a fin de que el demodulador no cargue excesivamente a las pequeñas capacidades del sensor. El amplificador **A2**, por su parte, es un diferencial que toma la salida del demodulador filtrada por el capacitor **Cd**. Su salida está polarizada en un punto de reposo (ausencia de aceleración) de 1,8V. En la figura se aprecia una resistencia de 3 MΩ realimentando la salida hacia el sensor. Este lazo de realimentación agrega una carga electrostática que compensa el desplazamiento debido a la aceleración. La frecuencia de resonancia f_0 implica que la utilización de estos dispositivos queda restringida a aplicaciones de frecuencias considerablemente menores que dicha frecuencia.

Características técnicas. Los acelerómetros capacitivos actualmente disponibles miden rangos desde ± 1 a ± 100 G. Los modelos con rango $\pm 1g$ tienen la sensibilidad más alta y son idóneos para mediciones de bajo nivel y frecuencia con una alta precisión y costo razonable. Para rangos de medida superiores sigue siendo necesario el uso de acelerómetros piezoeléctricos.

El rango de temperatura de funcionamiento de los acelerómetros capacitivos (como los piezoeléctricos con convertidores de impedancia incorporado) está generalmente entre -55 y 125 °C, pero el límite superior podrá incrementarse hasta los 150 °C en modelos futuros. Para temperaturas mucho más altas hay que usar acelerómetros piezoeléctricos con amplificadores de carga separada. Los sensores de cuarzo operan hasta 250 °C mientras que rangos hasta 700 °C solo son posibles con turmalina y materiales cerámicos especiales. Los acelerómetros capacitivos tienen rangos de medida muy similares a los existentes en servo-acelerómetros, tienen la ventaja de ser más pequeños y ligeros que los convencionales servo-acelerómetros, generalmente tienen una estabilidad, sensibilidad y resolución superior que los acelerómetros piezoeléctricos, además la alta sensibilidad que tienen, combinado con un nivel de ruido relativamente bajo, y su habilidad para medir correctamente la aceleración estática se hace ideal para medidas de magnitudes y frecuencias bajas tales como en Análisis sísmico de edificios, puentes y otras estructuras de gran tamaño, su peso ligero y tamaño pequeño los han colocado como la elección preferida para análisis modales de baja frecuencia, además su exacta respuesta estática y estabilidad permite que sean usados como inclinómetros. Una característica única es que son insensibles a campos magnéticos y eléctricos que es una ventaja significativa en entornos industriales.

1.2.4 Servoacelerómetros. Son transductores basados en un sistema de equilibrio de fuerzas en lazo cerrado para medida de aceleraciones siendo más estables y precisos que los acelerómetros en lazo abierto. Los microacelerómetros de balance de fuerza deben ser controlados electrostáticamente o electromagnéticamente. El ancho de banda del microacelerómetro de balance de fuerza está limitado por la retroalimentación y el término de desplazamiento no lineal desaparece dada la excelente linealidad, son los más sensibles y más precisos, capaces de detectar movimientos sísmicos distantes en millonésimas de G. En la figura 9 se muestra un esquema de este acelerómetro. La aceleración del contenedor del acelerómetro unido a un vehículo móvil produce un movimiento relativo muy pequeño entre la masa sensora del acelerómetro, que pretende desplazarse, y el contenedor; este movimiento se detecta mediante un captador de posición interno. La señal resultante se amplifica, y pasa a través de una bobina sujeta a la masa sensora, restituyendo a ésta su posición original. La corriente restauradora también actúa como señal de salida del acelerómetro.

Figura 9. Esquema de un Servo acelerómetro



Fuente: Berkeley Sensor & Actuator Center

Aplicaciones. Están diseñados para usos de medida en general, sistemas de control de dirección, análisis de marcha de vehículos, etc. Incorporan internamente auto chequeo y se fabrican con acople en conector o pines.

1.2.5 Comparación entre Acelerómetros Capacitivos y Piezoeléctricos

Los acelerómetros capacitivos permiten hacer medidas que son difíciles con los piezoeléctricos, tales como de baja frecuencia y aparte son imprescindibles para medidas estáticas. Más que rivalizar con los piezoeléctricos, son complementarios. Para prácticamente cualquier tipo de medida de aceleración, vibración e impacto, podemos encontrar un sensor capacitivo o piezoeléctrico apropiado. Para rangos hasta ± 20 G y frecuencias desde 0.1 a 1000 Hz, ambos tipos pueden ser usados; La elección se hará considerando los requisitos particulares de cada aplicación. Para aplicaciones estáticas tales como inclinómetros y aceleraciones de nivel muy bajo, especialmente cuando la señal es integrada para obtener velocidad o desplazamiento, los nuevos acelerómetros capacitivos ofrecen una solución económica y técnicamente válida, tienen una relación señal-ruido muy alto, respuesta estática verdadera, estabilidad térmica excelente e inmunidad contra campos magnéticos y eléctricos (EMI). También, su tamaño pequeño y reducida masa los hace ideales para montar directamente dentro de otros sistemas.

1.2.6 Comparación de funciones y características entre acelerómetros

Al momento de escoger un acelerómetro para un uso determinado se necesita conocer las características inherentes a cada uno de los diferentes tipos de acelerómetros, esto se puede observar en la tabla 2

Tabla 2. Comparación entre diferentes tipos de acelerómetros

PARÁMETRO	PIEZOELÉCTRICO	PIEZORESISTIVO	CAPACITIVO	SERVOACELERÓMETRO
Tamaño	Grande	Pequeño	Pequeño	Mediano
Precisión	Buena	Buena	Buena	Muy Buena
Linealidad	Mala	Buena	Buena	Muy Buena
Resolución	Buena	Buena	Buena	Muy Buena
Rango (G)	250	±100	±100	±0.1 , ±1.0
Costo	Medio	Bajo	Bajo	Medio / Alto
Aplicaciones	Industrial y Militar	Industrial y Automóviles	Industrial y Automóviles	Navegación, Militar y Aeroespacial

Fuente: Autor

2. APLICACIÓN DE ACELEROMETROS MEMS EN MEDIDA DE VIBRACIÓN Y MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR EN MOTORES DE PASO

2.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN

Los acelerómetros son dispositivos que tienen un gran número de aplicaciones entre las que se pueden nombrar:

- Medición inercial de Velocidad y Posición.
 - La aceleración se integra una vez para obtener Velocidad.
 - La aceleración se integra dos veces para obtener Desplazamiento.
- Medida de Vibración e impacto.
 - Medida de Vibración en Estado de Maquinaria rotativa.
 - Detección de Movimiento e impacto.
- Medición de Gravedad para determinar orientación.
 - Inclinación.
 - Posición en 2 y 3 dimensiones.

Para escoger el tipo de acelerómetro adecuado para la aplicación que se va a desarrollar es necesario tener en cuenta los siguientes interrogantes:

- Se va a medir un fenómeno dinámico como vibración, o un fenómeno estático como gravedad, o aceleración constante ?
- Cual es el máximo rango de aceleración en G o m/s^2 que se espera?
- Cual es el valor de mínima señal que se necesita detectar?
- Cual es el valor máximo de frecuencia requerido?
- Cual es el nivel de estabilidad requerido para el cero, y la sensibilidad del

Acelerómetro ?

- Que consideraciones existen sobre tamaño y consumo de potencia?
- El dispositivo será montado en una placa de circuito impreso?

Luego de tener en claro los requerimientos de la aplicación en particular a continuación se da un resumen de las principales características de los diferentes tipos de acelerómetros para tener un mejor criterio de selección:

- Servoacelerómetros Electromecánicos
 - son muy precisos a muy bajos niveles de frecuencia incluyendo aceleración estática como la gravedad, su uso esta limitado a baja frecuencia.
 - Son muy frágiles.
 - Tamaño mediano.
 - Costo Elevado.
- Acelerómetros Piezo-Resisitvos
 - Son Económicos
 - Tamaño pequeño.
 - Tienen poca respuesta a bajas frecuencias, en general se limita su uso a frecuencias superiores a 10 Hz
- Acelerómetros Piezo-electricos
 - Amplio Rango dinámico.
 - No tienen respuesta útil para aceleración estática.
 - Pueden ser costosos de acuerdo al empaque.
 - Su tamaño es relativamente grande.
 - La linealidad es pobre.
- Acelerómetro Piezo-resistivo micromecanizado de sustrato
 - Tienen respuesta para aceleración estática.
 - Son difíciles de sintonizar y su desempeño se afecta drásticamente por la temperatura.
 - Pueden ser costosos.

- Acelerómetro capacitivo micromecanizado de sustrato
 - Tienen respuesta para aceleración estática.
 - Buena exactitud, y bajos niveles de ruido.
 - Son costosos.
- Acelerómetro capacitivo micromecanizado de superficie
 - Tienen respuesta para aceleración estática.
 - Su empaque es compatible con los estándares en circuitos integrados.
 - Bajo Costo.
 - Excelente linealidad

En el trabajo presente se van a aplicar los acelerómetros en dos áreas específicas: Medida de posición angular y medida de Vibración en barras metálicas, a continuación se enumeran las características requeridas en los acelerómetros para cada una de las aplicaciones mencionadas:

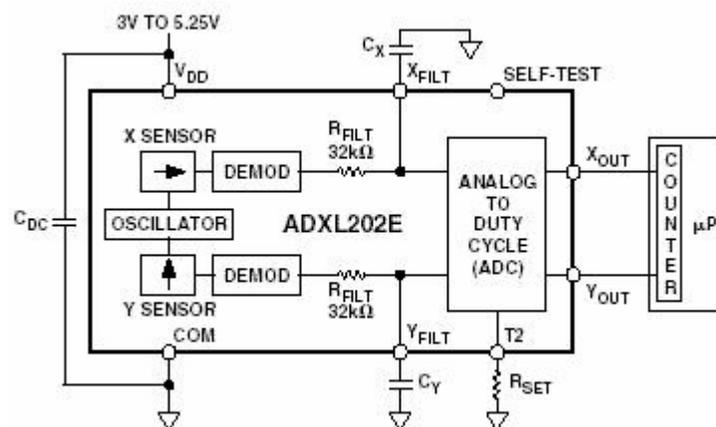
2.1.1 Criterios de Selección en acelerómetros para medida de posición

Angular e inclinación. Cuando se va a medir posición angular, o inclinación con acelerómetros se debe tener en cuenta que se esta midiendo aceleración estática, es decir si un acelerómetro permanece estacionario medirá la fuerza de gravedad ejercida en el por la Tierra, la gran mayoría de los acelerómetros tienen uno, dos o tres ejes efectivos, es decir una dirección en la cual este medirá la aceleración a la cual esta sometido. Cuando se desea obtener información sobre posición angular ó inclinación mediante el uso de un acelerómetro, la señal de salida del mismo será resultado del ángulo entre el vector de la gravedad (perpendicular a la tierra), y el vector que corresponde al eje efectivo del dispositivo. Se necesita un acelerómetro que tenga respuesta para aceleración estática, rango de medida de al menos $\pm 1 \text{ G}$, buena resolución, excelente linealidad, bajos niveles de ruido y bajos niveles en porcentaje de cambio en sensibilidad y respuesta a cero G con

respecto a la temperatura. Los acelerómetros capacitivos cumplen con los requerimientos necesarios.

El acelerómetro Capacitivo ADXL202E. Como se explicará detalladamente en secciones posteriores, para determinar posición angular entre 0 y 360 grados, es necesario tener un acelerómetro con dos ejes efectivos perpendiculares (eje **X**, y eje **Y**). Se ha decidido usar el acelerómetro capacitivo con tecnología **MEMS** ADXL202E de la empresa **Analog Devices** porque esta diseñado para medir bajos niveles de aceleración (**±2G**), el valor de no linealidad es de 0.2% sobre la escala completa de medida y el nivel de ruido, o ruido de fondo (**noise floor**) es del orden de $200\mu G/\sqrt{Hz}$, el cambio que se produce en la sensibilidad con respecto a la temperatura es máximo de 0.5% en 0 y 70 grados centígrados*, el cambio en la respuesta a cero **G** con respecto a la temperatura es de 2 mG/°C**.

Figura 10. Diagrama del acelerómetro ADXL202E



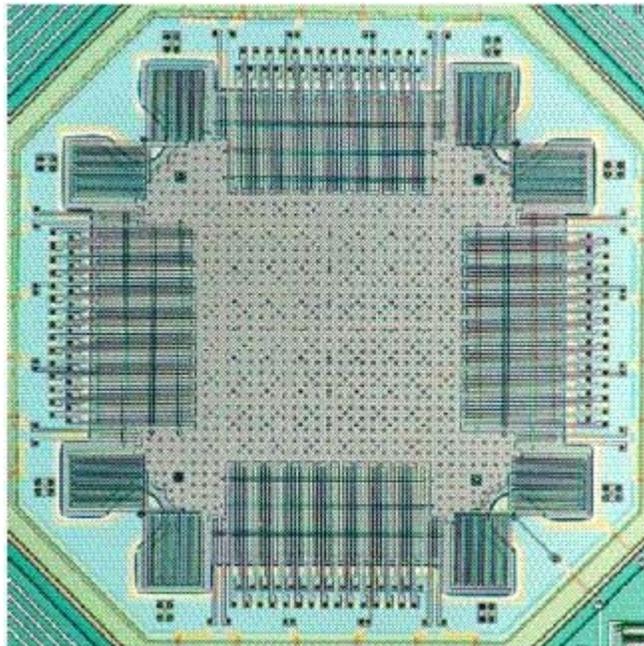
Fuente: Analog Devices ADXL202E Datasheet www.analog.com

* Delta a partir de 25°C

** Delta a partir de 25°C

Además de poseer dos ejes de medida en un solo empaque, el ancho de banda del acelerómetro se configura mediante la elección de los condensadores C_x y C_y y las salidas son moduladas por ciclo útil (es decir se usa modulación PWM), el periodo del ciclo útil se configura mediante la resistencia R_{SET} . El elemento sensor es una estructura de polisilicio con micromecanizado de superficie construida sobre una pastilla de silicio; Los resortes de polisilicio suspenden la estructura y proveen resistencia contra las fuerzas de aceleración. La deflexión de la estructura se mide usando un condensador diferencial que consiste en placas fijas independientes manejadas por ondas cuadradas 180 grados fuera de fase y placas centrales adheridas a la masa de prueba; una aceleración producirá desplazamiento de la masa de prueba y se tendrá un desbalance en el condensador diferencial que resultara en una salida de onda cuadrada cuyo ancho de pulso es proporcional a la aceleración. Se usa demodulación sensitiva a la fase para rectificar la señal y determinar la dirección de la aceleración.

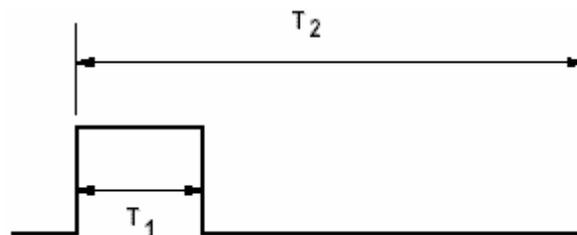
Figura 11. Microfotografía del acelerómetro ADXL202E



Fuente: Analog Dialogue Volumen 33 www.analog.com

La salida del demodulador pasa hacia un modulador de ciclo útil (**DCM** siglas en ingles) a través de una resistencia de 32 kilo ohmios, en este punto esta disponible un pin en cada canal para permitir al usuario configurar el ancho de banda de la señal mediante la adición de un condensador que conforma una etapa de filtrado que mejora la resolución y ayuda a prevenir **aliasing**.

Figura 12. Señal de salida del ADXL202E



Fuente: Analog Devices ADXL202E Datasheet www.analog.com

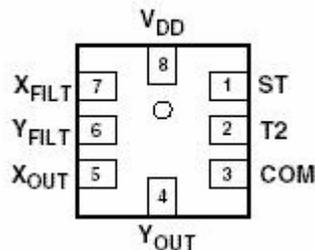
Después de ser filtrada la señal, analógica se convierte en una señal modulada por ancho de pulso, Una resistencia (R_{SET}) configura el periodo de un ciclo completo (T_2). Un Valor de aceleración de 0G produce nominalmente una señal con 50% de ciclo útil, la señal de aceleración **A(G)** se determina midiendo la duración de los pulsos T_1 y T_2 y aplicando la siguiente ecuación:

$$A(G) = \frac{(T_1 / T_2 - 0,5)}{12,5\%} \quad (22)$$

El fabricante da un valor de sensibilidad de 12.5%/g, es decir que por cada **G** (donde $G=9.8 \text{ m/s}^2$) se produce 12.5% de cambio en el ciclo útil en la señal de salida, y un valor de 50% de ciclo útil en la señal de salida para una aceleración de 0g, pero estos valores pueden variar entre dispositivos debido a ligeras diferencias mecánicas en la construcción del elemento sensor.

El acelerómetro ADXL202E consta de 8 pines en un empaque de tamaño muy reducido ($5\text{mm} \times 4.5\text{mm} \times 1.78\text{mm}$), es un dispositivo de montaje superficial y tiene la opción de salidas analógicas para los eje **X** e **Y**. En este trabajo se utilizaron las salidas moduladas por ancho de pulso, ya que la señal va a ser transmitida a través de escobillas, que generan ciertos niveles de ruido que afectarían la señal analógica. En la Figura 13 se observa la disposición de pines en el acelerómetro, y en la Tabla 3 se da una breve descripción de cada uno de ellos.

Figura 13. Disposición de pines en el acelerómetro ADXL202E



Fuente: Analog Devices ADXL202E Datasheet www.analog.com

Tabla 3. Descripción de funcionamiento de los pines en el ADXL202E

Pin Numero	Denominación	Descripción
1	ST	Terminal de Auto chequeo
2	T ₂	Pin de conexión de R _{SET} para configurar el periodo del ciclo útil (T ₂)
3	COM	Tierra
4	Y _{OUT}	Salida eje Y modulada por ciclo útil
5	X _{OUT}	Salida eje X modulada por ciclo útil
6	Y _{FILT}	Pin de filtrado para el eje Y
7	X _{FILT}	Pin de filtrado para el eje X
8	V _{DD}	Alimentación 3.25V a 5V

Fuente: Analog Devices ADXL202E Datasheet www.analog.com

El procedimiento de diseño para usar la salida modulada por ciclo útil del acelerómetro implica seleccionar un periodo para el ciclo útil, y condensadores de filtrado, se debe tener en cuenta los requerimientos de ancho de banda y resolución de la señal. Al conectar condensadores de determinado valor en los pines X_{FILT} y Y_{FILT} se implementará un filtrado pasabajos para **aliasing** y reducción de ruido. La ecuación que determina la frecuencia de corte en 3dB es como se da a continuación:

$$F_{-3dB} = \frac{1}{(2\pi \times (32k\Omega) \times C_{(X,Y)})} = \frac{5\mu F}{C_{(X,Y)}} \quad (23)$$

El valor de $32k\Omega$ corresponde a la resistencia interna (R_{FILT}) que puede variar $\pm 15\%$, lo que significa una ligera variación en el ancho de banda, en todos los casos siempre se deben adicionar condensadores en los pines X_{FILT} y Y_{FILT} , con un valor mínimo de 1000pF . Para configurar el periodo del modulador de ciclo útil en los dos canales es necesario conectar una resistencia (R_{SET}) entre el pin T_2 y tierra, la ecuación que determina el periodo es:

$$T_2 = \frac{R_{\text{SET}} (\Omega)}{125M\Omega} \quad (24)$$

El dispositivo esta diseñado para trabajar con periodos entre $0,5\text{ms}$ y 10ms que determinara a su vez la frecuencia del modulador de ciclo útil, pero es importante tener en cuenta que como regla de diseño el ancho de banda de la señal analoga determinado por C_X y C_Y debe ser una décima parte de la frecuencia del modulador para mejorar la resolución y reducir el ruido Gaussiano que se describe en términos de micro gravedad por raíz cuadrada de **Hertz** ($\mu\text{G}/\sqrt{\text{Hz}}$) y afecta a todas las frecuencias. El nivel de ruido del acelerómetro se determina mediante la siguiente ecuación:

$$\text{Ruido}(rms) = (200\mu\text{G}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{BW \times 1.6}) \quad (25)$$

Se recomienda limitar el ancho de banda a la mínima frecuencia que se necesite en la aplicación para aumentar la resolución y el rango dinámico del acelerómetro.

2.1.2 Criterios de Selección en acelerómetros para medida de Vibración en barras metálicas. La frecuencia de resonancia de un objeto son aquellos valores a los cuales tiende a vibrar cuando esta sujeto a fuerzas mecánicas, especialmente en los metales esas frecuencias son evidentes y dependen de la rigidez del material, su forma y su densidad. Estos valores de frecuencia se conocen como Frecuencia Natural. La medición de las frecuencias de vibración, aceleración y velocidad en barras metálicas es un fenómeno transitorio que tiene ciertas características puntuales como son: amplio rango de frecuencias a partir de 0Hz, rango dinámico de 1G hasta 100G, por consiguiente el acelerómetro adecuado para esta aplicación debe tener un buen ancho de banda con respuesta plana desde 0Hz, estabilidad de la amplitud, poca sensibilidad a cambios de temperatura ambiente, un rango de medida de por lo menos 100G, ya que como se verá en el apartado 2.2 para iniciar la vibración en las barras metálicas se usa un impactador electromecánico diseñado para este propósito, por consiguiente el acelerómetro debe resistir las pruebas a efectuar.

Históricamente los transductores diseñados para medir vibración e impacto emplean dos tecnología básicas: piezoelectricidad y piezoresistencia, ambos tipos se usan en alta frecuencia y ambientes con altos rangos dinámicos, sin embargo los acelerómetros piezoeléctricos son muy robustos, no tienen buena linealidad, en algunos dispositivos se necesita usar amplificadores de carga debido a que su señal de salida es una carga eléctrica proporcional a la aceleración que se da en pico Faradios sobre unidad de aceleración (pF/G), se necesita usar cables especiales para transmitir la señal y tienen capacidad de respuesta limitada para bajas frecuencias. Los acelerómetros piezoresistivos tienen buena respuesta para baja frecuencia que es una característica esencial para efectuar mediciones de impacto por largos periodos de tiempo, pero son muy sensibles a cambios de temperatura ambiente y son frágiles a ciertos niveles de impacto. En Comparación los acelerómetros capacitivos **MEMS**, tienen grandes ventajas, como por su

tamaño reducido a un empaquetamiento estándar de circuito integrado, buena linealidad, tienen buena respuesta en bajas y altas frecuencias, bajos niveles de ruido estabilidad en amplitud, sus características no se afectan drásticamente por la temperatura ambiente, están disponibles en un amplio rango de medición que va desde $\pm 1G$ hasta $\pm 100G$. En la tabla 4 se comparan varios acelerómetros comercialmente disponibles, se observan sus principales características técnicas.

Tabla 4. Características técnicas de algunos acelerómetros comercialmente disponibles

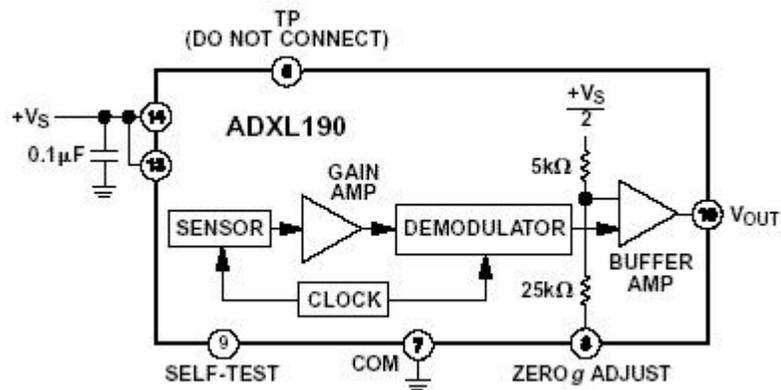
Sensor	Fabricante	Tecnología	Ejes	Rango	Ancho De banda	Sensitividad	Error De Linealidad	Densidad de Ruido
ADXL202E	Analog Devices	Capacitivo	X Y	$\pm 2 G$	6Khz	312mV/G	0.2% Escala completa	200 μ G/ \sqrt Hz
ADXL105	Analog Devices	Capacitivo	X	$\pm 5 G$	10KHz	250mV/G	0.2% Escala completa	225 μ G/ \sqrt Hz
ADXL190	Analog Devices	Capacitivo	X	$\pm 100 G$	400Hz	18mV/G	0.2% Escala completa	4mG/ \sqrt Hz
7265A-HS	Endevco	Piezoresistivo	X	$\pm 20 G$	500Hz	25mV/G	2% Escala Completa	500 μ G/ \sqrt Hz
352C67	PCB Piezotronics	Piezoeléctrico	X	$\pm 50 G$	0.8Hz hasta 10KHz	100mV/G	5% Escala completa	8mG/ \sqrt Hz
CXL04M1	Crossbow	Capacitivo	X	$\pm 4 G$	100Hz	40mV/G	2% Escala Completa	500 μ G/ \sqrt Hz
23200A	Summit	Capacitivo	X Y	$\pm 10 G$	5KHz	8mV/G	2% Escala Completa	6.6mG/ \sqrt Hz
C3A-02	BASE & SPP	Capacitivo	X Y	$\pm 2 G$	10Hz	10mv/G	0.5% Escala Completa	40 μ G/ \sqrt Hz

Fuente: Autor

El acelerómetro ADXL190. Se decidió usar el acelerómetro con tecnología **MEMS** ADXL190 de la empresa **Analog Devices**, ya que ofrece un amplio rango de medida ($\pm 100G$) y un buen ancho de banda (400Hz), es muy apropiado para mediciones de vibraciones e impacto, su sensibilidad es nominalmente de 18mV/G, tiene un ruido de fondo de 4 mG/ \sqrt Hz que permite medir aceleraciones

superiores a 40mG, la sensibilidad tiene un cambio con respecto a la temperatura de máximo 0.5% entre 0°C y 70°C*. Todos los circuitos necesarios para manejar el sensor y convertir el cambio de capacitancia a voltaje se incluye en el dispositivo por lo que no se necesita conectar componentes externos.

Figura 14. Diagrama Funcional de acelerómetro ADXL190



Fuente. ADXL190 Datasheet www.analog.com

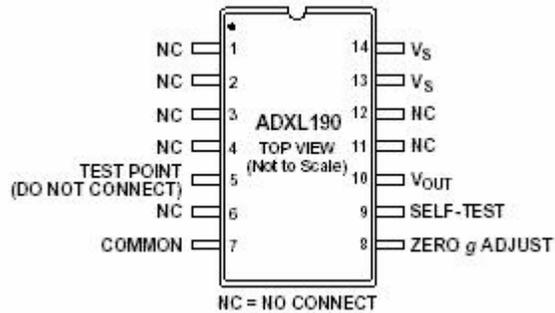
La sensibilidad y el valor para cero **g** son radiométricas con respecto al voltaje de alimentación, el voltaje de salida (**Vsal**) es función de la aceleración de entrada (**a**) y el voltaje de alimentación como se ve a continuación:

$$V_{sal} = V_s / 2 - (Sensibilidad \times V_s / 5V \times a) \quad (26)$$

El acelerómetro posee un empaque de 14 pines para montaje superficial y un rango de temperatura entre 0 y 70 grados. En la figura 14 se observa la distribución de los pines y en la tabla 5 se explica brevemente la función de cada uno de los pines del dispositivo.

* Delta a partir de 25°C

Figura 15. Distribución de pines del acelerómetro ADXL190



Fuente. ADXL190 Datasheet www.analog.com

Tabla 5. Descripción de los pines en el ADXL190

Pin Numero	Denominación	Descripción
1,2,3,4,6,11,12	NC	No Conectar
5	TEST POINT	Pin de prueba, no se conecta
7	COM	Tierra
8	Zero g ADJUST	Pin para ajustar el cero de la señal de salida
9	SELF - TEST	Pin de Autochequeo
6	V_{OUT}	Pin para señal de salida
7	V_S	Pin de Alimentación (4.75V a 5,25V)

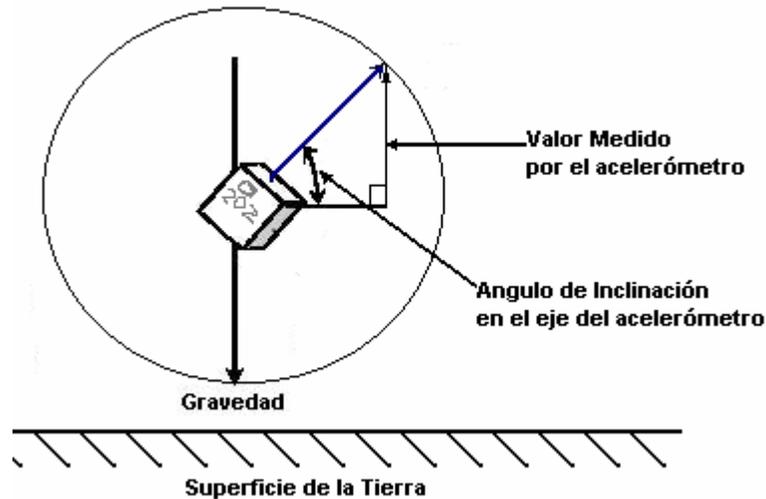
Fuente. ADXL190 Datasheet www.analog.com

2.2 MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR EN MOTORES DE PASO CON ACCELEROMETROS MEMS

Cuando un acelerómetro permanece estacionario, medirá la gravedad ejercida en el por la Tierra. Los acelerómetros tienen ejes efectivos, es decir una dirección en la cual este medirá la fuerza, según sea la construcción mecánica del sensor, cuando un eje efectivo del sensor se encuentra perpendicular a la superficie de la

tierra y en la misma dirección del vector gravedad, la señal de salida tendrá un valor de 1G o, una unidad de gravedad

Figura 16 Orientación de un acelerómetro con un eje para medida angular



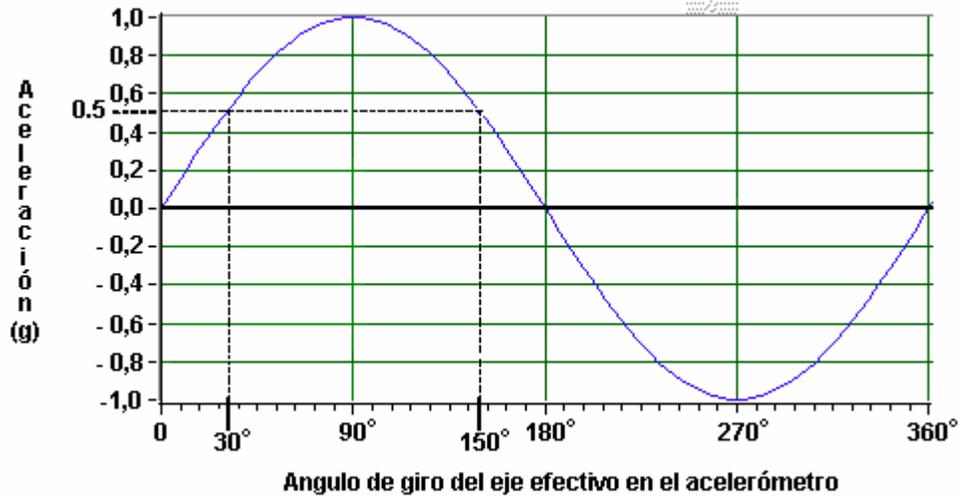
Fuente: Autor

A medida que el acelerómetro, cuyo eje de medida estaba en la misma dirección de la fuerza de gravedad, comienza a rotar, su salida cambia hasta llegar a cero, cuando el eje efectivo es paralelo a la superficie de la Tierra. Si el acelerómetro continúa con su rotación, su salida será de -1G cuando su eje de medida tenga la dirección opuesta a la fuerza de gravedad, es decir este apuntando hacia el cielo.

Cuando el acelerómetro gira 360 grados en un plano perpendicular a la superficie de la Tierra, su señal de salida es sinusoidal con valores máximo y mínimo de 1G y -1 G respectivamente, entonces el valor del ángulo entre la superficie de la tierra y el eje de medida del acelerómetro se da por la ecuación:

$$\alpha = \text{sen}^{-1}(Ax/1G) \quad (27)$$

Figura 17. Señal de Salida de un acelerómetro con un eje al rotar 360 grados.



Fuente: Autor

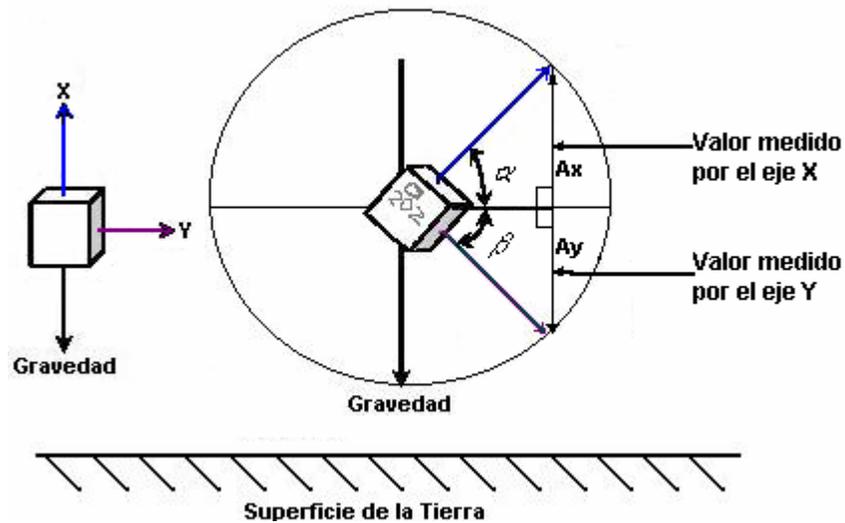
A_x es el valor de aceleración medido por el eje efectivo del acelerómetro, y α es el ángulo comprendido entre la superficie de la Tierra y el eje del acelerómetro, de manera que para un valor dado de aceleración entre 0G y 1G, existen dos ángulos correspondientes en la curva, lo que significa que calculando el seno inverso (sen^{-1}) del valor medido en G, no se obtendrá el valor correcto para la posición entre 0 y 360 grados. Como se observa en la figura 16, al iniciar la rotación del acelerómetro en sentido contrario al de las agujas del reloj, al tener un ángulo de inclinación igual a 30 grados, el valor correspondiente de aceleración medida es de 0,5G; si continua la rotación en el mismo sentido al alcanzar un ángulo de 150 grados se obtiene igualmente un valor de aceleración igual a 0,5Gg. Por consiguiente no se puede determinar posición angular entre 0 y 360 grados usando un acelerómetro con un solo eje de medida por la razón anteriormente expuesta. Si se usa un acelerómetro de dos ejes (eje X y eje Y) que son perpendiculares, cada salida resultara en una función seno y una función coseno respectivamente, cuando se rota el sistema 360 grados.

El acelerómetro mide inclinación a partir de una posición vertical, la relación entre el valor medido de aceleración y el ángulo de inclinación en esta configuración se da mediante las siguientes ecuaciones:

$$Ax = g \times \text{sen}(\alpha) \quad (28)$$

$$Ay = g \times \text{sen}(\beta) \quad (29)$$

Figura 18. Acelerómetro de 2 ejes girando 360 grados



Fuente. Autor

Ax es el valor de aceleración medido en el eje **X**, **Ay** es el valor de aceleración medido en el eje **Y**, α es el ángulo comprendido entre la superficie de la Tierra y el eje **X** del acelerómetro y β es el ángulo comprendido entre la superficie de la Tierra y el eje **Y** del acelerómetro. Los ejes de medida en el acelerómetro son perpendiculares, de modo que se da la siguiente relación:

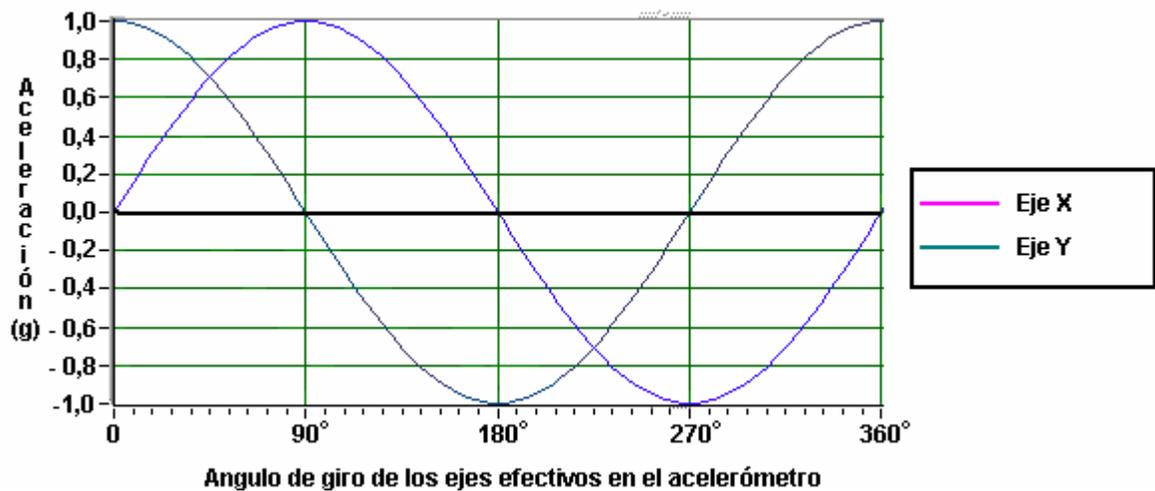
$$(\alpha + \beta) = 90^\circ \quad (30)$$

De la ecuación inmediatamente anterior se despeja la variable β y se reemplaza en la ecuación (28) para obtener:

$$A_y = g \times \text{sen}(-\alpha + 90^\circ) = g \times \text{cos}(\alpha) \quad (31)$$

En la figura 19 se observa la señal de salida para cada uno de los ejes en el acelerómetro al girar 360 grados sobre un plano perpendicular a la superficie de la Tierra donde se observa claramente las funciones seno y coseno que se obtiene en el eje **X** y en el eje **Y** respectivamente.

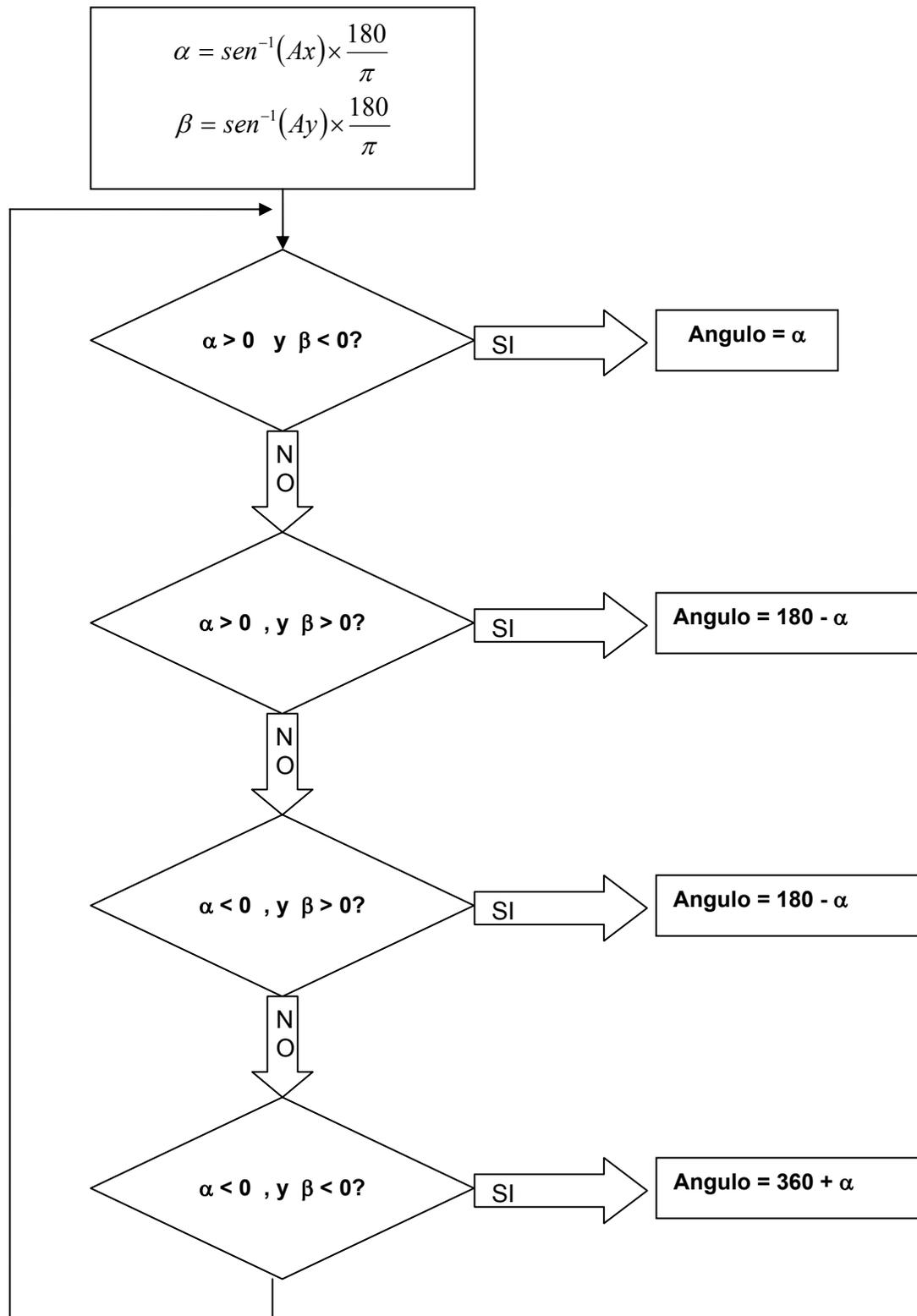
Figura 19. Señal de Salida de un acelerómetro de dos ejes al rotar 360 grados.



Fuente: Autor

Para determinar la posición angular del acelerómetro en un rango de 0 a 360 grados, se calcula el valor del ángulo α en el eje **X** mediante la ecuación (27) y se tiene en cuenta el signo que tiene el ángulo obtenido a partir de la señal de aceleración medida en el eje **Y**, para efectuar una corrección de cuadrante, esto se explica en la Figura 20:

Figura 20. Diagrama de flujo para obtener posición angular entre 0 y 360 grados



Al efectuar la operación seno inverso (sen^{-1}) al valor medido de aceleración que esta comprendido en el rango de $\pm 1\text{G}$ se obtienen valores de ángulo en radianes, es necesario hacer la conversión a grados sexagesimales como se observa en las siguientes ecuaciones:

$$\alpha = \text{sen}^{-1}(Ax) \times \frac{180}{\pi} \quad (32)$$

$$\beta = \text{sen}^{-1}(Ay) \times \frac{180}{\pi} \quad (33)$$

Con el signo de los ángulos obtenidos en cada uno de los ejes, se efectúa la corrección de cuadrante para determinar la posición angular en un rango de 0 a 360 grados, pero el inconveniente es que la señal de aceleración en cada uno de los ejes no siempre será una señal sinusoidal perfecta ya que existen niveles de ruido intrínseco en el acelerómetro, además de variaciones de sensibilidad, nivel de cero G, y en el caso del acelerómetro ADXL202E se inducen ciertos niveles de ruido en el modulador de ciclo útil interno. Los diferentes tipos de ruido que se generan y son comunes a ambas salidas (eje X, y eje Y) se pueden cancelar usando una alternativa diferente para detectar posición angular; si se dividen las ecuaciones (28) y (31) se obtiene:

$$[Ax / Ay] = [(g \times \text{sen}(\alpha)) / (g \times \text{cos}(\alpha))] = \tan(\alpha) \quad (34)$$

Entonces el ángulo de inclinación γ se puede calcular aplicando el inverso de la función tangente:

$$\alpha = \tan^{-1}[Ax / Ay] \quad (35)$$

Los errores que son comunes a ambas entradas se remueven en el procesamiento de la señal mediante la división entre Ax , y Ay ; entre estos errores se cuentan los causados por variación en sensibilidad debido a efectos térmicos. De esta forma se obtiene un valor para α en el rango de ± 90 grados, y nuevamente se efectúa corrección de cuadrante teniendo en cuenta el signo que tiene Ay y se efectúa un algoritmo similar al observado en la figura 20, el problema, como se explico con anterioridad es que las señales de salida del

acelerómetro (A_x , A_y) tienen ruido, y por consiguiente se estará introduciendo nuevamente el ruido común que se había cancelado en la ecuación (35).

La estrategia que se decidió usar finalmente consiste en restar ambas señales de aceleración como se observa a continuación:

$$A_{DIF} \angle 45^\circ = A_x \angle 0^\circ - A_y \angle 90^\circ \quad (36)$$

En este caso se produce una cancelación aritmética del ruido común a ambos ejes y se obtiene una señal A_{DIF} sin ruido y que se puede procesar adecuadamente, ahora se necesita una señal que este desfasada 45 grados con respecto a la señal A_{DIF} ; Como primera medida se puede utilizar la señal A_y , pero como se menciono anteriormente eso significaría introducir ruido nuevamente, entonces para obtener dicha señal de referencia se efectúa la derivada de la señal A_{DIF} para obtener una nueva señal:

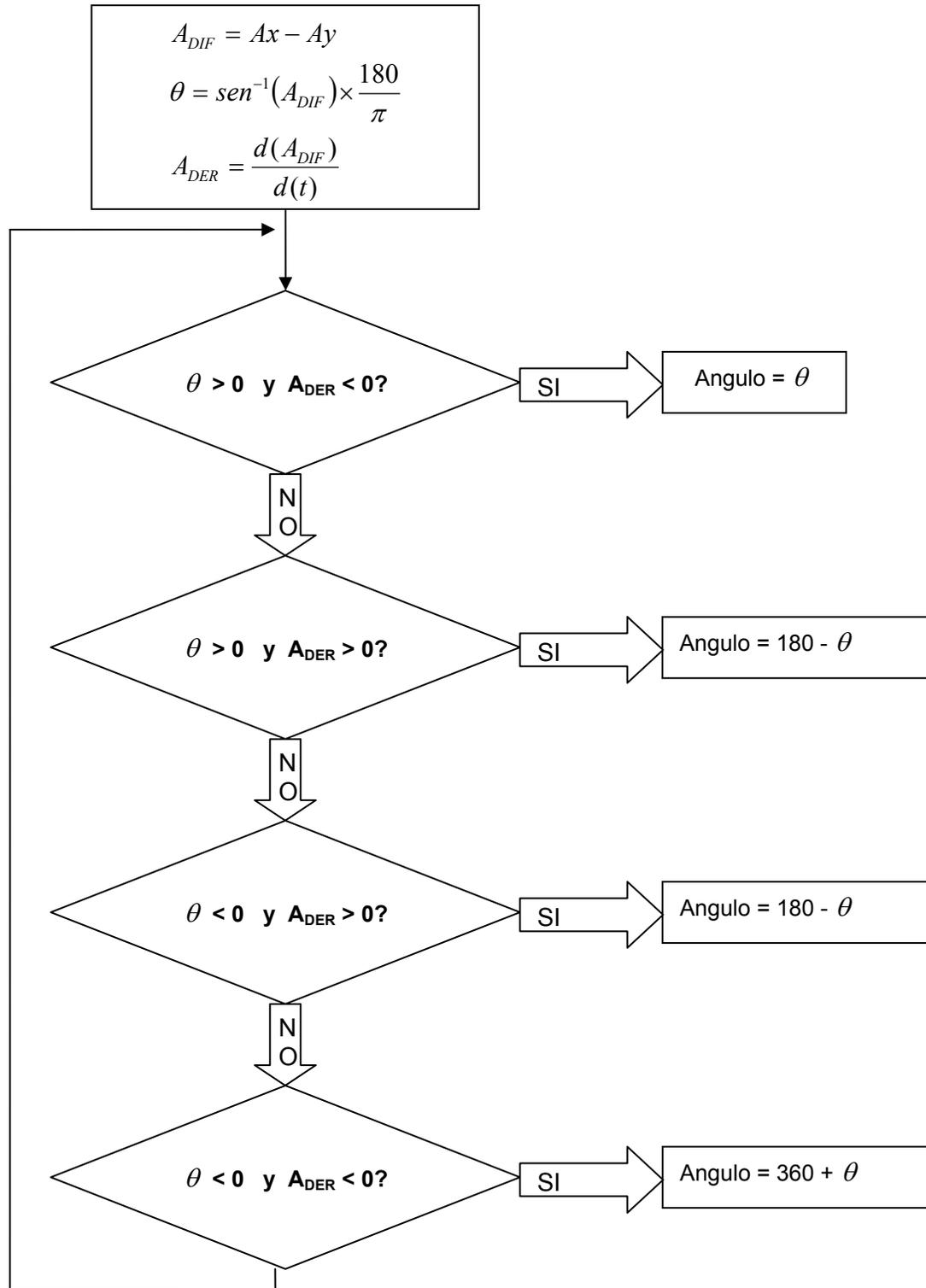
$$A_{DER} = \frac{d(A_{DIF})}{dt} \quad (37)$$

La señal A_{DIF} corresponde a una función senoidal, la derivada de la función seno es la función coseno que corresponde en la ecuación (37) a la señal A_{DER} . De esta forma se obtiene una nueva señal libre de ruido y que esta desfasada 90 grados con respecto a la señal A_{DIF} , luego se tendrá que efectuar un algoritmo similar al observado en la figura 20, primero se necesita normalizar la señal A_{DIF} , esto quiere decir que los valores máximo y mínimo de dicha señal deben estar en el rango de ± 1 , que implica hacer un escalamiento de la señal para aplicar la ecuación (27) como se ve a continuación:

$$\theta = \text{sen}^{-1}(A_{DIF} / 1G) \quad (38)$$

A continuación se aplica la ecuación (37) y se tiene en cuenta el signo de la señal A_{DER} , para efectuar corrección de cuadrante al ángulo θ obtenido, como se observa en la figura 21.

Figura 21. Algoritmo opcional para obtener posición angular.



Fuente: Autor

2.3 MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METALICAS USANDO ACELEROMETROS MEMS

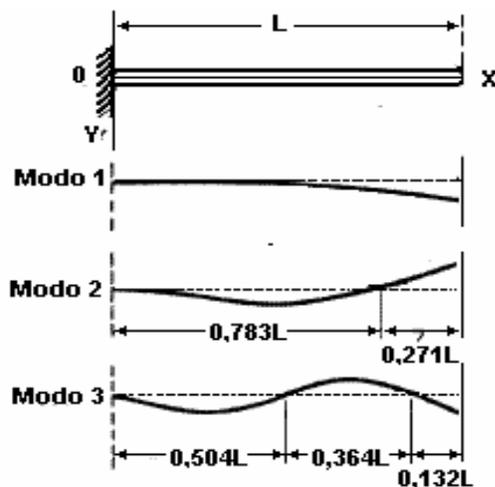
Cuando se aplica una fuerza a determinado cuerpo o estructura, desplazándolo de su estado de reposo inicial, y luego removemos esa fuerza, el cuerpo en cuestión regresa a su estado de reposo, pero por efecto de inercia se produce una oscilación alrededor del punto de reposo, a la frecuencia de esta oscilación se le conoce como frecuencia natural, o frecuencia de resonancia que depende de la forma, tamaño y composición de la estructura o cuerpo. En el diseño de estructuras Civiles es importante conocer el valor de esta frecuencia de resonancia para evitar amplificación de energía, por ejemplo en California del sur, en los Estados Unidos se realizan pruebas de resonancia en los Edificios para tener la seguridad que la frecuencia de resonancia de los mismos no sea la misma frecuencia fundamental o armónico de los movimientos sísmicos. Si este fuera el caso, la energía del sismo pasara hacia la estructura incrementando la necesidad de materiales más resistentes y costosos para evitar la posibilidad de daño. Otra aplicación importante de este tipo de análisis ocurre en diseño de todo tipo de maquinaria, para eliminar o reducir ruido el cual puede ser estresante para los usuarios, así como las vibraciones que pueden destruir la máquina. Cuando una barra metálica es impactada esta vibra a ciertas frecuencias que dependen de sus dimensiones, de su composición química, y de la manera que la barra esta fijada. Una vez que la barra esta vibrando existen ondas estacionarias que viajan a través de la longitud de la misma en direcciones opuestas. Existen determinados puntos en la barra en los cuales no se produce desplazamiento por vibración y se llaman áreas de interferencia destructiva, o nodos, en dichos puntos se produce cancelación entre las ondas estacionarias presentes en la barra. De la misma forma existen puntos en los cuales se producen valores pico de desplazamiento por vibración y se conocen como áreas de interferencia constructiva o antinodos.

Una barra metálica tiene diferentes frecuencias de vibración, la frecuencia mas baja que produce ondas estacionarias en la barra se conoce como frecuencia fundamental, o Frecuencia Natural, las frecuencias de resonancia de valor superior se conocen como Armónicos, que representan lo que se conoce como modo de vibración. Cada punto de la barra vibra de acuerdo con la ecuación (39):

$$A(t) = A_0 \exp(-\zeta_0 \omega_{n0} t) \text{sen}(\omega_{d0} t + \theta_0) + A_1 \exp(-\zeta_1 \omega_{n1} t) \text{sen}(\omega_{d1} t + \theta_1) + \dots \quad (39)$$

An es la amplitud con la que cada frecuencia de vibración es excitada, ζ_n es factor de amortiguación para cada frecuencia de vibración, ω_n ω_d es la frecuencia natural de vibración sin amortiguar, ω_d es la frecuencia natural de vibración amortiguada. El factor de amortiguación y la frecuencia natural de vibración sin amortiguar son independientes de la forma en que la barra es impactada, mientras que **An** es proporcional a la fuerza del impacto, y depende de la localización del mismo. En la figura 22 se observa una barra de longitud **L** con un extremo fijo y el otro extremo libre, se conoce como viga en voladizo, además se observa la localización de los nodos para cada modo de vibración, o frecuencia.

Figura 22. Barra metálica y sus modos de vibración



Fuente: Formulas for Natural Frequency and Mode Shape”, Robert D. Blevins, 1979

La forma de una onda estacionaria con determinado valor de frecuencia se describe mediante la ecuación:

$$Y(x) = A\cos(bx) + B\sin(bx) - A\cosh(bx) - B\sinh(bx) \quad (40)$$

Donde x es un punto a lo largo de la longitud de la barra, $Y(x)$ es el desplazamiento vertical del punto x , y b es una constante que depende de la longitud L de la barra mediante la relación $bL = 1.875, 4.694, 7.855, \text{ y } 10.966$ para las cuatro primeras frecuencias naturales de vibración, siendo L la longitud efectiva de la barra. Los nodos para los cuatro primeros modos de vibración, donde $Y(x)$ es igual a cero, se localizan en las posiciones dadas en la Tabla 5, los valores dados son fracción de la distancia desde el extremo fijo, o empotrado hasta el extremo libre de la barra metálica en voladizo.

Tabla 5. Localización de los Nodos de una barra metálica en Voladizo

Modo	1	2	3	4
		0.783	0.504	0.362
			0.868	0.651
				0.912

Fuente: "Formulas for Natural Frequency and Mode Shape", Robert D. Blevins, 1979

Las frecuencias naturales para una barra en voladizo se dan mediante la siguiente ecuación*:

$$f_i = \left(\frac{\lambda_i^2}{2\pi L^2} \right) \sqrt{\frac{EI}{m}} \quad (41)$$

Donde:

f_i = frecuencia natural en el modo i , en Hertz.

* BLEVINS Robert D., "Formulas for Natural Frequency and Mode Shape", , 1979, pagina 108

L = Longitud efectiva de la barra.

$\lambda_i = 1.875, 4.694, 7.855$ modos de vibración para $i = 1, 2, 3$

E = Modulo de Elasticidad, o Modulo de Young, se da en unidades de presión

I = Momento de inercia por área de sección transversal

m = Masa por unidad de longitud

De la ecuación (41) se pueden efectuar ciertas predicciones teóricas: si se tiene una barra metálica en la que únicamente se esta disminuyendo la longitud efectiva, la frecuencia natural se ira incrementando notoriamente, la frecuencia natural es proporcional con el modulo de elasticidad y el momento de inercia, e inversamente proporcional a la densidad del material.

Para determinar experimentalmente el valor de la frecuencia fundamental de vibración en una barra metálica se utiliza un acelerómetro ADXL190 en el extremo libre de la misma, y se va a medir la aceleración de ese punto en la barra. La amplitud de la aceleración se relaciona con la amplitud del desplazamiento por el cuadrado de la frecuencia de vibración, de modo que la señal de salida del acelerómetro se considera relacionada con el desplazamiento por un valor constante.

3 MONTAJES Y SOFTWARE

3.1 MONTAJES Y SOFTWARE PARA MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR CON ACELEROMETROS MEMS

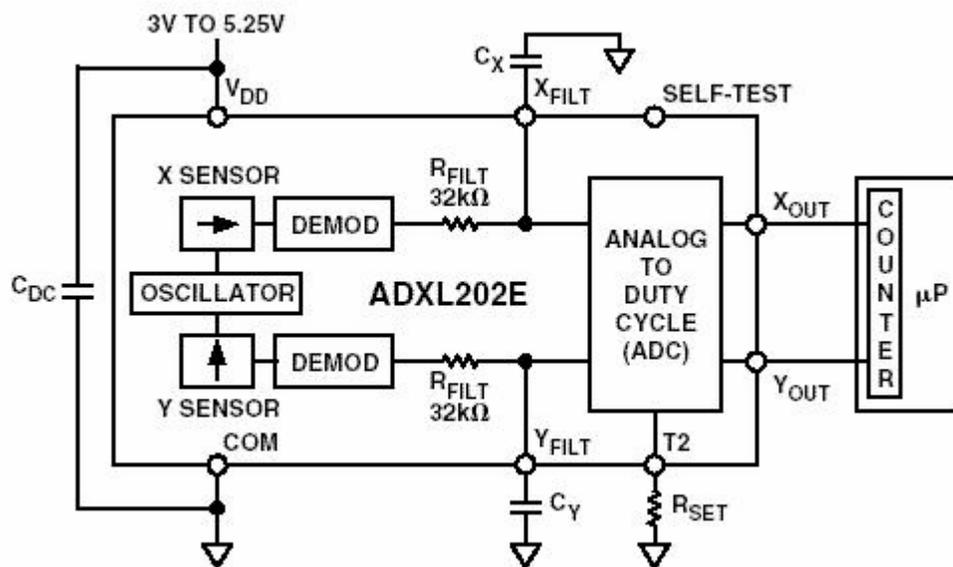
En este proyecto se uso un método explicado en la figura 20, para determinar la posición angular del eje en un motor de paso controlado: desde un computador usando LabVIEW™ y el puerto paralelo estándar, o desde una tarjeta digital que genera las señales para activar el mismo. En el programa basado en LabVIEW, las señales eléctricas que van a producir la activación del motor de paso se originan desde un programa diseñado en LabVIEW™ en el cual se determina el sentido de giro y el numero de pasos por segundo, estas señales son salidas digitales del puerto paralelo, y pasan a través de un aislador óptico, para activar las fases del motor de paso.

Para la detección de posición angular se diseño un sistema basado en el acelerómetro ADXL202E de **Analog Devices** utilizando las salidas moduladas por ancho de pulso, para ser transmitidas mediante escobillas hacia un circuito acondicionador de señal para luego ser adquiridas en los canales de entrada análoga 0, y 1 de la tarjeta para adquisición de datos PCI- 1200™ de **National Instruments** para posteriormente ser procesada mediante un software diseñado en LabVIEW 6.1™ permitiendo visualizar el valor medido de la posición angular en grados sexagesimales

3.1.1 Montajes. El sistema diseñado para detectar la posición angular del motor de Paso marca **VEXTA** modelo A2279-9214 consiste en una tarjeta impresa (en donde se conecta acelerómetro ADXL202E), que va montada sobre el eje del motor, debiendo estar en posición vertical, se emplea un sistema de escobillas para alimentar el acelerómetro y transmitir las señales de salida, a un circuito para acondicionamiento de las señales provenientes del acelerómetro. Para controlar la velocidad y el sentido de giro en el motor de paso, se dispone de un circuito adicional.

Tarjeta para el sensor ADXL202E. Para diseñar el sistema basado en el acelerómetro de dos eje ADXL202E, es necesario estimar parámetros como el ancho de banda que se va a tener, así como la resolución necesaria.

Figura 23. Esquema de conexiones en el acelerómetro ADXL202



Fuente: Hoja de Datos ADXL202E www.analog.com

Para el caso en particular de un motor de paso, se va a trabajar a bajas velocidades; el interés principal es la posición angular. Si el sistema va a trabajar a velocidades superiores a 600 revoluciones por minuto, el acelerómetro no estará detectando fielmente la posición angular sino que se estará midiendo aceleración centrífuga ya que los ejes efectivos del acelerómetro apuntan hacia la periferia del eje de rotación; teniendo en cuenta lo dicho anteriormente se estima un ancho de banda de 10Hz que equivale a 600 revoluciones por minuto, entonces se reemplaza este valor de 10Hz en la ecuación (23):

$$10\text{Hz} = \frac{5\mu\text{F}}{C_{(x,y)}} \quad (42)$$

$$C_{(x,y)} = \frac{5\mu\text{F}}{10\text{Hz}} = 0.5\mu\text{F} \quad (43)$$

Se toma un valor estándar de $0.47\mu\text{F}$ que permite un ancho de banda efectivo de 10.47Hz . El periodo para la señal de salida T_2 es determinado por medio de la resistencia R_{SET} ; para calcular este periodo se debe cumplir la condición que el ancho de banda calculado sea menor a un décimo de la frecuencia determinada por T_2 , esto se hace para evitar para minimizar errores dinámicos propios de las técnicas de muestreo por modulación en ancho de pulso, y para cumplir con el criterio de **Nyquist** evitando así **aliasing** que produce pérdida de información. Se asume un valor para la frecuencia del modulador de 140Hz que equivale a 13.37 veces el valor que tiene el ancho de banda, esta frecuencia de 140Hz corresponde a un periodo T_2 de 0.00714 segundos, este valor se reemplaza en la ecuación (24) obteniendo:

$$0.00714\text{s} = \frac{R_{SET}(\Omega)}{125\text{M}\Omega} \quad (44)$$

$$R_{SET}(\Omega) = 0.00714\text{s} \times 125\text{M}\Omega = 892857\Omega \quad (45)$$

Para establecer los niveles de ruido que presenta la configuración realizada que son función del ancho de banda, se reemplaza este valor en la ecuación (25) :

$$\text{Ruido}(rms) = (200\mu\text{G} / \sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{10.47\text{Hz} \times 1.6}) = 819.2\mu\text{G} \quad (46)$$

El valor Pico-Pico del ruido en el acelerómetro es el mejor indicador de la resolución en el dispositivo; el ruido se calcula mediante un proceso estadístico y se describe mediante el valor efectivo (RMS). Se debe seleccionar un multiplicador que relacione el valor efectivo (RMS), con el valor Pico a Pico (P-P). La Tabla 6 muestra varios multiplicadores y para cada uno predice la cantidad de tiempo que la señal que la señal actual excederá el valor estimado Pico a Pico.

Tabla 6. Estimación del Ruido Pico a Pico en el ADXL202E

Valor nominal Pico a Pico	Porcentaje de tiempo que el ruido excederá el valor nominal Pico a Pico
2×RMS	32%
4×RMS	4.6%
6×RMS	0.27%
8×RMS	0.006%

Fuente: Hoja de Datos ADXL202E www.analog.com

Se elige un multiplicador de 4 que significa un valor Pico a Pico de 3.2678 mili **G**. La etapa del modulador por ciclo útil genera ruido digital debido a la cuantificación de la señal analógica. El Modulador por ciclo útil tiene una resolución de 14 bits y las ecuaciones que se aplican para determinar los valores de bit menos significativo, y ruido de cuantificación en convertidores Análogo-Digitales también se aplican para la conversión Análogo a Ciclo útil. El rango de medida del acelerómetro es de ±2G, lo que significa una escala completa de 4G, entonces primero se halla el valor del bit menos significativo del modulador sobre el rango de medida mediante la siguiente ecuación:

$$LSB = \frac{Escala_Completa}{2^n} \quad (47)$$

Donde **n** es el número de bits que tiene la resolución del Modulador. Reemplazando valores se tiene:

$$LSB = \frac{4g}{2^{14}} = \frac{4g}{16384} = 0.000244g \quad (48)$$

El valor Total del Ruido Pico a Pico en el acelerómetro corresponde a la siguiente ecuación:

$$Ruido_Total(PP) = \sqrt{(Ruido_Analogico(PP))^2 + (Ruido_Digital(PP))^2} \quad (49)$$

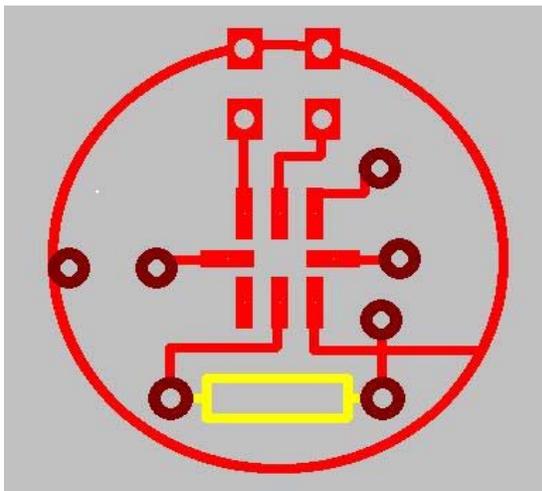
Entonces se reemplazan valores y se tiene:

$$Ruido_Total(PP) = \sqrt{(0.0032678)^2 + (0.000244)^2} = 0.0032769 = 3.27mili_G \quad (50)$$

La resolución del circuito diseñado es de 3.27mili **G** .

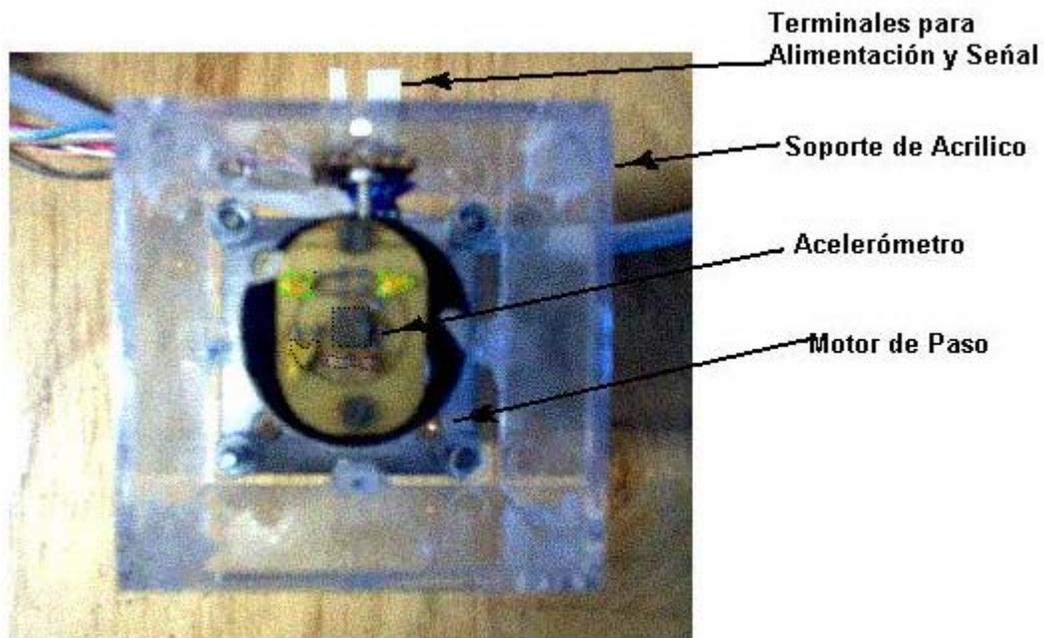
A continuación se eligen los componentes externos mas adecuados. Para **R_{SET}** se usa una resistencia de ¼ de vatio, y 5% de tolerancia, y para el condensador entre alimentación y tierra para desacople, el condensador para filtrar la salida X (**C_X**), el condensador para filtrar la salida Y (**C_Y**) se utilizan tipo Tantalio. En la Figura 24 se observa el diseño del circuito impreso para el acelerómetro y los componentes externos, y en la figura 25 se ve el montaje real de la tarjeta sobre el eje del motor.

Figura 24. Circuito Impreso Diseñado para el acelerómetro.



Fuente: Autor

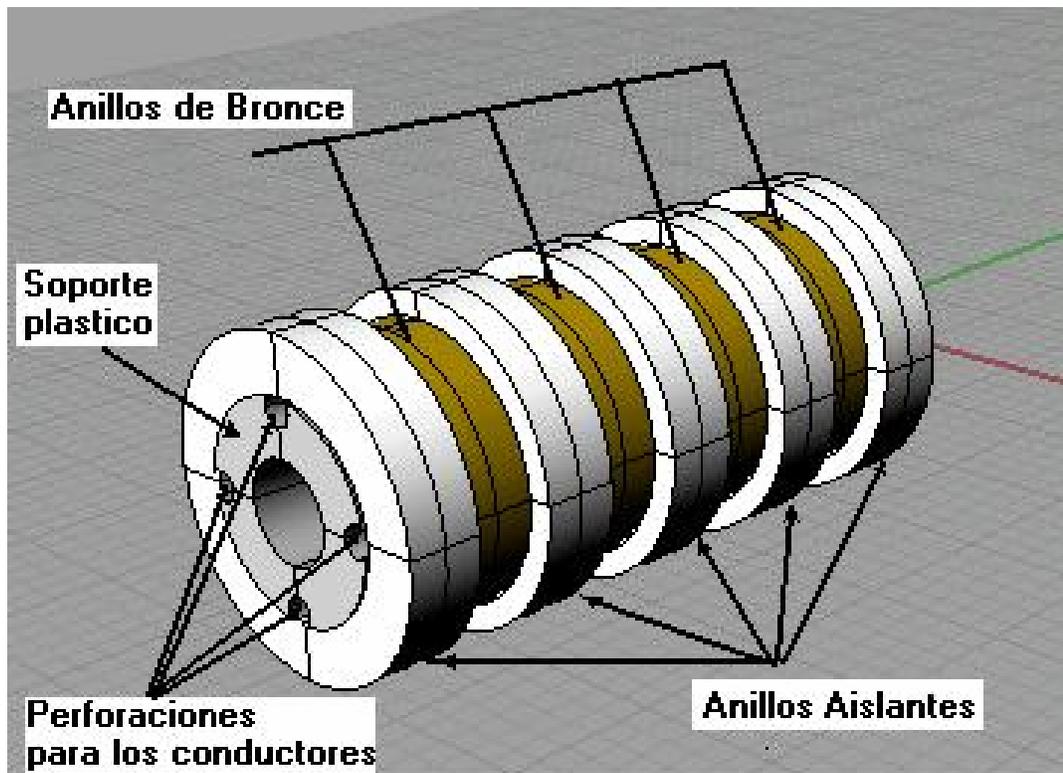
Figura 25. Tarjeta para el acelerómetro montada sobre el eje del motor.



Fuente: Autor

Sistema de escobillas. El circuito impreso de la figura 24 va a estar girando con el eje del motor, de modo que es necesario tener un sistema para alimentar al acelerómetro y para transmitir las señales de cada uno de sus eje, para este fin se diseñó un sistema que va montado sobre el eje del motor y consiste en cuatro anillos de bronce que se encuentran separados a su vez por otros anillos de un material aislante que sirven de guía para el par de escobillas que tendrá cada anillo de bronce respectivamente; los anillos de bronce y los anillos aislantes se encuentran montados sobre un tubo plástico que tiene cuatro perforaciones, que sirven para sostener los dos cables para alimentación y los dos cables para la señal en cada uno de los ejes en el acelerómetro. En la figura 26 se observa con detalle la constitución del sistema de anillos.

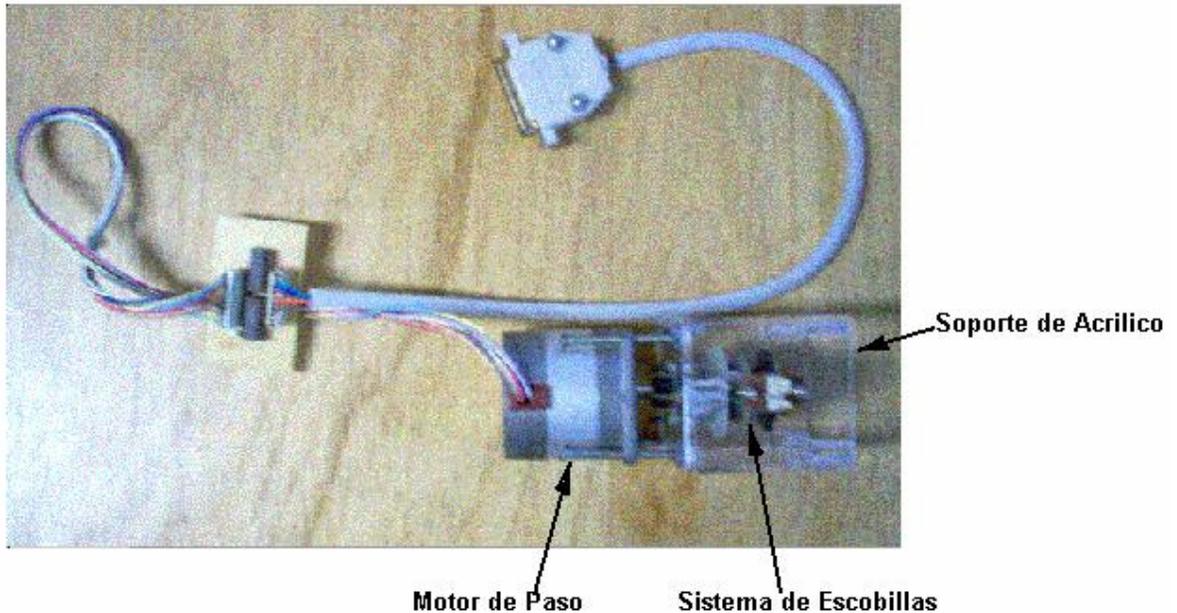
Figura 26. Sistema de anillos para Alimentar el sensor y transmitir las señales de sus dos ejes



Fuente: Autor

A cada anillo le corresponden dos escobillas que estarán en posiciones opuestas, esto se hace para garantizar una buena transmisión de señal y para compensar las imperfecciones en la superficie de los anillos que se traduce en un mal contacto e introduce ruido a la señal, el objetivo es hacer que las escobillas introduzcan el mínimo nivel posible de ruido en las señales que va a transmitir. Cada par de escobillas están montadas sobre un disco plástico, de manera que se tienen 4 discos conformando una estructura sencilla que a su vez se encuentra sobre un soporte de acrílico fijado por tornillos al motor de paso.

Figura 27. Soporte de acrílico atornillado al motor

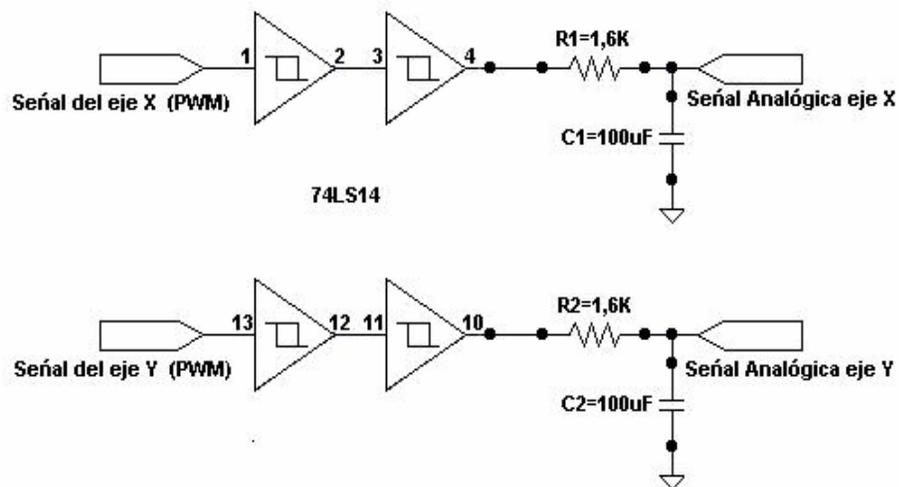


Fuente: Autor

Circuito para acondicionamiento de señal. Esta etapa es necesaria debido a que se introducen niveles de ruido por la transmisión mediante las escobillas que no ofrecen un contacto perfecto, de modo que se debe recuperar la señal digital hacia sus niveles de voltaje TTL, esto se hace mediante compuertas inversoras **Schmitt Trigger** mas específicamente con el circuito integrado 74LS14, a continuación va una etapa de filtrado pasa bajos analógico RC cuya constante de tiempo es de 160 milisegundos y una frecuencia de corte con un valor de 0.9947Hz. La señal modulada por ancho de pulso es filtrada para recuperar de cierta forma la señal analógica del acelerómetro que se puede tomar en los pines X_{FILT} , y Y_{FILT} , atenuar los efectos producidos por el ruido mencionado en la ecuación (50), y para evitar introducir mas ruido a la señal, ya que si se adquiere la onda cuadrada en los canales 0, y 1 de la tarjeta para adquisición PCI-1200 se tendrá nuevamente ruido de cuantificación. Por otra parte se necesita tener una adquisición de datos de forma continua y punto a punto, simultaneamente en dos canales de entrada, De modo que para adquirir dos ondas cuadradas con

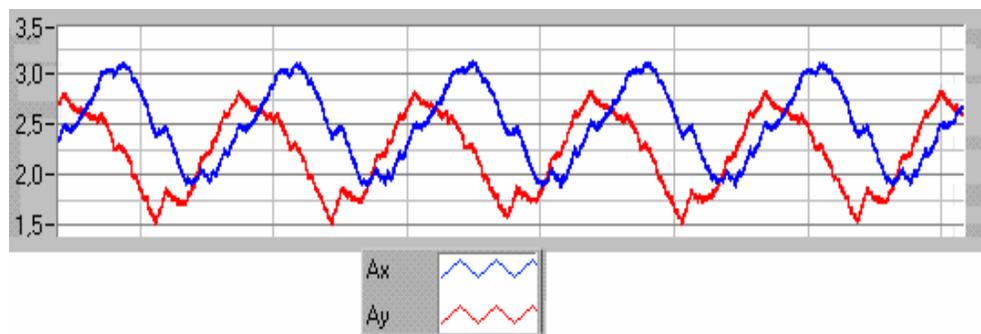
variación en el ancho de pulso y frecuencia de 140Hz se necesita una frecuencia de muestreo con un valor que no es posible con el computador de trabajo ya que se reporta un error de sobreflujo en un buffer de la tarjeta PCI-1200. En la figura 28 se muestra el circuito para acondicionamiento de señal, y en la Figura 29 se observan las señales analógicas obtenidas después de la etapa de filtrado.

Figura 28. Circuito para acondicionamiento de señal



Fuente: Autor

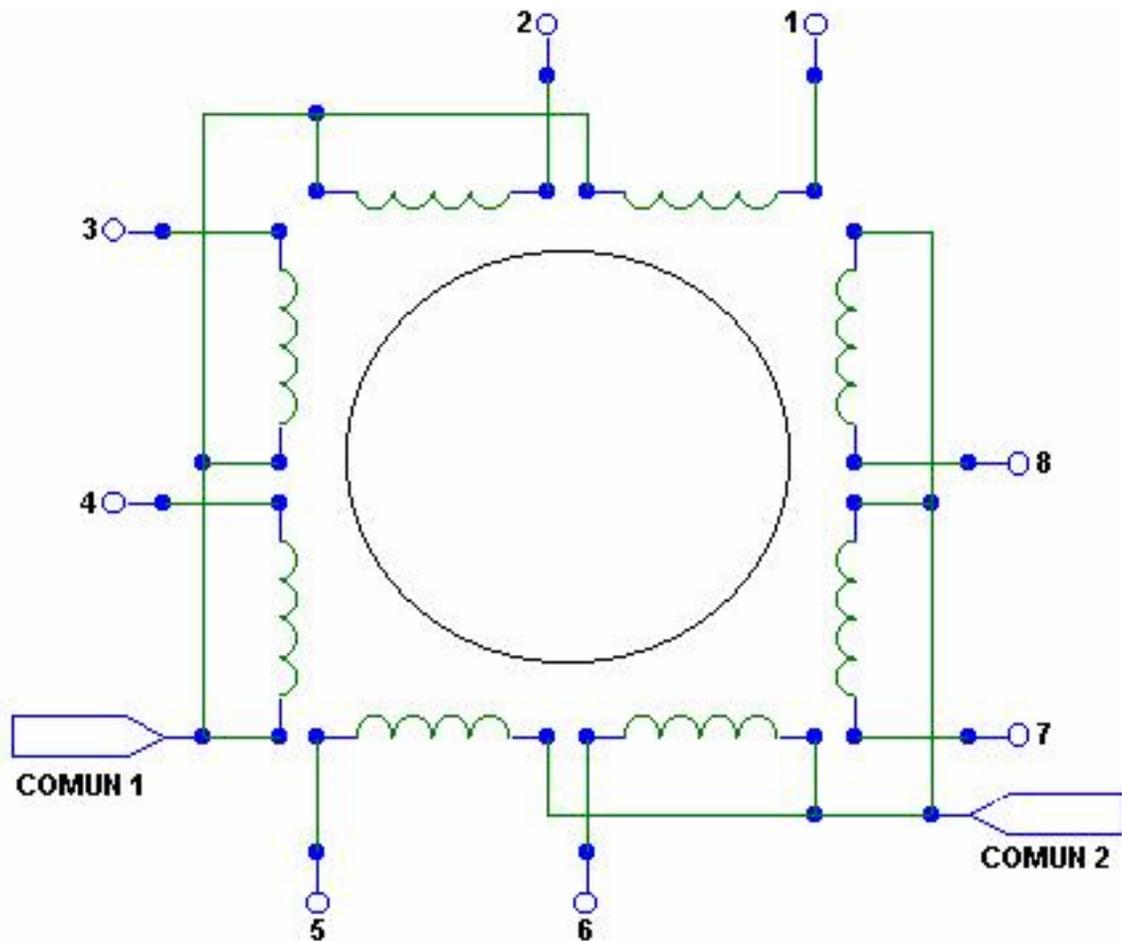
Figura 29. Señales analógicas obtenidas después del Filtrado



Fuente: Autor

Circuitos Para Control en el Motor de Paso. El motor de paso tiene 10 terminales de conexión que se observan en la figura 30, no fue posible conseguir un plano de conexiones en el motor, así que se procedió a identificar los terminales y el diagrama obtenido fue el siguiente:

Figura 30. Diagrama de conexiones en el motor de Paso.

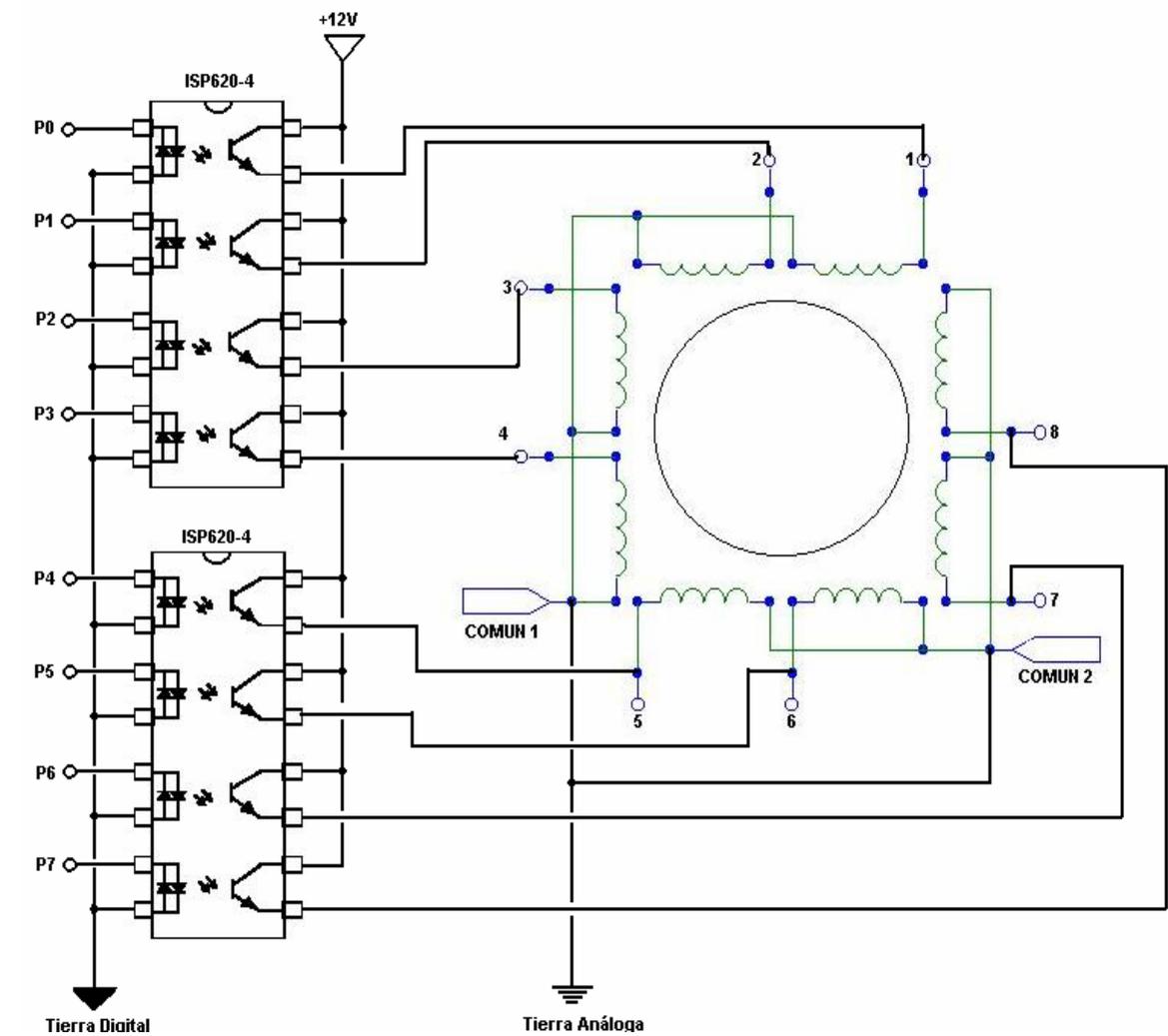


Fuente: Autor

Las señales que van a controlar el motor de paso, se originan de forma digital, de manera que es necesario tener una interface entre la parte digital, y la parte de

potencia, por eso se necesita un optoacoplador por cada uno de los terminales numerados, Los terminales identificados COMUN1 y COMUN2 van ambos conectados a tierra, y los devanados del motor funcionan con 12 voltios. En la Figura 31 se observan las conexiones entre los aisladores ópticos ISOCOM 620-4 y los terminales del motor.

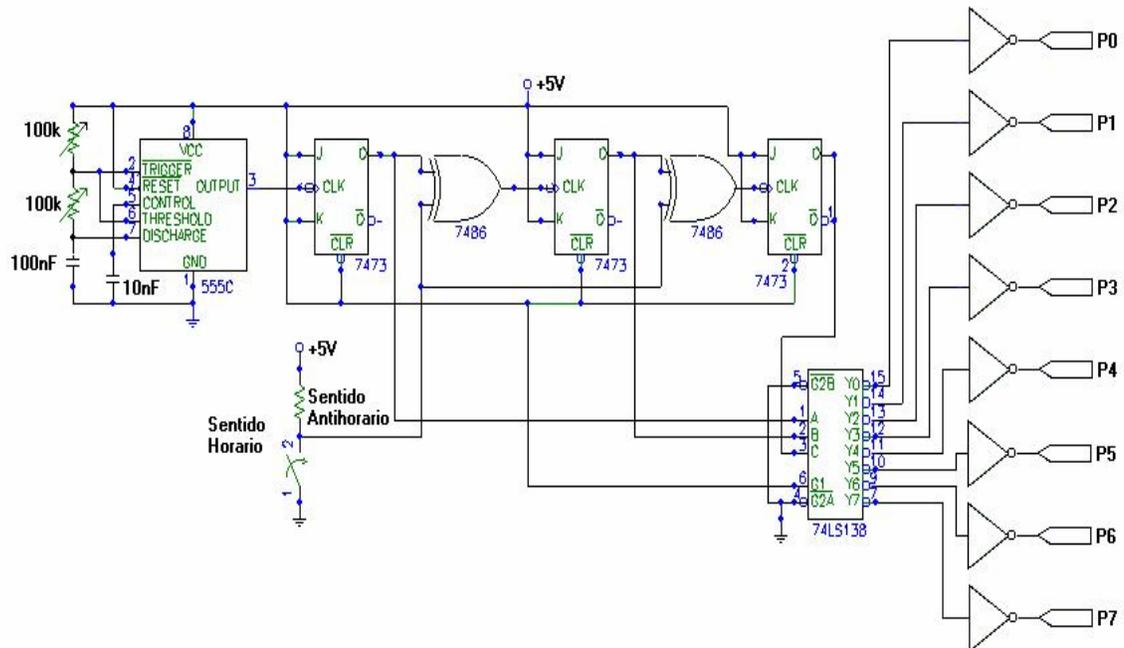
Figura 31. Diagrama de conexiones entre los aisladores ópticos y el motor.



Fuente: Autor

En los terminales P0 a P7 ingresan las señales digitales que activarán en secuencia los devanados numerados del motor. Dichas señales se originan desde el puerto paralelo estándar del computador mediante un programa en LabVIEW, que se comentará posteriormente, o desde una tarjeta digital basada en un multivibrador astable con el circuito integrado 555C, **Flip-Flops** JK, Compuertas XOR, un multiplexor y compuertas inversoras. La frecuencia de la señal generada por el multivibrador astable se ajusta mediante los dos potenciómetros de 100kΩ, esta señal de onda cuadrada va hacia un circuito contador ascendente/descendente de 3 bits, conformando por los tres Flip-Flop JK, y las dos compuertas XOR como se observa en la figura 32.

Figura 32. Tarjeta digital diseñada para controlar al motor de paso



Fuente: Autor

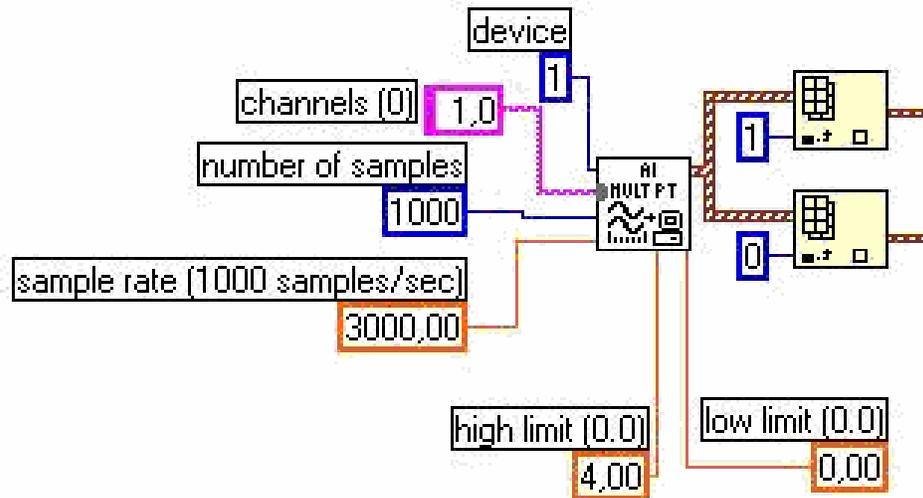
El circuito Integrado 555C esta configurado como multivibrador estable, la frecuencia de la onda cuadrada obtenida a la salida es modificada por los dos potenciómetros de 100kΩ. Esta Señal ingresa a un contador ascendente/descendente de 3 bits conformado por tres **Flip-Flop** JK (circuito integrado 7473), dos compuertas XOR (circuito integrado 7483), y el **switch** selector que determina el tipo de conteo (ascendente o descendente) y por consiguiente determina el sentido de giro en el motor. Los tres bits del contador corresponden a las salidas **Q** de los Flip-Flop JK y son a su vez entradas al decodificador de tres a ocho líneas (circuito integrado 74LS138), Las salidas en el decodificador se activan en secuencia de acuerdo con la posición del switch selector en el contador, y son activas en estado lógico bajo, por lo que es necesario adicionar compuertas inversoras (circuito integrado 7404). De esta forma se obtienen señales de control en los puntos **P0** a **P7** de la figura 32.

3.1.2 Software. Usando la herramienta de software LabVIEW 6.1® de la empresa norteamericana **National Instruments**, se diseñaron dos programas previos para procesar las señales del acelerómetro, y obtener la medida posición angular. Se fueron introduciendo mejoras, y se modifico el esquema para adquisición de datos para lograr un buen desempeño por esta razón se va a presentar cada uno de ellos, incluyendo una descripción de su funcionamiento, con descripción de las rutinas utilizadas, y finalmente se comentaran sus desventajas. El tercer programa diseñado, fue el que final mente fue utilizado para la aplicación.

Primer Programa desarrollado. La señal del acelerómetro obtenida a través de las escobillas es adquirida simultáneamente en los canales para entrada analógica 0, y 1 de la tarjeta para adquisición de datos PCI-1200 con una frecuencia de muestreo de 3000Hz, y tomando 1000 muestras de las señales. Esto se hace

mediante una función de LabVIEW que se llama **AI Acquire Waveforms**, En la figura 33 se presenta esta parte del programa.

Figura 33. Configuración de parámetros para adquisición de datos

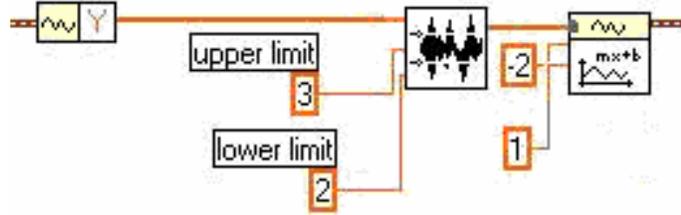


Fuente: Autor

Observando la figura 33 y comenzando por la izquierda se describirá cada uno de los controles: En el valor **device** el numero 1 significa el que corresponde a la tarjeta PCI-1200, el valor **channels** es de tipo **string** y se indican los canales analogicos de entrada que se van a usar, number of samples indica el numero de muestras que se van a adquirir en cada canal antes que termine la adquisición, sample rate es la frecuencia de muestreo, high limit y low limit son los limites superior e inferior permitidos para las señales de entrada y se dan en voltios.

El tipo de datos que genera esta función es en este caso un vector de dos elementos, cada uno de ellos representa la forma de onda obtenida en cada canal, entonces se usa la función **index array** para diferenciar las señales obtenidas en cada canal para su posterior proceso.

Figura 34. Acondicionamiento de la señal cuadrada para eliminar ruido



Fuente: Autor

Una vez diferenciadas las formas de onda se usa la función **Get Waveform Components** para obtener los valores de las muestras y tener una representación de la señal en forma de un vector con mil muestras, cada una de ellas con su valor en voltios, en este punto, la señal modulada por ancho de pulso tiene ruido en su amplitud que se debe a las escobillas. Como la señal es una onda cuadrada y la información viene modulada en el ancho de pulso, es necesario “recortar” la señal en su amplitud, es decir solo se tomaran valores comprendidos entre 2 y 3 voltios, para esto se usa la función $Y [i]=\text{Clip } X [i]$, obteniéndose una onda cuadrada con valor mínimo 2 voltios, y valor máximo 3 voltios, luego de esto se usa la función **Scale and Offset** para hacer que la señal tenga valores entre 0 y 1 voltios, como se observa en la figura 35.

Figura 35. Señal cuadrada después del acondicionamiento.

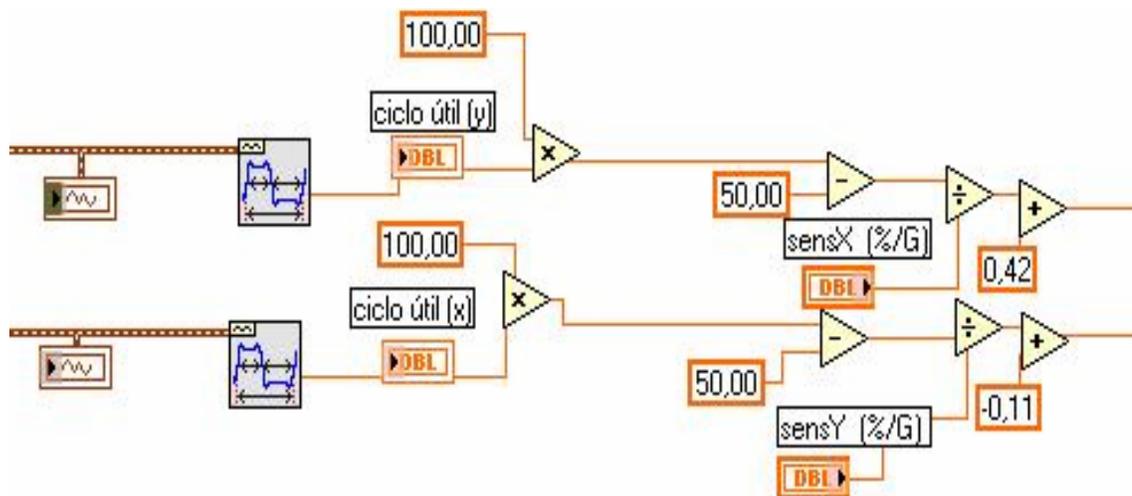


Fuente: Autor

Una vez acondicionada la señal, se procede a obtener el valor de aceleración a partir de la señal modulada por ancho de pulso, para ese fin se usa la función

Pulse Measurements, y se toma la salida **duty cycle**, de esta forma se extrae el valor que corresponde al ciclo útil de la señal, y se puede aplicar la ecuación (22) del primer párrafo en el numeral 2.2.1, para obtener la señal de aceleración, utilizándose funciones aritméticas básicas, pero teniendo en cuenta que la sensibilidad en el acelerómetro no siempre es 12.5% por cada **g** de aceleración como indica el fabricante. En el Panel frontal existen dos controles numéricos indicados como **sensX(%/G)** y **sensY(%/G)**, para ingresar los valores de sensibilidad obtenidos mediante calibración para el eje X, y el eje Y, respectivamente.

Figura 36. Forma de obtener la señal de aceleración

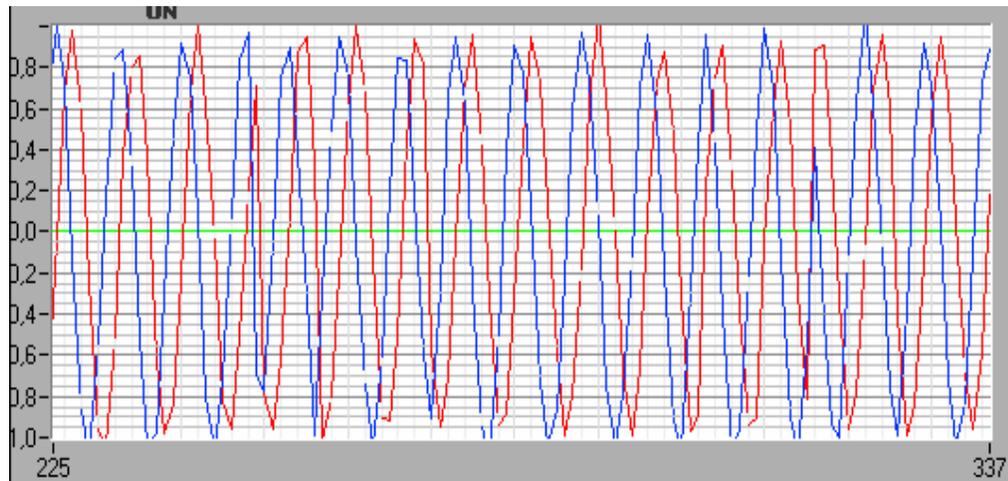


Fuente: Autor

Se necesita que la señal de aceleración, la cual se puede visualizar en esta etapa del programa, este libre de ruido, o que por lo menos los niveles de ruido sean mínimos, para obtener la posición angular a partir de la información obtenida en cada uno de los ejes. En la figura 37 se observa la señal de aceleración obtenida después del procesamiento mencionado anteriormente, y además ambas señales

efectivamente están desfasadas 90 grados una con respecto a la otra, el problema es que se observa cierto nivel de ruido.

Figura 37. Señales de aceleración para el eje X, y el eje Y del acelerómetro

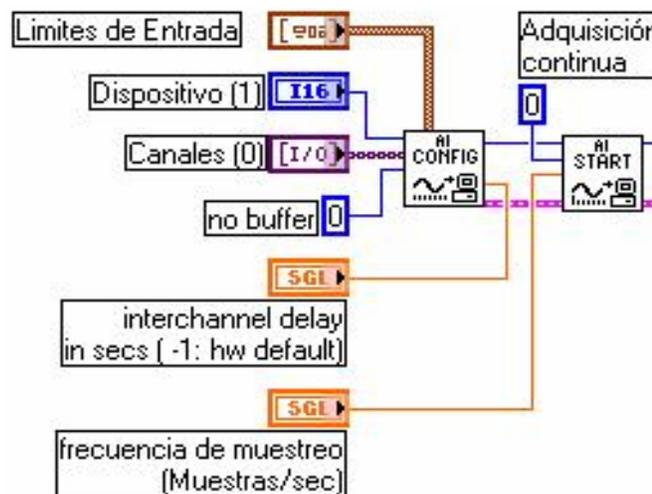


Fuente: Autor

Se mantuvo un valor de 5000Hz para la frecuencia de muestreo, y al disminuir el valor para el número de muestras por canal, la respuesta a cambios de posición angular del motor es buena, pero los niveles de ruido son altos, y si se aumenta el número de muestras el ruido disminuye, pero la respuesta a los cambios de posición angular es lenta, y si el eje del motor permanece estático se produce ruido, afectando la precisión en la medida. Otro inconveniente de este programa es que los datos se actualizan cada 0.33 segundos debido a la estructura usada para la adquisición de datos, por esta razón se decidió usar un programa que adquiriera punto a punto, y de forma continua para un mejor procesamiento de los datos.

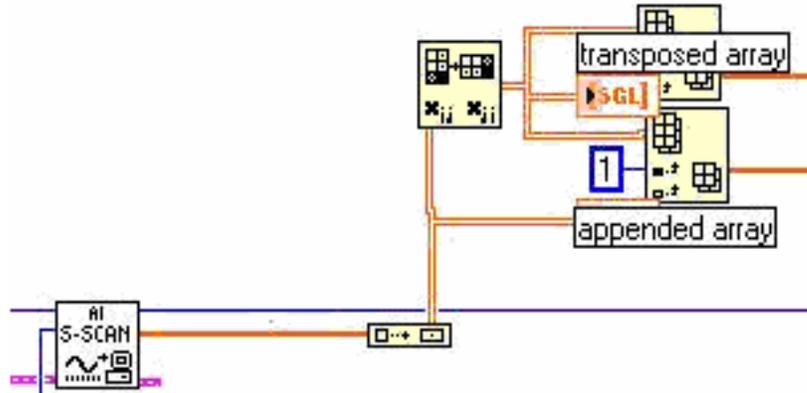
Segundo Programa diseñado. El segundo programa usado es una versión modificada de un ejemplo para adquisición de datos que se encuentra en LabVIEW 6.1 y se llama **ContAcq&Chart (hw timed).vi**. Al adquirir los datos punto a punto se tiene acceso más rápido y mejor visualización de las señales, en este programa el valor de las muestras se leen directamente del registro FIFO de la tarjeta usando una función llamada **AI Single Scan**, la adquisición se configura para no tener **buffer** de datos, y se basa en una estructura **While**, de forma que la adquisición continuara hasta que se ordene detenerse mediante un pulsador en el panel frontal, o si ocurre algún error. La rata de muestreo depende de que tanto procesamiento y visualización debe efectuar el programa. Se deben configurar los parámetros para la adquisición de datos mediante la función **AI Config**, para indicar los canales que se van a leer, y los limites de entrada. El valor **Interchannel delay** de -1 le indica a la tarjeta PCI-1200 que ajuste automáticamente a la frecuencia de muestreo escogida, y no se utiliza **buffer** de datos. En la función **AI Start**, se configura la frecuencia de muestreo, y con el valor 0 se le indica que la adquisición será continua.

Figura 38. Configuración de parámetros para adquisición de datos



Fuente: Autor

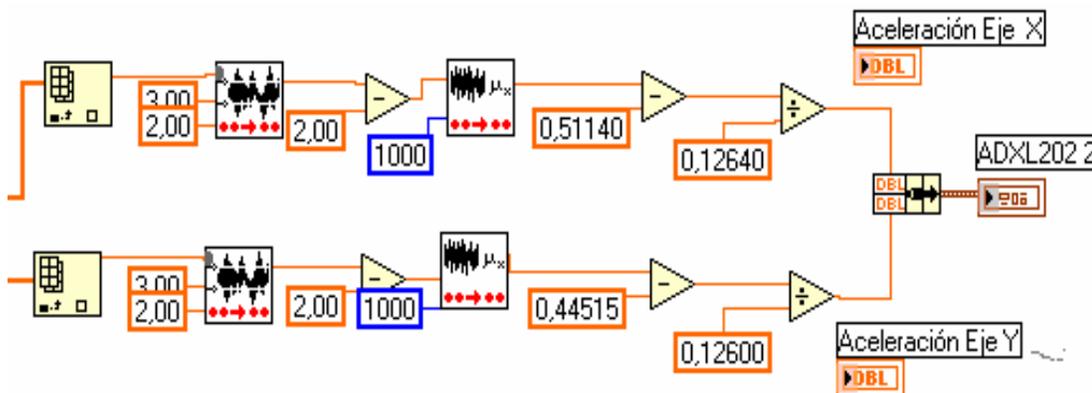
Figura 39. Discriminación de las señales obtenidas en cada canal



Fuente: Autor

Con la función **AI S-Scan** se obtienen los datos en forma de vector fila de dos elementos, cada uno de ellos corresponde a la lectura instantánea en un canal, se debe convertir este vector fila en un vector columna para discriminar los valores empleando para ello la función **Transpose Array**; luego se separan datos de los canales con la función **Index Array**.

Figura 40. Detección la señal de aceleración



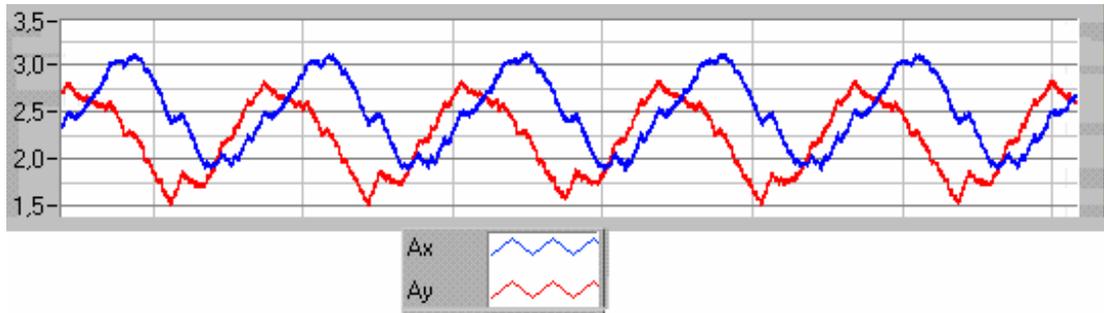
Fuente: Autor

La señal adquirida Tiene ruido en su amplitud, por eso se aplica un método que recorta la señal en su amplitud, pero este procedimiento se hace punto a punto y la señal se convierte en una onda cuadrada con amplitud igual a 1 voltio, luego se toma el valor medio de mil muestras que equivale a tomar el nivel de voltaje continuo en la señal modulada por ancho de pulso, como la señal esta normalizada, ese valor medio es equivalente al ciclo útil de la señal. Para calcular la aceleración se aplica la ecuación (22), teniendo en cuenta los valores determinados mediante calibración.

Como se menciona anteriormente, la frecuencia de muestreo permitida depende del rango dinámico en la señal de entrada, y de la cantidad de procesamiento y visualización del programa, de modo que solo se permite un valor máximo de 1000 muestras por segundo, ya que si se ingresa un valor superior, se reporta un error de sobre flujo en un registro de la tarjeta PCI-1200, y la adquisición de datos se detiene. Con El valor de 1000 muestras por segundo no se hace una buena cuantificación en la señal de entrada, y se observa mucho ruido, en especial cuando el eje del motor se encuentra sin rotación.

Tercer Programa Diseñado. En el párrafo anterior se mencionaban las ventajas que se tienen al adquirir señales punto a punto, de manera que el tercer programa diseñado es similar al segundo programa mencionado anteriormente porque incluye el código mostrado en las figuras 38 y 39, pero la diferencia radica en que se van a procesar señales analógicas en los canales de entrada 0 y 1 de la tarjeta PCI-1200, Se decidió usar una etapa de filtrado analógico con una constante de tiempo igual a 160 milisegundos, que equivale a una frecuencia de corte de 1 Hz , en la figura 41 se observan las señales filtradas correspondientes a cada canal, aun se observandose un bajo nivel de ruido.

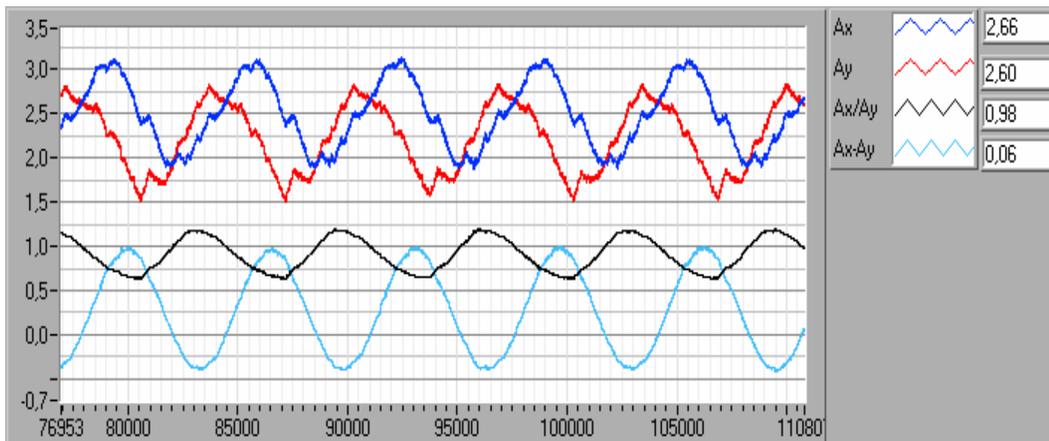
Figura 41. Señales Filtradas para el eje X y el eje Y del acelerómetro.



Fuente: Autor

Se puede hacer un escalamiento de la señal, así como sumar o restar un valor determinado para que las formas de onda tengan cruce por cero, y valores máximos y mínimos iguales a $1g$ y $-1g$ respectivamente. Si se efectúa una resta punto a punto entre los valores de A_x y A_y , se obtiene una nueva forma de onda, de igual forma ocurre cuando se efectúa una división punto a punto. Las formas de onda obtenidas para las operaciones aritméticas $A_x - A_y$, y A_x / A_y se observan en la figura 42, y se comparan con las señales filtradas originales.

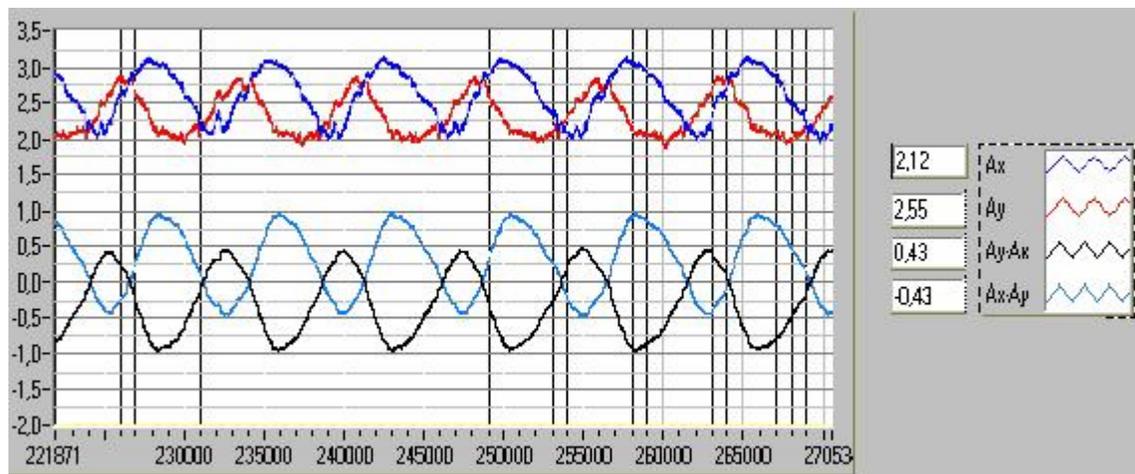
Figura 42. Formas de onda obtenidas para las operaciones $A_x - A_y$, y A_x / A_y



Fuente: Autor

Las nuevas señales obtenidas no tienen niveles considerables de ruido en comparación con las señales originales A_x , y A_y , esto se debe a que existe ruido que es común a las señales de salida del acelerómetro, debido posiblemente a la no linealidad en el proceso de modulación por ancho de pulso, a errores de cuantificación de la señal en el modulador por ciclo útil teniendo en cuenta el número efectivo de bits del mismo. La señal que se obtiene al efectuar la operación $A_x - A_y$, fue escogida, porque es el tipo de señal ideal para hacer la conversión a posición angular. Se toman valores máximo y mínimo de esta señal, para hacer un escalamiento y sumarle un valor determinado para que sus valores máximos sean $+1$ y -1 . Se necesita tener una señal de referencia para detectar el cuadrante correcto en el que se encuentra el vector para la posición angular y poder aplicar el procedimiento explicado en la figura 20. Esta señal de referencia corresponde a restar A_x de A_y y también se le hace un escalamiento y suma para que el rango de valores entre $+1$ y -1 , esta 180 grados desfasada con respecto a la señal $A_x - A_y$. En la figura 43 se observan las señales originales A_x y A_y , la resta $A_x - A_y$ y la resta $A_y - A_x$, para su posterior procesamiento.

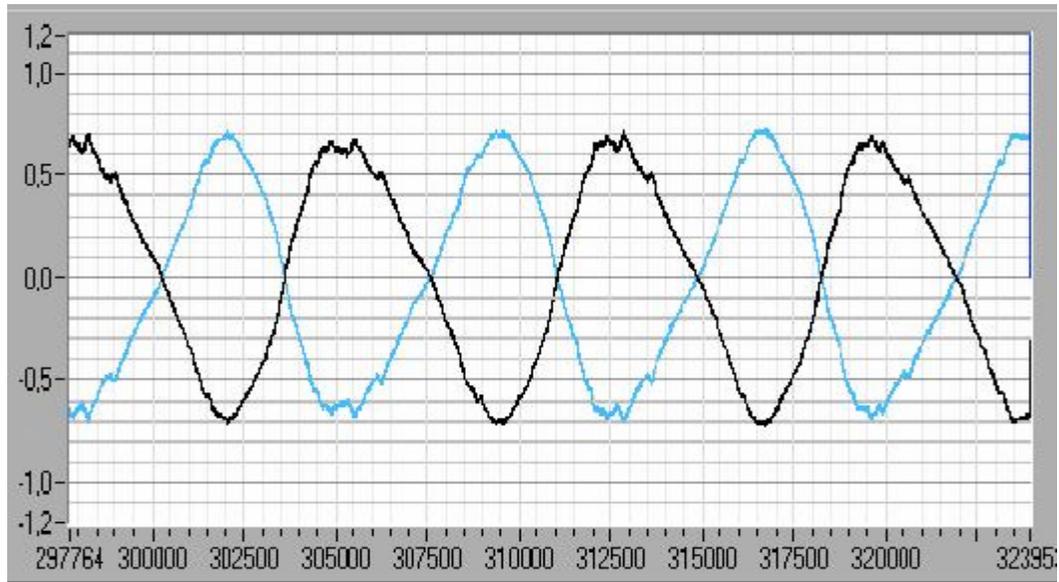
Figura 43. Señales A_x , A_y , $A_x - A_y$, y $A_y - A_x$



Fuente: Autor

Se efectúa una corrección en el nivel offset de las señales como se observa en la figura 44.

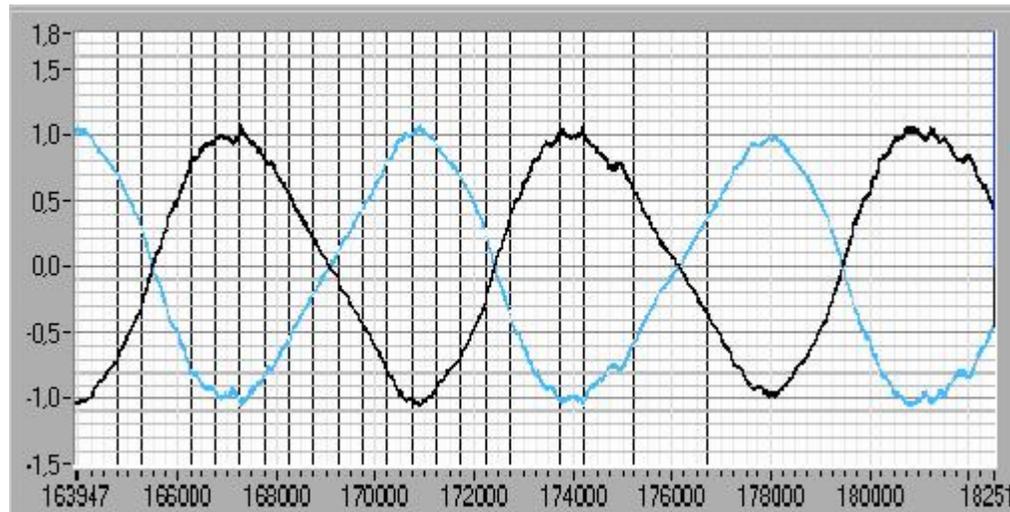
Figura 44. Corrección en el nivel offset



Fuente: Autor

El siguiente paso consiste en hacer un escalamiento de las señales para que sus valores máximo y mínimo sean 1 y -1 respectivamente. En la figura 45 se visualizan las señales ajustadas. A continuación se desplaza la curva **Ax-Ay** 90 grados hacia la derecha; empleando la función de LabVIEW llamada **Y[i]=X[i-n] PtByPt** que efectúa un desplazamiento de **n** muestras. Los cruces por cero están separados 3977 muestras y equivalen a un ángulo de fase con un valor de 180 grados, entonces se hace una regla de tres para encontrar el número de muestras equivalente a un ángulo de fase con valor de 90 grados, y se obtiene un valor de 1988 muestras. Después del desplazamiento se tienen las señales necesarias para hallar la posición angular entre 0 y 360 grados. Usando el algoritmo de la figura 20 se obtiene la posición angular.

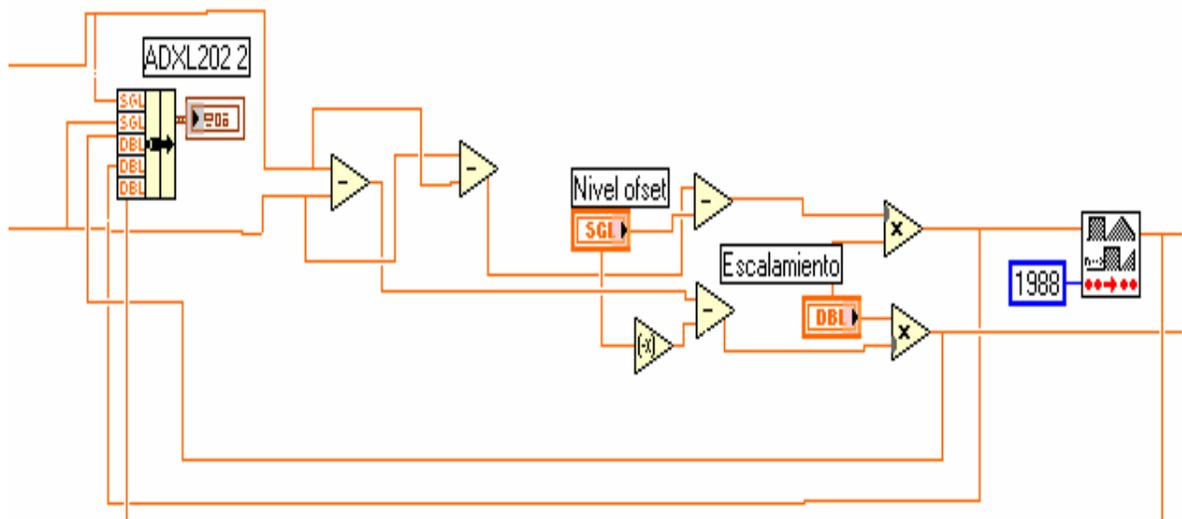
Figura 45. Normalización de las señales



Fuente: Autor

En la figura 46 se puede observar la sección del programa correspondiente al procesamiento explicado en las páginas anteriores.

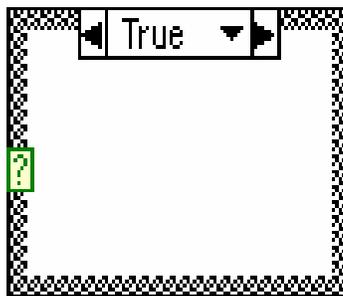
Figura 46. Sección del programa encargada de obtener las señales de aceleración



Fuente: Autor

La implementación del subprograma explicado en la figura (20), se basa en estructuras tipo **Case**, que dependiendo del estado que se tiene como entrada al control del interrogante, se ejecutarán las funciones que se encuentren en la franja **True**, o en la franja **False** de la estructura.

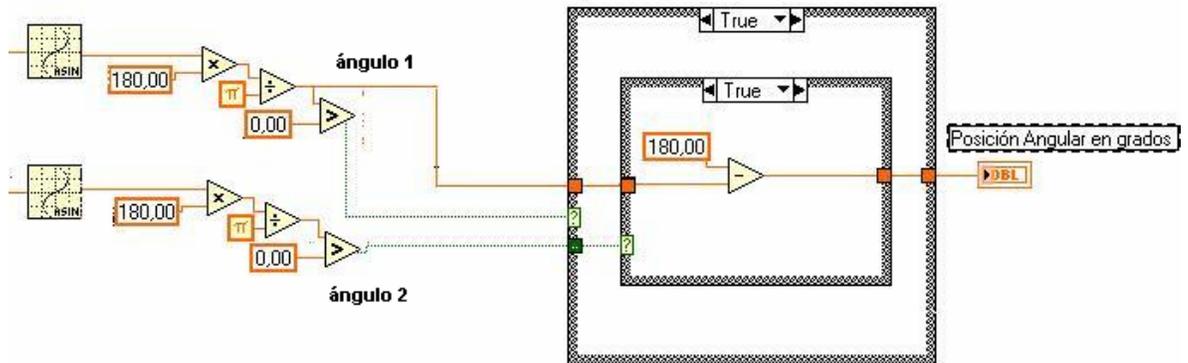
Figura 47. Estructura tipo **Case**



Fuente: Autor

En esta parte del programa, las señales que tienen valores máximo y mínimo de +1, y -1 respectivamente, serán convertidas en valores de ángulo dados en grados sexagesimales. En primera instancia se aplica la función **Asin**, o seno inverso obteniéndose valores de ángulo dados en radianes para luego ser convertidos en grados sexagesimales, después se comparan los signos de estos ángulos obtenidos para ser procesados en las estructuras tipo **Case**, como se observa en la figura 48. El signo del ángulo 1 controla la estructura Case exterior, y el signo del ángulo 2 controla la estructura Case anidada y dependiendo de los signos que tengan los ángulos obtenidos, se ejecutara determinada franja en las estructuras **Case**, para ubicar el valor del ángulo 1 en el cuadrante correcto y obtener la posición angular en grados sexagesimales

Figura 48. Subprograma para obtener la posición angular



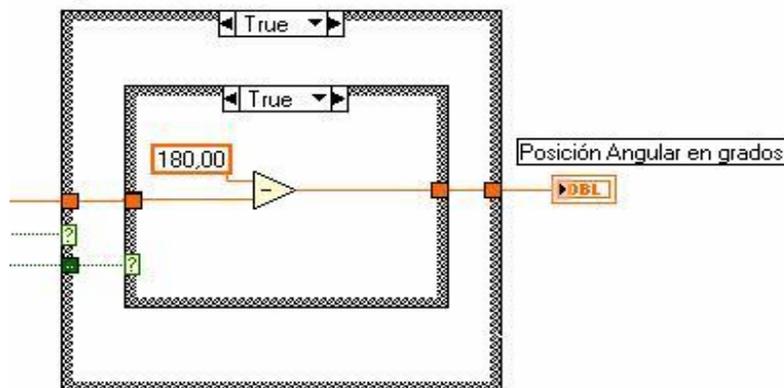
Fuente: Autor

La ejecución de las estructuras **Case** es de la siguiente manera:

-Primer caso: Si el ángulo 1 es positivo y el ángulo 2 es negativo, el valor de posición angular es el mismo ángulo 1.

-Segundo caso: Si el ángulo 1 es positivo y el ángulo 2 es positivo, el valor de posición angular es igual a 180 grados menos el ángulo 1, (figura 49).

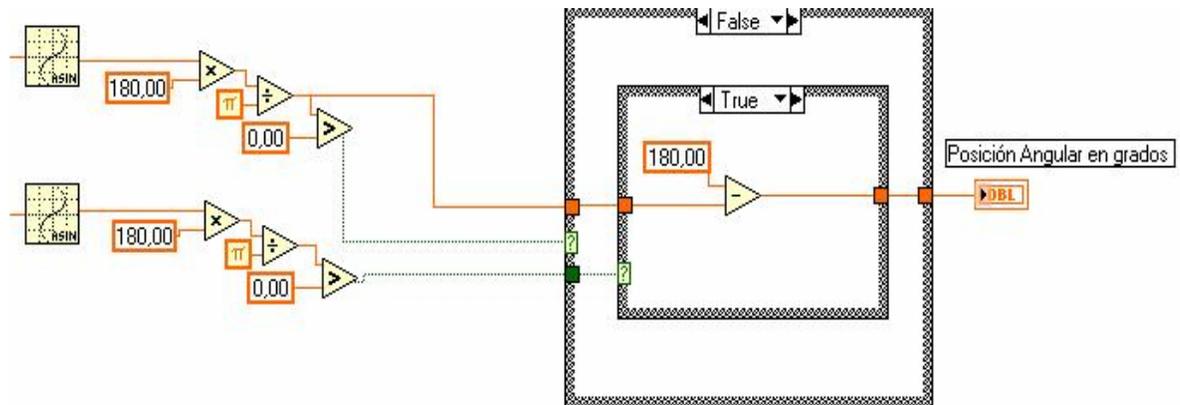
Figura 49. Estructuras ejecutadas para el segundo caso.



Fuente: Autor

-Tercer caso: Si el ángulo 1 es negativo, y el ángulo 2 es positivo, entonces el valor de posición angular es igual a 180 grados menos el ángulo 1 (figura 50).

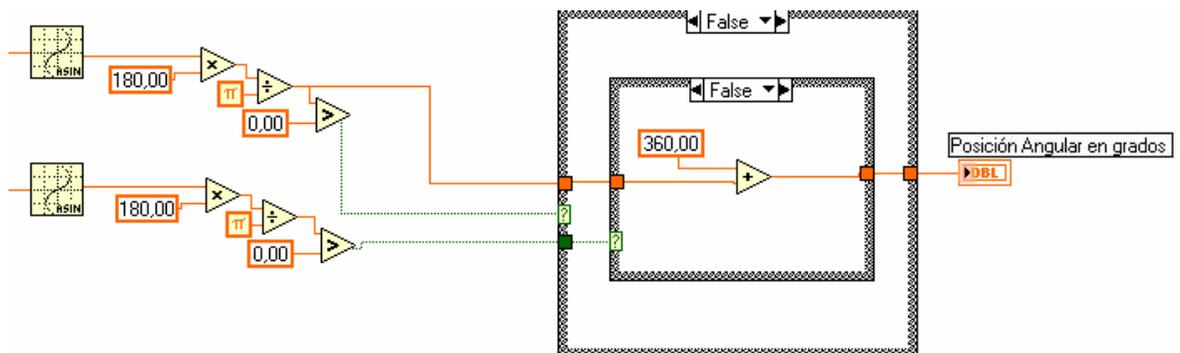
Figura 50. Estructuras ejecutadas para el tercer caso.



Fuente: Autor

-Cuarto caso: Si tanto el ángulo 1 y el ángulo 2 son negativos entonces el valor de posición angular es igual a 360 grados mas el ángulo 1 (figura 51).

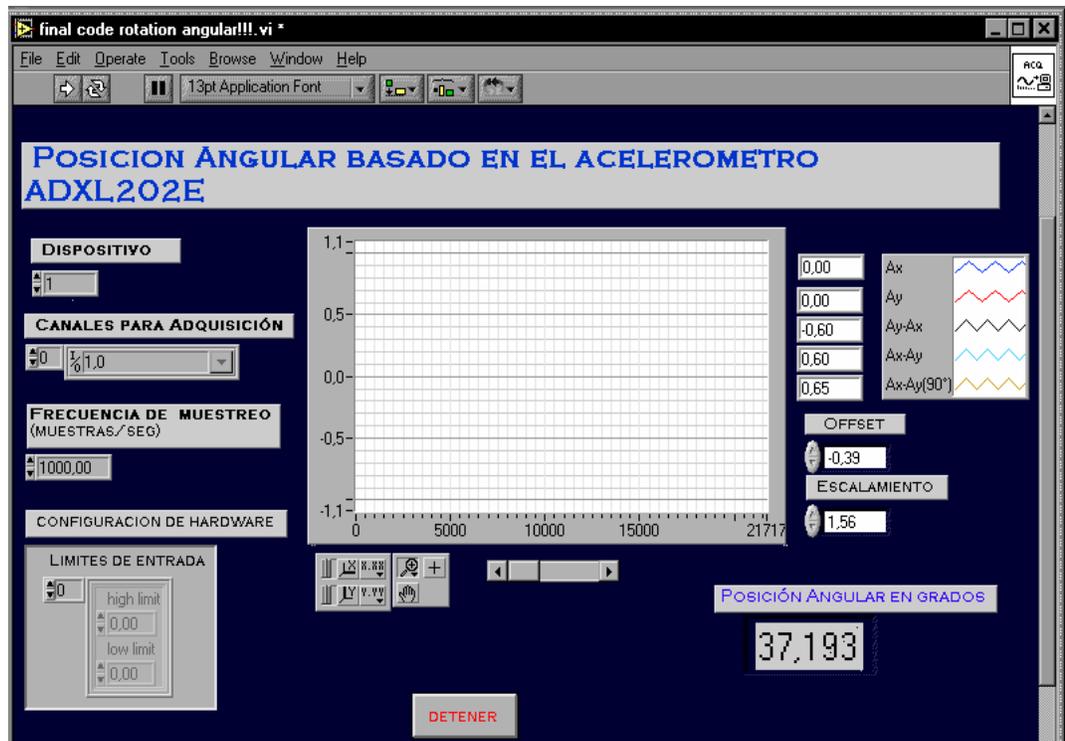
Figura 51. Estructuras ejecutadas para el cuarto caso.



Fuente: Autor

El panel frontal del programa es sencillo e incluye controles para configurar la adquisición de datos y graficas, ademas de controles para la señal de aceleración e indicadores digitales para la posición angular.

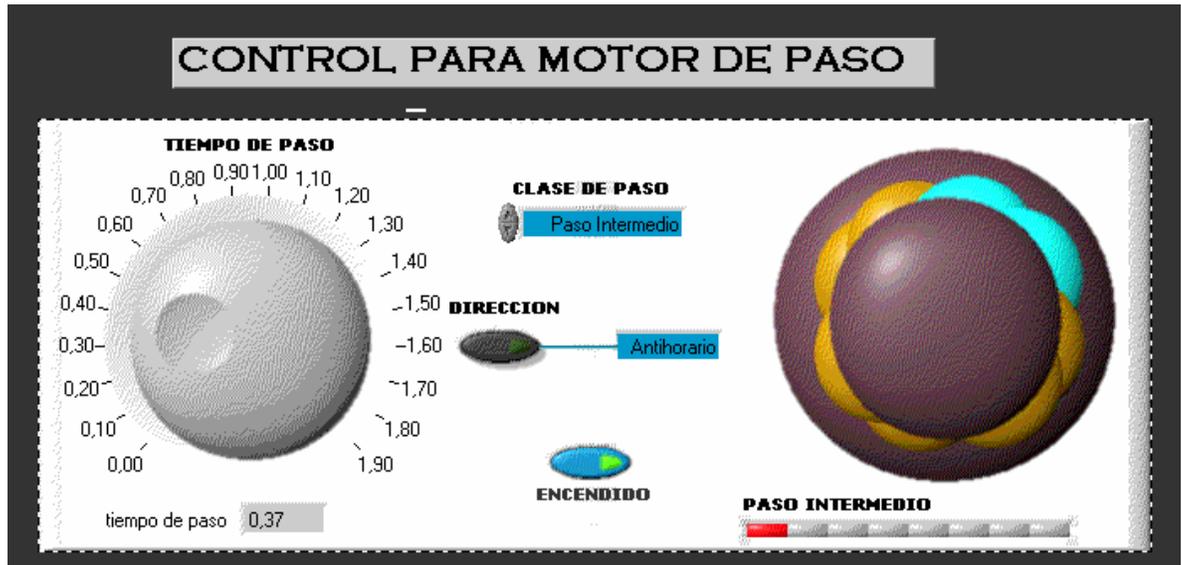
Figura 52. Panel Frontal del programa final



Fuente: Autor

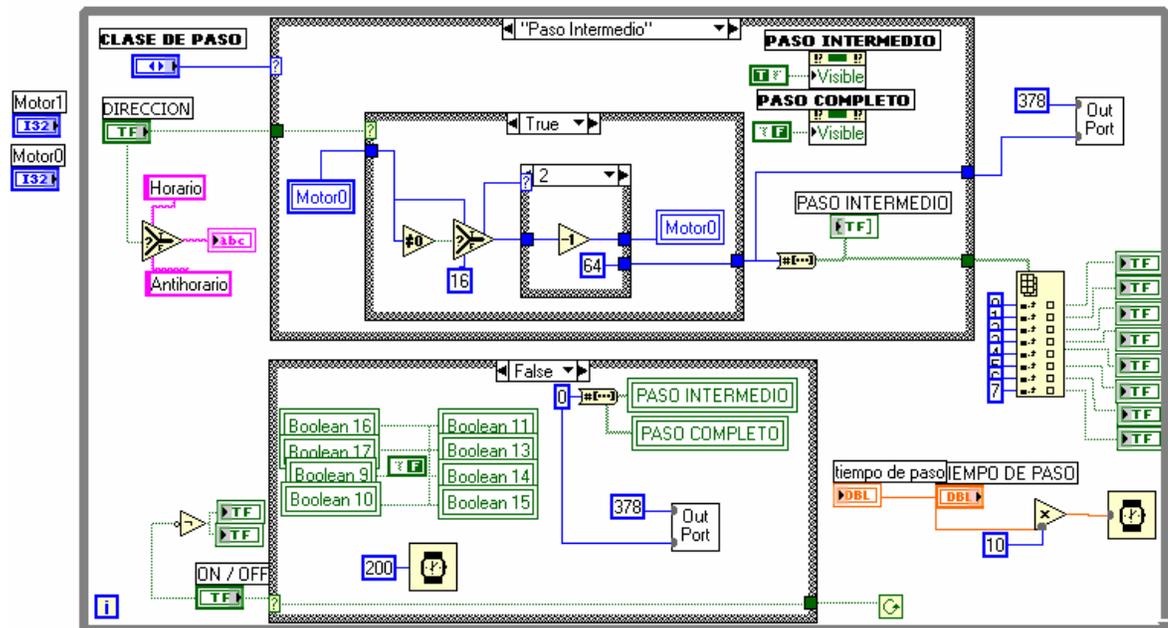
Se diseño también un programa para controlar el motor de paso desde el puerto paralelo estándar, en el se pueden variar parámetros como el sentido de giro (Horario, u Antihorario), la duración del paso, y el tipo de paso (Paso completo, o Paso Intermedio), pero se presentaron problemas al poner a funcionar tanto el programa para adquisición de datos, como el programa para controlar el motor de paso, porque la visualización de los datos era muy lenta y se presenta un error de sobreflujo en la tarjeta PCI-1200 que se debe a las características propias del computador usado, así como la cantidad de memoria RAM disponible.

Figura 53. Panel Frontal en el programa de control para el motor de paso



Fuente: Autor

Figura 54. Programa para controlar el motor de paso



Fuente: Autor

3.2 MONTAJES Y SOFTWARE PARA MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METÁLICAS USANDO ACELEROMETROS MEMS

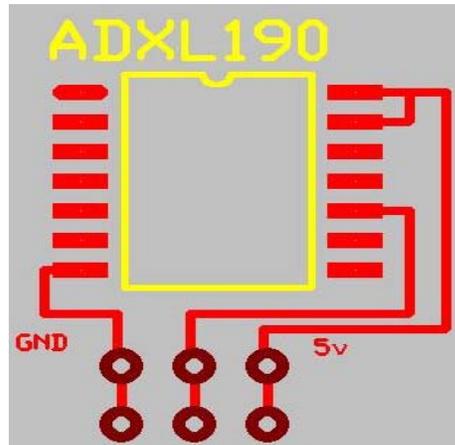
El propósito es estudiar la vibración en barras metálicas, además de la frecuencia natural de vibración, al modificar parámetros tales como longitud efectiva y área transversal. Se utilizó el acelerómetro ADXL190 de la empresa norteamericana **Analog Devices** que tiene un rango de medida de $\pm 100G$, el acondicionamiento de señal fue hecho completamente mediante software, incluyendo una etapa de filtrado que no genera retraso en la señal procesada; además se diseñó un sistema de soporte para las barras metálicas, que incluye el sistema mecánico para producir un impacto en las barras que induce la vibración.

3.2.1 Montajes. El hardware diseñado consta principalmente de un acelerómetro ADXL190 con su respectivo circuito impreso, y un sistema basado en una bobina solenoide que produce un impacto en las barras para generar vibración en las mismas.

Tarjeta del acelerómetro ADXL190 y calibración. Un requisito importante para medir vibraciones, y en especial la frecuencia natural de vibración en barras es que el sensor sea de tamaño y peso reducidos, para no tener efectos de carga mecánica; por esta razón la tarjeta de circuito impreso es muy sencilla, ya que solo tiene al acelerómetro y se le conecta un cable blindado para alimentarlo y obtener la señal de salida. El acelerómetro posee un terminal destinado a ajustar el nivel de cero **G**, mediante la conexión de un potenciómetro entre el terminal positivo de alimentación y tierra. El nivel de cero aceleración se ajusta automáticamente mediante el programa diseñado en LabVIEW. En la figura 55 se observa el diseño

del circuito impreso destinado a alojar el acelerómetro, e incluye puntos de conexión para el cable blindado.

Figura 55. Circuito impreso diseñado para el acelerómetro ADXL190.

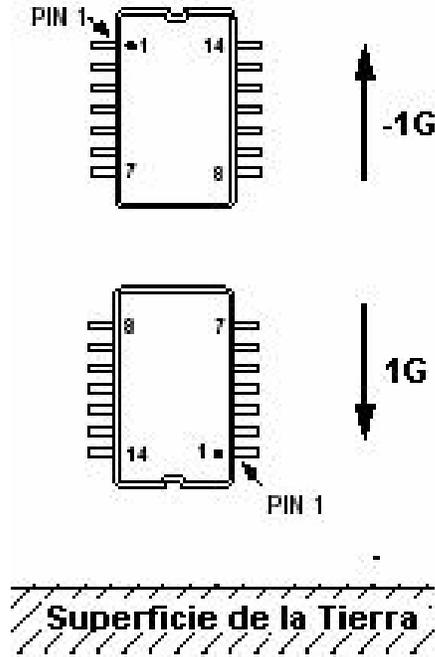


Fuente: Autor

Como se menciona anteriormente el terminal para configurar el nivel de voltaje para cero aceleración (cero **G**), no es utilizado y por eso únicamente se conectan tres terminales que corresponden al voltaje positivo de 5 voltios, tierra, y señal de salida al cable blindado que va hacia una caja donde se encuentra un regulador de 5 voltios para alimentar al acelerómetro, y sale un cable blindado con dos terminales (Señal y tierra), hacia la tarjeta para adquisición de datos PCI-1200.

El acelerómetro debe ser calibrado para determinar su sensibilidad efectiva, el fabricante da un valor de 18 milivoltios por cada **G**, pero este valor necesita ser verificado para obtener datos confiables en la señal de salida del acelerómetro. Se efectuó un procedimiento de calibración que se observa en la figura 56, y consiste en colocar el acelerómetro en dirección perpendicular a la superficie de la Tierra para medir los valores de voltaje correspondientes a **1G**, y **-1G**.

Figura 56. Método de calibración del acelerómetro.

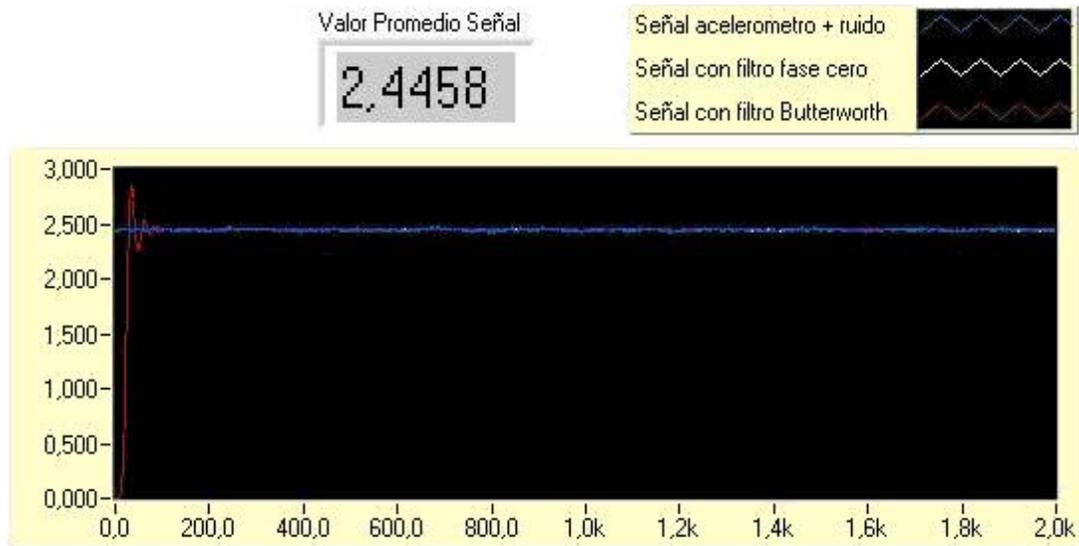


A continuación teniendo los voltajes correspondientes a 1G y -1G se aplica la ecuación (51)

$$Sensitividad(voltios / G) = \frac{(Salida_para_1G) - (Salida_para_-1G)}{2} \quad (51)$$

Para efectuar la calibración como se menciona anteriormente se utilizó un programa diseñado en LabVIEW usando la tarjeta PCI-1200 para adquisición de datos, el cual consiste en tomar 2000 muestras de señal a mil muestras por segundo, que equivale a dos segundos en los que el acelerómetro se encontrará en las orientaciones que se observan en la figura 56. A las 2000 muestras se les calcula el promedio aritmético, y el resultado se observa en la pantalla. En la Figura 57 se observa el valor obtenido cuando se está midiendo 1G, y el resultado es 2.4458 Voltios.

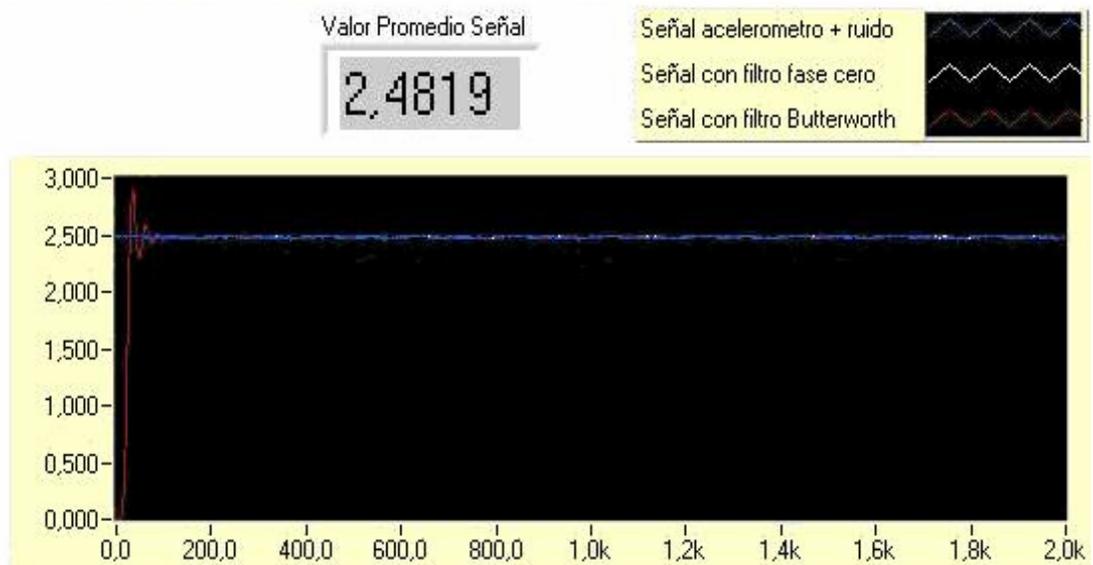
Figura 57. Señal del acelerómetro midiendo 1G



Fuente: Autor

En la figura 58 se observa el valor obtenido cuando se esta midiendo -1G. Se obtiene un valor de 2.4819 voltios.

Figura 58. Señal del acelerómetro midiendo -1G.



Fuente: Autor

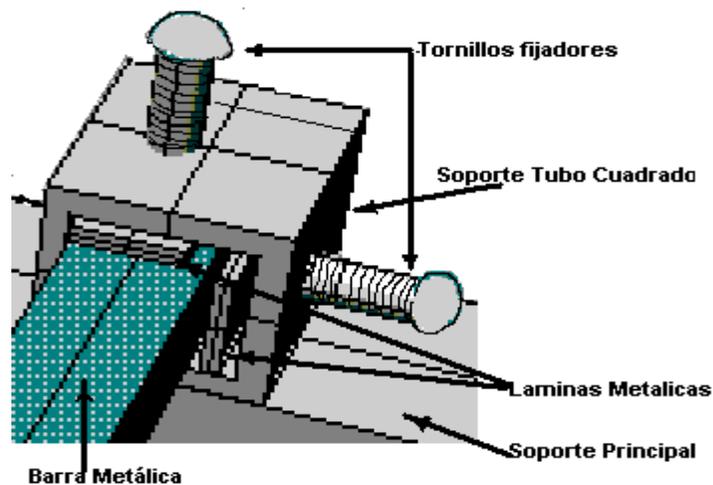
Los valores medidos se reemplazan en la ecuación (51) para tener el valor de sensibilidad efectiva del acelerómetro.

$$\text{Sensibilidad}(\text{voltios}/G) = \frac{(2.4458V) - (2.4819V)}{2G} = \frac{0.0361V}{2G} = 0.01805V/G \quad (52)$$

El valor calculado de 18.05mV/G es cercano al valor nominal que da el fabricante (18mV/G). La tarjeta de circuito impreso va a estar colocada en el extremo libre de las barras metálicas donde no existen nodos de vibración.

Estructura de soporte para las barras metálicas y el impactador. Para medir la frecuencia natural de vibración en las barras metálicas se necesita un buen sistema de soporte que mantenga fijo uno de los extremos de las barras, para efectuar una buena medición. Si el sistema de soporte no es bueno, se presentara vibración en el extremo que se supone debe estar inmóvil, y el resultado será una mala medición. En la figura 59 se observa el sistema de soporte para las barras que utiliza un tubo cuadrado en el cual de ha hecho un roscado en dos caras perpendiculares, para alojar los tornillos fijadores que a su vez están en contacto con dos lados de la barra para producir una buena fijación.

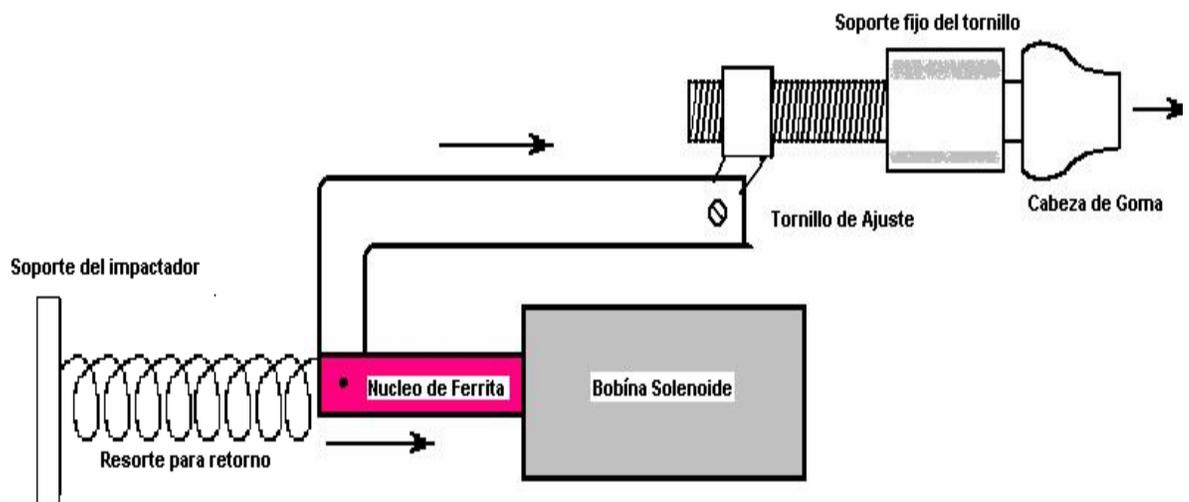
Figura 59. Soporte para fijar las barras



Fuente: Autor

Para iniciar las vibraciones en las barras se ha diseñado un sistema sencillo que se basa en un solenoide que funciona a 110 voltios, y es activado mediante un pulsador de 10 amperios. El solenoide tiene un núcleo de ferrita que se encuentra separado mediante un resorte, cuando se activa el solenoide, el núcleo de ferrita se desplaza en la dirección señalada en la figura 60. El núcleo de ferrita está acoplado mecánicamente con un tornillo ajustable que se encarga de producir el impacto en la barra, este tornillo tiene acoplada una cabeza de goma, que no va a producir un choque excesivamente peligroso para el acelerómetro, sino que se encarga básicamente de producir un desplazamiento momentáneo en la barra para iniciar las vibraciones en la misma.

Figura 60. Esquema del impactador basado en un solenoide.



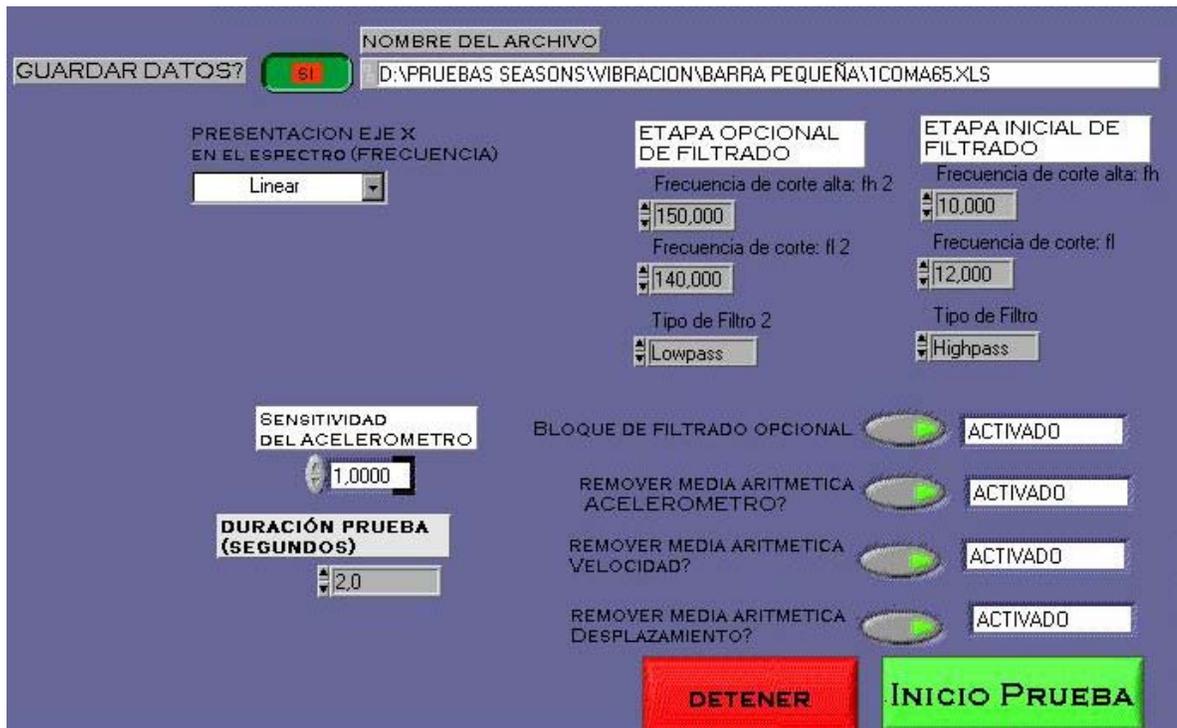
Fuente: Autor

Cuando se desactiva el pulsador, el resorte hace que el núcleo de ferrita y la estructura asociada regresen a la posición inicial. El tornillo ajustable tiene la facilidad de limitar el recorrido de la cabeza de goma accionada por el solenoide, y por consiguiente sirve para regular la magnitud del impacto en la barra. El impactador se encuentra sobre un soporte que se puede desplazar 30 centímetros

a lo largo de la barra, para que el impacto pueda ser efectuado en diferentes puntos cuando sea necesario.

3.2.2 Software. Todo el acondicionamiento de la señal que proviene del acelerómetro se hace mediante el programa diseñado en LabVIEW 6.1; en el panel frontal de encuentran controles para la adquisición y procesamiento de la señal, un indicador para visualizar el valor de la frecuencia natural en la barra, y se encuentran graficas en tiempo y análisis espectral. La parte del panel frontal que se encarga de configurar la adquisición y el procesamiento de la señal se observa en la figura 61.

Figura 61. Detalle del panel frontal

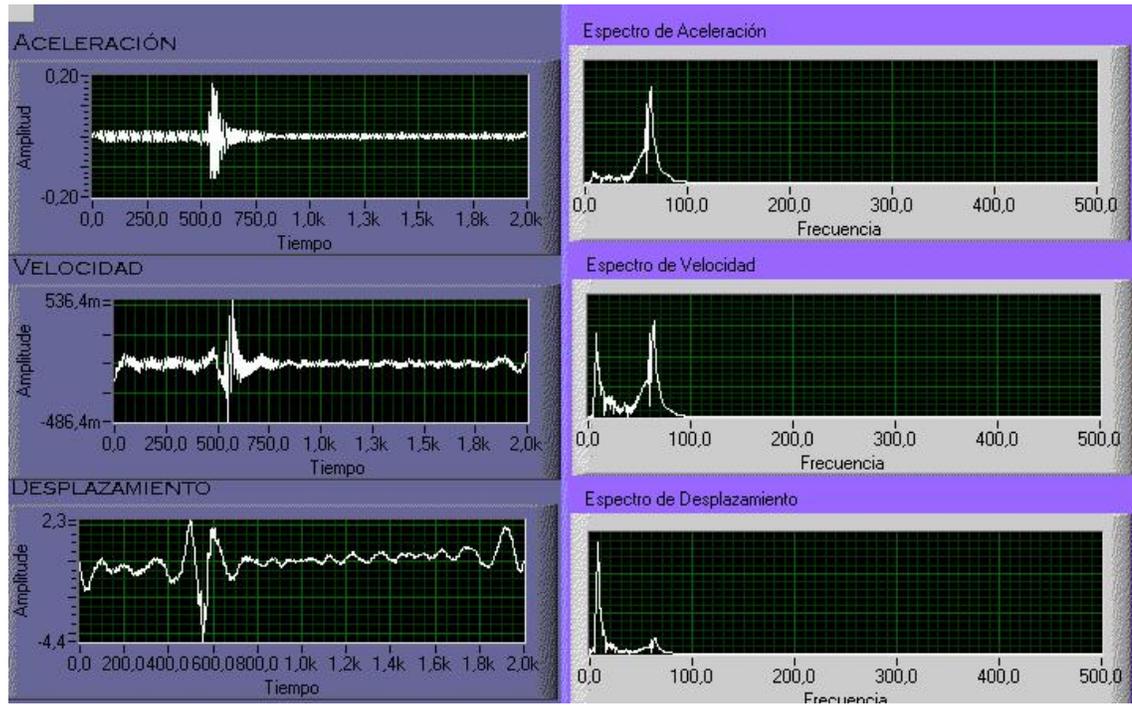


Fuente: Autor

En el control GUARDAR DATOS, se determina si es necesario almacenar la señal de aceleración y el valor encontrado para la frecuencia natural en un archivo de MICROSOFT EXCEL, para un análisis posterior, y se indica el nombre del archivo que se desea guardar. Se puede escoger el tipo de presentación que va a tener el eje **X**, en las graficas espectrales de la señal, también se tiene una etapa de filtrado que no produce retardo en la señal filtrada como se explicará posteriormente, y existe una etapa opcional de filtrado que será activada si es necesario con el control BLOQUE DE FILTRADO OPCIONAL, el valor que tiene la sensibilidad del acelerómetro se ingresa en el control correspondiente, así como la duración de la prueba en segundos. El usuario decidirá si es necesario remover la media aritmética de la señal que se obtiene del acelerómetro, y se aplica a dispositivos cuyo voltaje de salida para aceleración cero es diferente de 0 voltios, en el caso particular del acelerómetro ADXL190, este valor corresponde a 2.5 voltios. También es posible remover la media aritmética de las señales obtenida para velocidad y desplazamiento, esto se hace para evitar saturación en la función de integración. Finalmente se tiene el control INICIO DE LA PRUEBA, para comenzar a adquirir los datos una vez se han configurado los controles mencionados anteriormente. Otra parte muy importante del panel frontal corresponde a la visualización. Como se observa en la figura 62, se presentan las señales en el tiempo de aceleración, velocidad y desplazamiento en la barra, así como sus respectivos espectros.

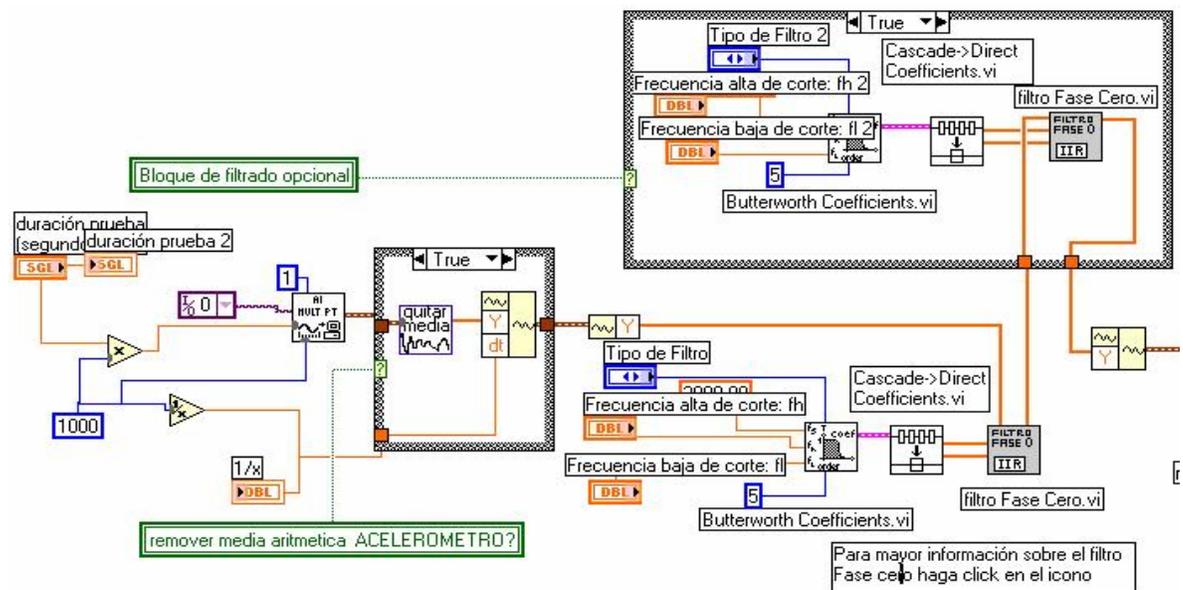
El programa se basa en una estructura **While**, que se controla con el pulsador DETENER del panel frontal. Dentro de esta estructura se encuentra una estructura **Case**, que se ejecuta cuando se pulsa el control INICIAR PRUEBA, y se da inicio a la adquisición y procesamiento de datos. En la figura 63 se observa la parte del diagrama que corresponde al procesamiento de la señal.

Figura 62. Visualización de Señales en el tiempo, y en el dominio de la frecuencia



Fuente: Autor

Figura 63. Procesamiento de la señal en el diagrama



Fuente: Autor

Se usa la función **Ai Mult Pt**, para adquirir los datos en el canal para entrada analógica 0, y el numero de muestras se determina mediante la multiplicación del tiempo para la adquisición por la frecuencia de muestreo, a continuación se efectúa la remoción de la media aritmética en la señal mediante un SubVI llamado QUITAR MEDIA, luego se pasa a la sección de filtrado que no produce retardo, ó fase en la señal filtrada. Inicialmente se configuran parámetros tales como el tipo de filtro (Pasa altos, Pasa bajos, Pasa banda, o Rechazo de banda), y las frecuencias alta y baja de corte, en la función **Butterworth Coefficients** y como su nombre indica se generan los coeficientes de la función de transferencia en un filtro **Butterworth** para implementar un filtro IIR (siglas en ingles de Respuesta infinita al impulso), basándose en el modelo de un filtro **Butterworth**. La salida de datos es tipo **Cluster** que luego pasan hacia la función **Cascade->Direct Coefficients** que convierte los coeficientes en avance (coeficientes del numerador), y los coeficientes en retraso (coeficientes del denominador), en dos arreglos, información que pasa hacia el SubVI llamado FILTRO FASE CERO que se describe en el dominio de la transformada z mediante la siguiente función racional*:

$$Y(z) = \frac{b_1 + b_2 z^{-1} + \dots + b_{(nb+1)} z^{-(nb)}}{1 + a_2 z^{-1} + \dots + a_{(na+1)} z^{-(nb)}} X(z) \quad (53)$$

donde

$Y(z)$ \Leftrightarrow datos de salida.

$X(z)$ \Leftrightarrow datos de entrada.

Coeficientes en atraso $\Leftrightarrow a$ ($a_1 = 1$)

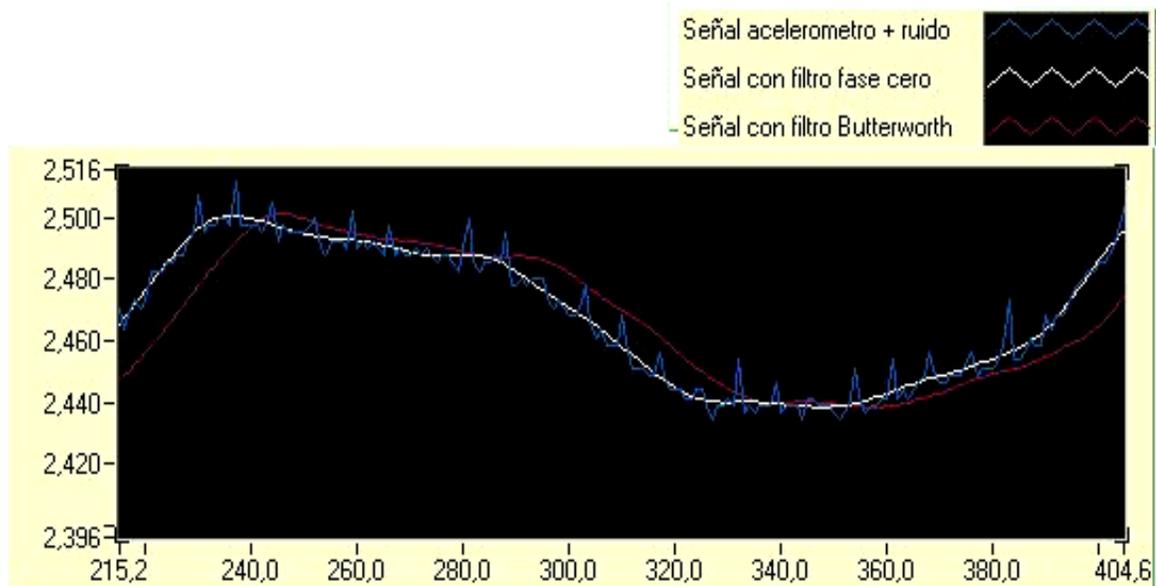
Coeficientes en adelanto $\Leftrightarrow b$

La señal de entrada es de tipo **Array**, y equivale a tener un arreglo, ó vector con n muestras, este vector de datos es filtrado, a continuación el arreglo filtrado se invierte (es decir el primer elemento pasa a ser el último), y es nuevamente

* Oppenheim, A.V. and R.W. Schaffer. Discret-Time Signal Processing, pp. 311-312.

filtrado. Esta operación dobla el orden del filtro, y no provoca fase en la señal filtrada con respecto a la señal original sin filtrar, como se observa en la figura 64.

Figura 64. Señal Filtrada del Acelerómetro



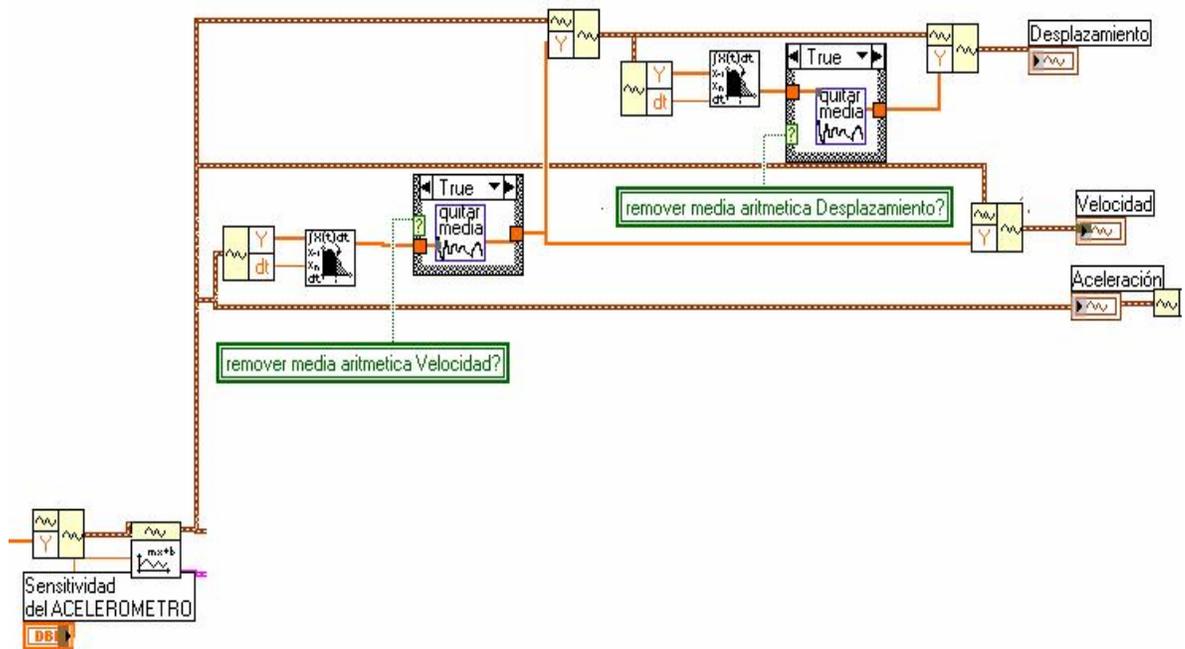
Fuente: Autor

Como prueba del filtro teniendo como entrada la señal del acelerómetro que tiene ruido blanco alrededor de 4kHz, se observa la señal sin filtrar, la señal filtrada con un filtro **Butterworth** pasa bajos con la correspondiente fase generada, y la señal filtrada y en fase con la señal original sin filtrar. Después esta etapa de filtrado principal, si el usuario lo desea, es posible activar una etapa opcional de filtrado con las mismas características mencionadas anteriormente.

Después de filtrar y acondicionar la señal se hace un escalamiento de la misma para que los valores obtenidos se den en unidades de aceleración y no en voltios, para esto se introduce el valor que tiene la sensibilidad del acelerómetro en el

control correspondiente del panel frontal, de manera que este valor ingresado, y la señal procesada ingresan en una función llamada **Waveform Scale and Offset**, que se observa en la figura 65.

Figura 65. Escalamiento de la señal procesada, e integración numérica.



Fuente: Autor

Para obtener las señales correspondientes a velocidad, y desplazamiento en la barra, se efectúa integración numérica mediante la función **Integral x(t)**, para esto es necesario descomponer la señal en un arreglo de valores, y en el espacio entre las muestras, que corresponden a las salidas **Y**, y **dt** de la función **Get Waveform Components**. Si el usuario lo desea se puede remover la media aritmética en la señal de velocidad, y en la señal de aceleración para evitar saturación en el integrador, y luego estas señales son visualizadas en el panel frontal.

Para el análisis espectral de la señal se usa la transformada rápida de **Fourier** usando la función **FFT Spectrum (Mag- Phase)**, se tiene dos salidas que son magnitud y fase; en este caso se necesita saber la magnitud y se usa esta salida que es tipo **Cluster**, entonces se obtienen dos valores que son magnitud y espacio en frecuencia (**dF**). La magnitud del espectro que corresponde a la aceleración se visualiza en el panel frontal. Para obtener los espectros correspondientes a las señales de velocidad y desplazamiento se aplican propiedades de la transformada de **Fourier**, en especial la propiedad referente a la integración en el dominio del tiempo, y su correspondiente función en el dominio de la frecuencia. En la Tabla 7 se observan las expresiones matemáticas para las señales de aceleración, velocidad, y desplazamiento, en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

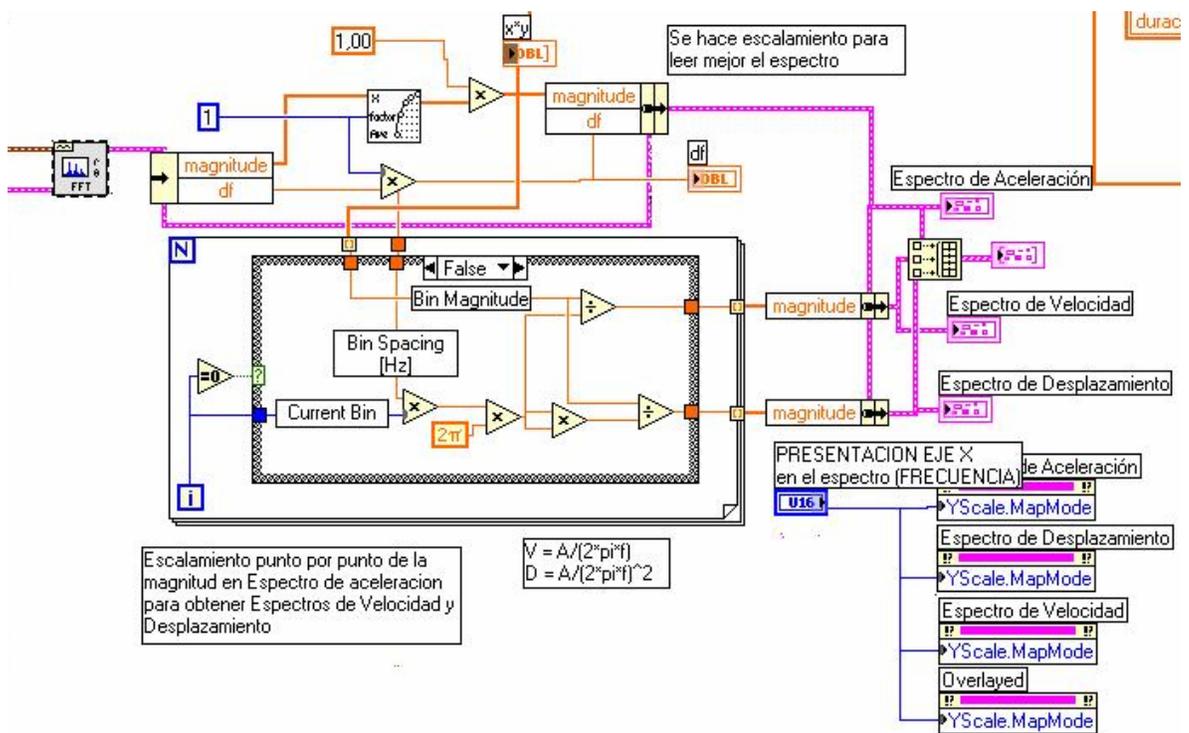
Tabla 7. Representación en tiempo y en frecuencia de las señales procesadas

Señal	Representación en el tiempo	Representación de la magnitud en frecuencia
Aceleración	$a(t)$	A
Velocidad	$\int a(t)dt$	$\frac{A}{(\omega)} = \frac{A}{(2 \times \pi \times f)}$
Desplazamiento	$\iint a(t)dt$	$\frac{A}{(\omega)^2} = \frac{A}{(2 \times \pi \times f)^2}$

Fuente: Autor

En la figura 66 se observa la parte del diagrama correspondiente para obtener la representación espectral de las señales de aceleración, velocidad y desplazamiento. Para controlar el modo de visualización del espectro en el eje Y (Eje de Frecuencia), se usan propiedades de nodo, y se tiene la opción de observar los espectros por separado, o superpuestos en el panel frontal

Figura 66. Procesamiento para visualizar El espectro de las señales

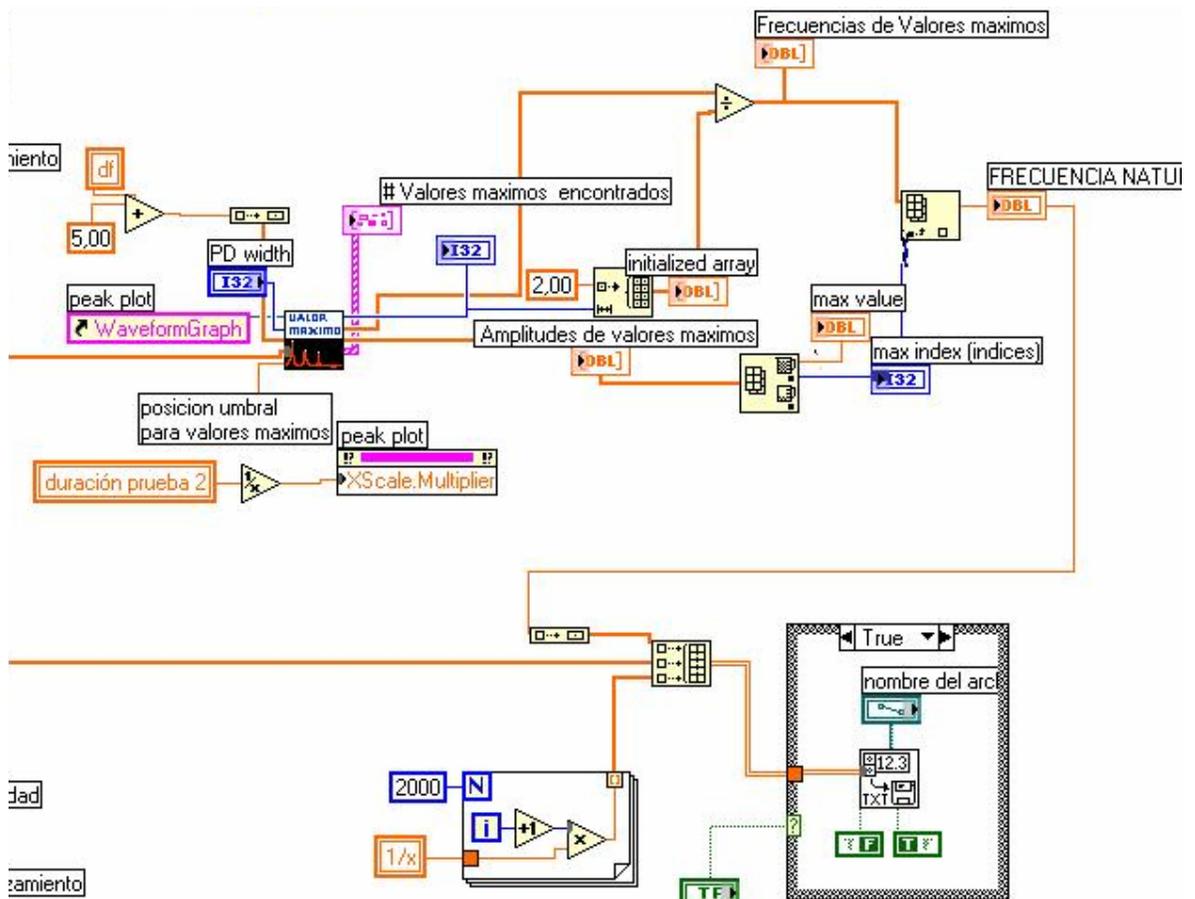


Fuente: Autor

Para detectar la frecuencia natural de vibración en las barras metálicas, se efectúa la detección de los valores máximos, en la magnitud del espectro correspondiente a la aceleración, usando un SubVI llamado VALORES MAXIMOS, se determina un umbral para la detección que normalmente es igual a cero. En el panel frontal se tienen indicadores que dan información sobre el numero de valores máximos de frecuencia encontrados, y sus correspondientes amplitudes, estos datos son del

tipo **Array** , o arreglo, entonces para encontrar el valor de frecuencia que corresponde con la máxima amplitud (en este caso la frecuencia natural), se aplica al arreglo de las amplitudes obtenidas la función **Array Max & Min**, que tiene una salida correspondiente al número del elemento que tiene el máximo valor del arreglo, y este índice se usa como entrada a la función **Index Array**, que se ha aplicado al arreglo de los valores de frecuencia; el valor de esta frecuencia detectada se visualiza en el panel frontal. Finalmente se incluye una sección destinada a almacenar la señal de aceleración, y el valor de frecuencia natural, en un archivo de Microsoft Excel. En la figura 67 se observa la parte del diagrama que corresponde a lo explicado anteriormente.

Figura 67. Detección de la frecuencia natural, y almacenamiento de datos



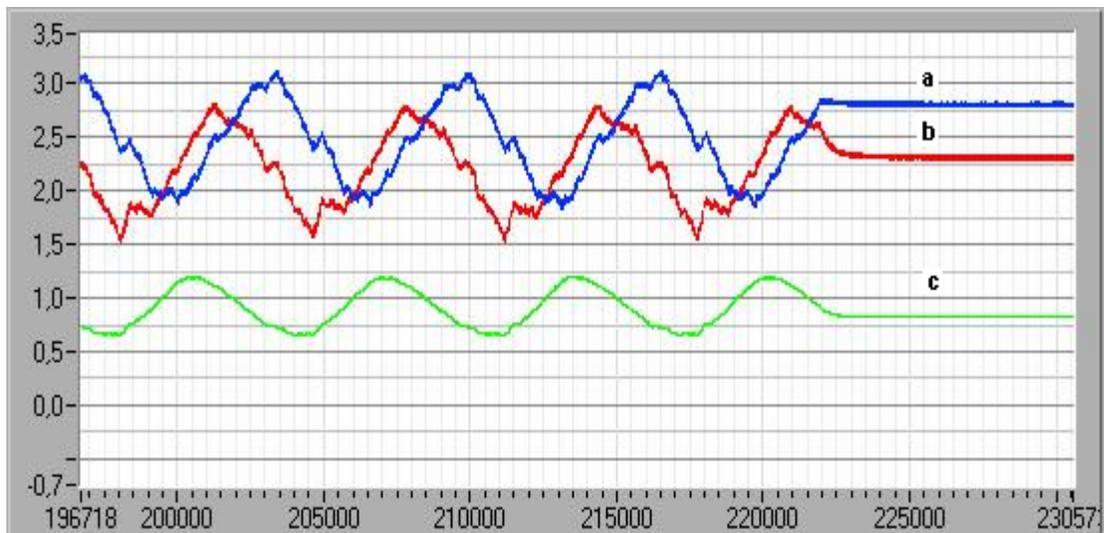
Fuente: Autor

4. RESULTADOS

4.1 RESULTADOS PARA LA MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR CON ACELERÓMETROS MEMS

Los niveles de ruido que se originan en el acelerómetro fueron disminuidos notablemente, ya que si la información sobre posición angular va a ser utilizada como realimentación en un sistema de control, es muy importante que se tenga una señal con muy bajo ruido, y que responda a los cambios de una manera confiable. En la figura 68 se observa una prueba específica en la que el motor se encuentra girando, para luego detenerse, y sirve para evaluar el desempeño del sistema.

Figura 68. Prueba del software



Fuente: Autor

El sistema tiene una buena respuesta y como se observa en la señal **c** de la figura 68 el ruido ha sido disminuido notoriamente. Este tipo de respuesta es difícil de obtener usando los dos primeros programas diseñados, a menos que se usen etapas de filtrado que tengan constantes de tiempo relativamente grandes, con el inconveniente de quitarle velocidad de respuesta al sistema.

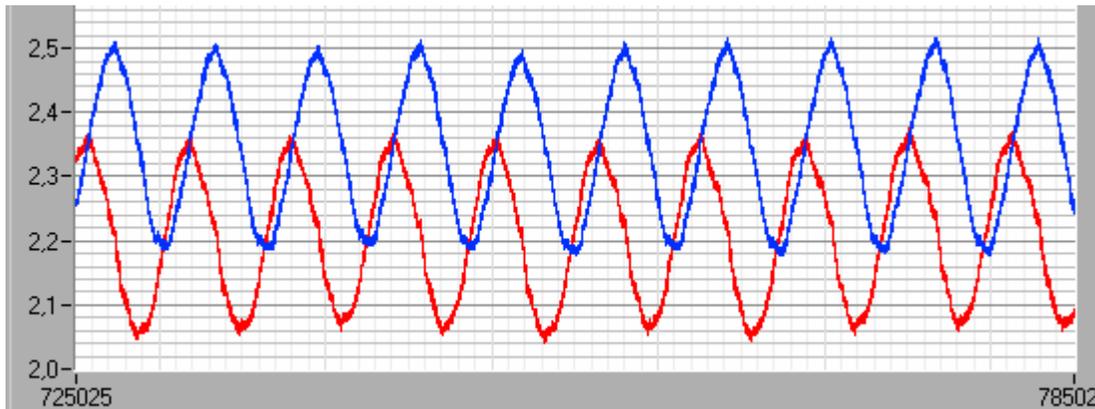
La razón principal para no usar el primer programa diseñado es que no se tenía una buena respuesta a los cambios en la posición angular del eje en el motor, y los datos que se presentaban en el panel frontal no se actualizaban adecuadamente. Además se registraba un atraso de 1.5 segundos en el procesamiento y presentación de los datos. Las señales presentaban mucho ruido.

En el segundo programa diseñado se presentó el problema de no tener una frecuencia de muestreo adecuada para adquirir una señal cuadrada de 140Hz, ya que debido a la cantidad de acondicionamiento y procesamiento de las señales adquiridas solo se permitía una frecuencia de muestreo de 1000Hz, y en el caso que se activara otra tarea de **Windows**, mientras el programa estuviera ejecutándose, se presentaba un error de sobreflujo en un buffer de la tarjeta PCI-1200 y se detenía su ejecución. Otro inconveniente es el ruido de cuantificación que se sumaba a la señal adquirida, ya que la restricción en la frecuencia de muestreo a un valor máximo permisible de 1000Hz no es suficiente para hacer una buena cuantificación de las señales de entrada.

El último programa diseñado aprovecha las ventajas que se presentan al hacer adquisición de datos punto a punto, de una señal analógica, por eso se decidió hacer la etapa de acondicionamiento y filtrado externa de la figura 32, teniendo en

cuenta que la constante de tiempo en el filtro no sea de un valor considerable, pero tampoco de un valor muy reducido. En esta parte se hizo una prueba con un filtro cuya constante de tiempo es de 850 milisegundos y se observo que las señales adquiridas tiene niveles muy bajos de ruido y se acercan a la señal ideal de la función trigonométrica seno, pero el inconveniente es el atraso que genera en el sistema, y la poca velocidad de respuesta que se tiene en este caso. En la figura 69 se observa la forma que tienen las señales adquiridas después de pasar por el filtro cuya constante de tiempo es 850 milisegundos.

Figura 69. Señales adquiridas después del primer filtro utilizado



Fuente: Autor

Finalmente se uso un filtro cuya constante de tiempo es 160 milisegundos, y se obtuvieron las formas de onda que se observan en la figura 68. La señal de referencia para calcular la posición angular se obtiene de restar punto a punto las señales adquiridas, obteniendose una nueva señal casi ideal y muy cercana a la función seno esperada, de modo que al calcular la posición angular. Los errores que se producen no son mayores de 5 grados con respecto al valor real

4.2 RESULTADOS PARA MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METALICAS USANDO ACELEROMETROS MEMS

Se efectuaron pruebas en tres barras metálicas del mismo tipo de acero con sección transversal rectangular, pero con dimensiones físicas diferentes, como el área de la sección transversal, el espesor, y la longitud. En la Tabla 8 se enumeran las características geométricas de las barras utilizadas para efectuar las pruebas.

Tabla 8. Características geométricas de las barras utilizadas

Barra	Ancho(cm.)	Alto(cm.)	Largo(cm.)
1	1.7	2	60
2	1.65	1.55	60
3	1.65	1.55	25

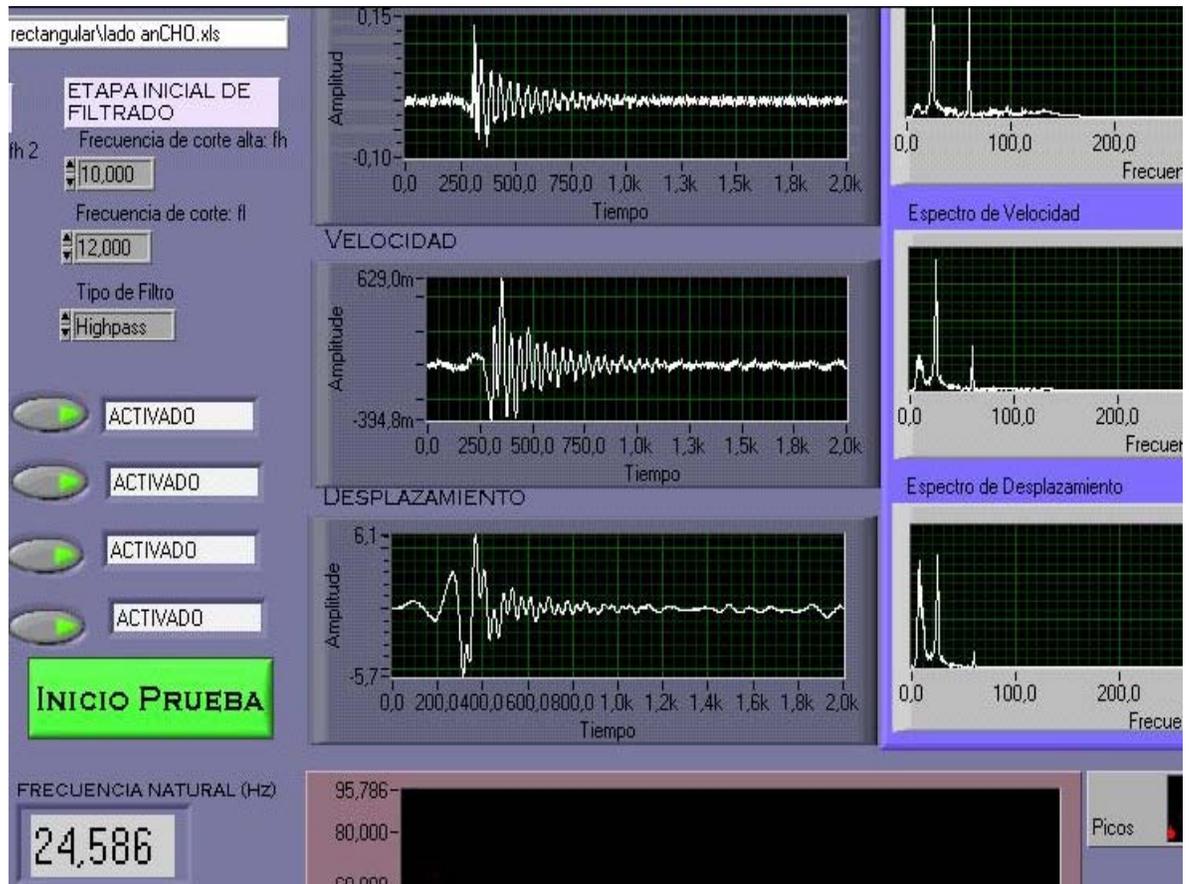
Fuente: autor

Las pruebas efectuadas se inician teniendo el bloque de filtrado configurado como pasabajos y con una frecuencia de corte de 150Hz. A continuación se presenta el espectro para determinar las frecuencias presentes; luego, se reduce la frecuencia de corte en el filtro para aislar el primer valor con mayor amplitud que corresponde a la frecuencia natural.

4.2.1 Resultados para la Barra 1. Las pruebas para esta barra se hicieron produciendo en impacto en el lado ancho de la barra (2 cm), y posteriormente en el lado angosto (1.7cm)

Prueba en el lado ancho de la barra. Se registro una frecuencia natural de 24.586Hz, y se presenta una captura de pantalla del programa en la figura 70.

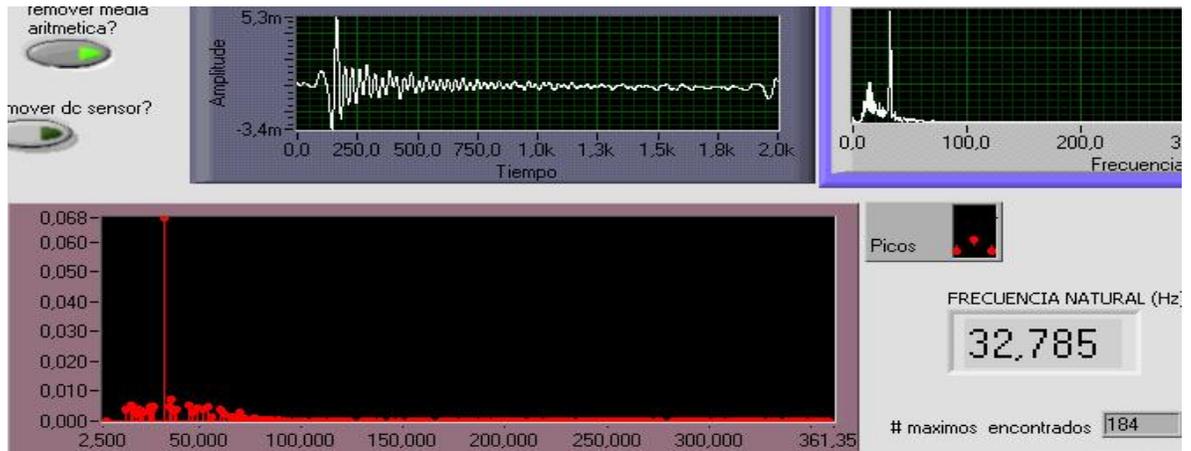
Figura 70. Prueba en la barra 1



Fuente: Autor

Prueba en el lado angosto de la barra. En este caso la prueba consta de dos partes: prueba con un solo impacto, y prueba con varios impactos. En la prueba para solo un impacto se registra un valor de 32.785Hz, se observa en la figura 71 una captura de pantalla visualizando el resultado, y la parte correspondiente a la detección de los valores máximos en el espectro

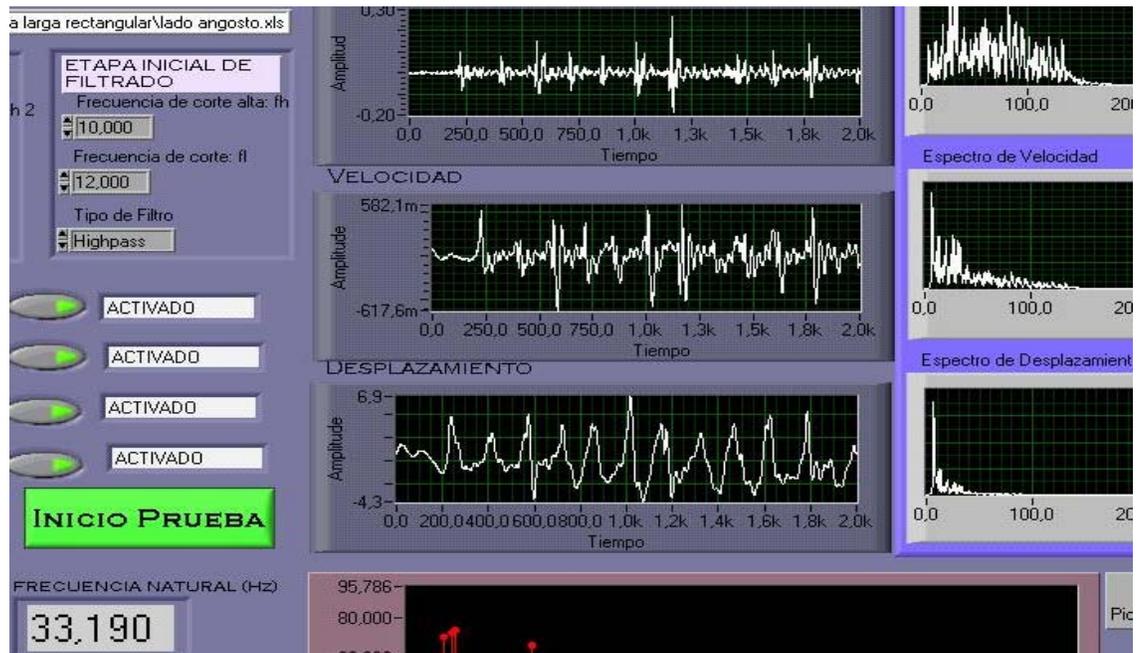
Figura 71. Prueba en el lado angosto de la barra 1, para un solo impacto



Fuente: Autor

En la prueba con varios impactos el valor obtenido para la frecuencia natural es igual a 33.190Hz como se observa en la figura 72.

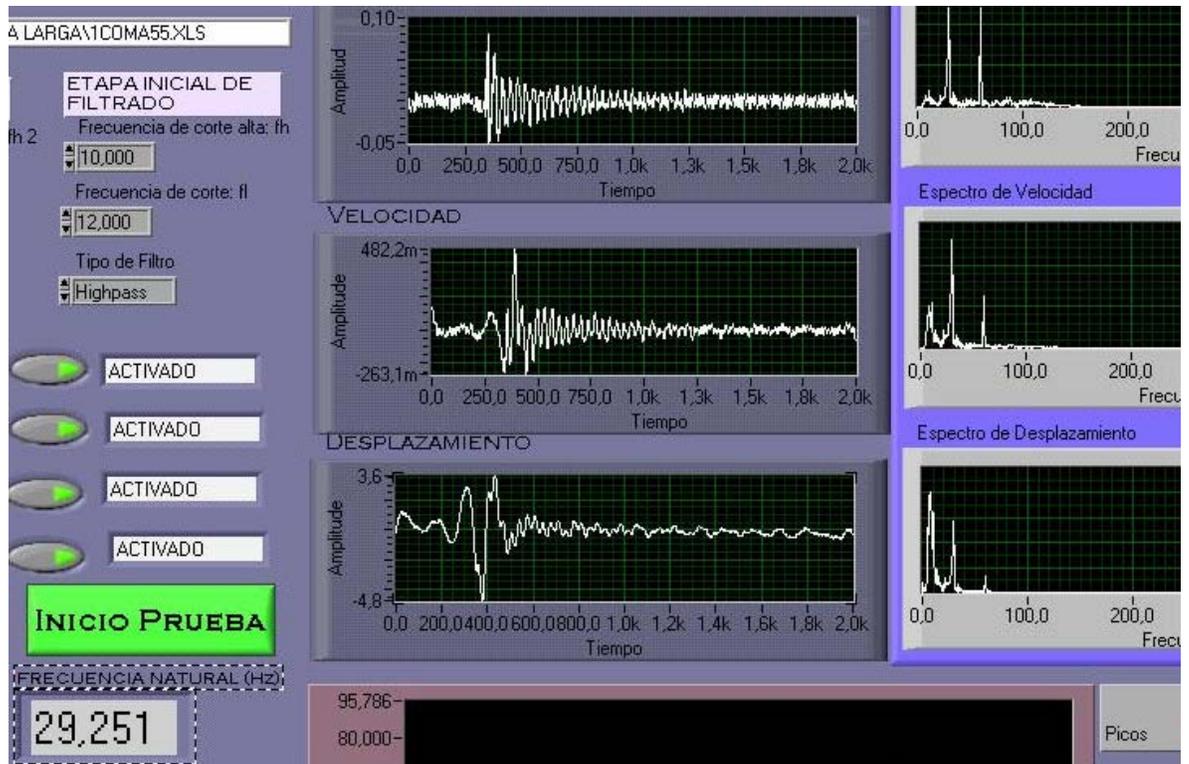
Figura 72. Prueba con varios impactos en el lado ancho de la barra 1.



Fuente: Autor

4.2.2 Resultados para la Barra 2. En esta prueba, el impacto se produjo sobre el lado ancho de la barra (1.65cm), y se obtuvo una frecuencia natural de 29.251Hz como se ve en la figura 73.

Figura 73. Prueba sobre el lado ancho de la Barra 2

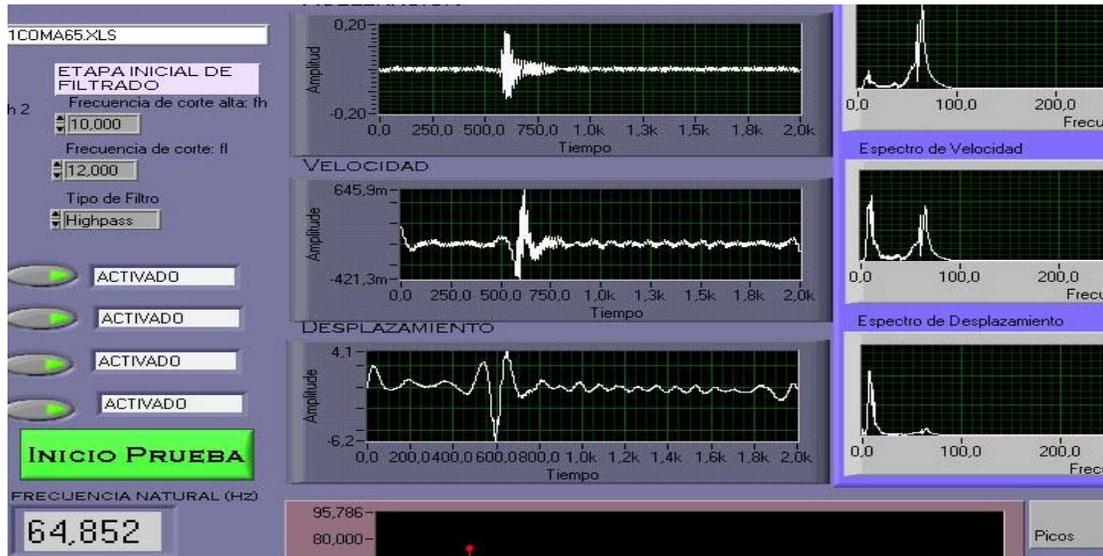


Fuente: Autor

4.2.3 Resultados para la Barra 3. En esta sección nuevamente se hizo una prueba con un solo impacto, y una prueba con varios impactos El impacto se produjo sobre el lado ancho (1.65cm).

Para la prueba con un solo impacto se obtuvo un valor de 64.852 para la frecuencia natural, como se observa en la figura 74.

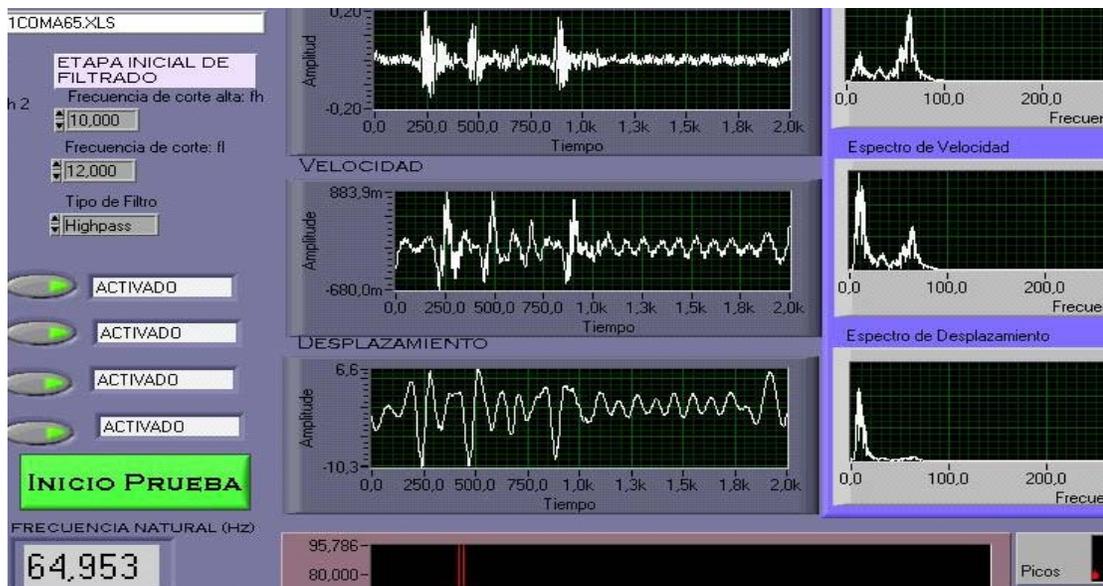
Figura 74. Prueba con un solo impacto para la Barra 3.



Fuente: Autor

Al efectuar la prueba con varios golpes se obtiene una frecuencia natural de 64.953Hz.

Figura 75. Prueba con varios golpes para la Barra 2



Fuente: Autor

Se obtuvieron resultados consistentes para el análisis de vibración, pero también se observa la presencia del ruido electromagnético a 60Hz, es por esa razón que es necesario ajustar la frecuencia de corte en la etapa de filtrado para aislar la frecuencia natural de vibración y obtener una buena visualización de los datos en el panel frontal.

5. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

5.1 OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES PARA MEDIDA DE POSICIÓN ANGULAR USANDO ACELERÓMETROS MEMS

1. La aplicación desarrollada se aplica para bajas velocidades de rotación, en este caso, en motores de paso, ya que si la velocidad del motor es considerable, el rango de medida del acelerómetro ya no estará en $\pm 1\mathbf{G}$, y se estará midiendo aceleración centrífuga.
2. Es muy importante hacer un análisis de ruido en el acelerómetro, para determinar la sensibilidad efectiva del mismo.
3. Para un funcionamiento óptimo del sistema es necesario que la temperatura de operación no tenga variación en un rango muy amplio porque se producirán cambios indeseables en la sensibilidad, y en el valor para ciclo útil correspondiente a cero aceleración (cero \mathbf{G}).
4. El uso de las señales de salida moduladas por ancho de pulso en el acelerómetro, para hacer la transmisión a través de las escobillas es un buen recurso, debido a que el ruido que se induce solo afecta la amplitud máxima (5 voltios), y mínima (100 milivoltios), de la onda cuadrada, y no afecta al ciclo útil de la señal.
5. El ruido en las escobillas es inevitable, ya que el contacto entre el anillo de bronce y las escobillas no es perfecto, por esta razón se necesita acondicionar la señal a sus niveles nominales de voltaje, de 5 voltios y 100 milivoltios.

6. El fabricante da unos valores nominales para la sensibilidad, y el valor correspondiente para aceleración cero; pero es necesario efectuar un procedimiento de calibración para obtener los valores propios del acelerómetro que se está usando, ya que estos parámetros pueden variar ligeramente entre dispositivos.
7. El computador que va a ser usado para ejecutar la adquisición de datos y el procesamiento de la señal, debe tener ciertas características específicas mínimas, como son: memoria RAM de 64 megabytes o superior, procesador **pentium** MMX, o superior, y no deben estar ejecutando otras tareas que pueden hacer que el programa se detenga.
8. Los componentes pasivos que se conectan al acelerómetro para determinar el ancho de banda, y el periodo T_2 , deben tener muy baja tolerancia, ya que se puede tener variaciones poco deseables en la medición.
9. Para motores DC, la aplicación requiere que se haga diferenciación entre la aceleración centrífuga producida por la alta velocidad de rotación, y la aceleración estática (causada por la gravedad), para determinar la posición angular instantánea.

5.2 OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES PARA MEDIDA DE VIBRACIÓN EN BARRAS METÁLICAS

1. La frecuencia natural de vibración en una barra metálica aumenta su valor si su longitud efectiva es relativamente corta.
2. Para efectuar una correcta medición es necesario que la barra de prueba se encuentre ajustada firmemente en el soporte, ya que si este no es el caso, se producirán vibraciones en este punto y se obtendrán resultados erróneos.
3. El análisis de vibración es una herramienta muy útil para evaluar resistencia de materiales que serán usados en aplicaciones críticas.
4. Es indispensable que el acelerómetro tenga una masa muy reducida, para que no se produzcan efectos de carga mecánica en la barra de prueba y cambien los valores para la frecuencia natural de vibración.
5. No se recomienda usar en el impactador una cabeza de material muy rígido, porque esto puede llegar a deteriorar el acelerómetro.
6. El filtro Fase cero aplicado en el programa diseñado es muy útil para diversas aplicaciones, ya que no se produce fase en la señal filtrada como ocurre con los filtros tradicionales.
7. Es importante efectuar un procedimiento de calibración en el acelerómetro, para determinar parámetros como la sensibilidad, y el voltaje correspondiente a una aceleración cero.

8. Para el impactador se necesita tener un pulsador que maneje corrientes de 8 amperios.

9. el acelerómetro ADXL190 presenta un excelente desempeño para efectuar medidas de vibración e impacto debido a su amplio rango de medida, y su sensibilidad.

10. El cable blindado que lleva la señal de aceleración hacia la tarjeta PCI-1200 debe estar idealmente sin movimiento considerable, porque se puede inducir ruido en sus conductores.

BIBLIOGRAFIA

ANALOG DEVICES. ADXL190 Low Cost ± 100 G Single Axis Accelerometer with Analog Output [PDF] UNITED STATES OF AMERICA 2002

ANALOG DEVICES. ADXL105. High Accuracy ± 1 G to ± 5 G Single Axis μ MEMS Accelerometer with Analog Input [PDF] UNITED STATES OF AMERICA 2002

ANALOG DEVICES. ADXL202E. Low-Cost ± 2 G Dual-Axis Accelerometer with Duty Cycle Output [PDF]. UNITED STATES OF AMERICA 2002

ANALOG DEVICES. ADXL210E. Low-Cost ± 10 G Dual-Axis Accelerometer with Duty Cycle Output [PDF]. UNITED STATES OF AMERICA 2002

BARKLEY GRAHAM, Bryan. Using an Accelerometer Sensor to Measure Human Hand Motion. [PDF]. United States of America , 2000. Massachusetts Institute Of Technology. Department of Electrical Engineering and Computer Science

BLEVINS Robert D., "Formulas for Natural Frequency and Mode Shape", New York, United states of America : Jon Wiley & Sons, 1996. 586p

BOSER, Bernhard E., Howe R.T., Surface micromachined accelerometers, IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 1995, pp. 337-344.

BOSER, Bernhard E. Accelerometer Design Example Analog Devices XL-05/50 [PDF]. United States of America 1999. UNIVERSITY OF CALIFORNIA,

BERKELEY. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences. Berkeley Sensor & Actuator Center ,

BROWN UNIVERSITY, Dynamics and vibrations, Division of Engineering.
<http://www.engin.brown.edu/courses/EN4/notesframe.htm> [HTML]. Providence, Rhode Island United States of America 2000

DOSCHER, James. Accelerometer Design and Applications [PDF], ANALOG DEVICES TECHNICAL NOTE , United States of America October 1999

ENDEVCO. Hoja de Datos Acelerómetro 7265A-HS [PDF]
http://www.endevco.com/pdf_originals/section1_123/7265a_hs.pdf

GERE, J. M. and Timoshenko, S.P., Mechanics of Materials, Chapter 7, pp. 412-413. Wadsworth, Belmont, 2nd ed., 1984.

G.K. Fedder and T. Mukherjee, "Physical Design For Surface-Micromachined MEMS", Proc. 5th ACM/SIGDA Physical Design Workshop, Reston, VA, April 1996, pp.53-60.

HARONAIN, D, "Maximizing microelectromechanical sensor and actuator sensitivity by optimizing geometry", Sensors and Actuators A, 50(1995) , pp. 223-236.

iMEMS. Sitio Web [HTML], <http://imems.mcnc.org/imems/imems.html> [HTML], Analog Devices/MCNC, Analog Devices, One Technology Way, Norwood, MA 02062.

LINDGREN, Lars-Erik, and Aidanpää, Jan-Olov. Mechanical Vibrations [PDF]. Porsön Sweeden 2002-09-04. LULEA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Division of Computer Aided Design

MATSON, Joe. Calibrating The ADXL210 Accelerometer [PDF]. SPARTAN EMBEDDED TECHNOLOGIES APPLICATION NOTE. United States of America December 1, 1999

OPPENHEIM, A.V. and SCAFER, R.W. Discret-Time Signal Processing, New York, United states of America : Jon Wiley & Sons, 1994 pp. 311-312.

PCB Piezotronics. Hoja de Datos Acelerómetro 352C67 [HTML]
<http://www.pcb.com/products/svs/svs352c67.html>

PREDICT/DLI Corporation. Vibration Terminology Glossary. <http://www.predict-dli.com/PdMXonweb/Resources/Glossary.html> [HTML]. United States of America 2002

SNOWDON, J. C. Vibration and shock in damped Mechanical systems. Pennsylvania, United states of America : Jon Wiley & Sons, 1968. 486p

WILCOXON RESEARCH, INC. Reading Accelerometer Specifications [PDF] United States of America , 1997

X. Zhang, W. C. Tang, "Viscous Air Damping in Laterally Driven Microresonators", Sensors and Materials, V. 7, no. 6, 1995, pp.415- 430.

Y.-H. Cho, A.P.Pisano and R.T. Howe, J. Microelectromechanical System, vol. 3, (1994) pp. 81

ANEXOS

ANEXO A

USO DE LA TECNOLOGIA MEMS EN ACELEROMETROS

A.1 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS MICRO ELECTROMECAÑICOS (MEMS)

Los sistemas micro electromecánicos (MEMS) son una tecnología de proceso usada para crear artefactos o sistemas integrados diminutos que combinan componentes mecánicos y eléctricos. Se fabrican usando las técnicas integradas de procesamiento en serie de circuitos integrados (IC), y pueden tener dimensiones entre unos pocos micrómetros a milímetros. Estos artefactos (o los sistemas) tienen la habilidad de sensor, controlar y actuar a escala micro, y generar efectos a escala macro.

Procesos de fabricación tales como el micromecanizado de superficie, así como el micromecanizado de alta resolución, eliminan selectivamente las partes del silicio o agrega capas estructurales para conformar los componentes mecánicos y eléctricos. Mientras que los circuitos integrados se diseñan para aprovechar las propiedades eléctricas del silicio, los MEMS toman ventaja de las propiedades tanto mecánicas como eléctricas del silicio. De un modo mas general los MEMS consisten de microestructuras mecánicas, microsensores, microactuadores, y microelectrónica, todo integrado en la misma pastilla de silicio.

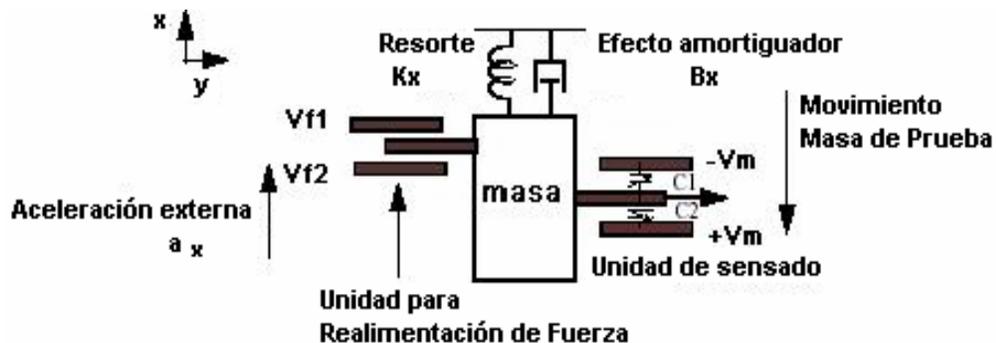
A.1.1 Diseño en Tecnología MEMS. Con el rápido desarrollo de la tecnología MEMS, existe una demanda creciente de herramientas de síntesis y diseño, de

forma que se puedan trasladar especificaciones en diseño de alto nivel en prototipos validos de dispositivos MEMS. Estas herramientas son muy útiles en el momento de crear arreglos complejos de Dispositivos MEMS, a partir de células individuales. Por lo general en la síntesis de un circuito integrado en este caso un dispositivo MEMS, los diseñadores deben escoger el tipo de topología, y establecer equilibrio entre especificaciones de desempeño y asignar valores a una serie de variables que representan un diseño valido. El diseño físico entonces depende en gran parte de este conjunto de variables que por lo general existen en gran número, la complejidad en el diseño radica en garantizar un buen desempeño del sistema a partir de los valores que se asignen a dichas variables.

A.2 GENERALIDADES DE LOS ACELEROMETROS

Un acelerómetro es un sensor inercial usado para medir aceleración. Muchos acelerómetros que utilizan la tecnología MEMS tienen un esquema de sensado capacitivo para detectar la aceleración. En la figura 76 se observa un esquema simplificado del acelerómetro capacitivo.

Figura 76. Esquema de sensado en un acelerómetro capacitivo



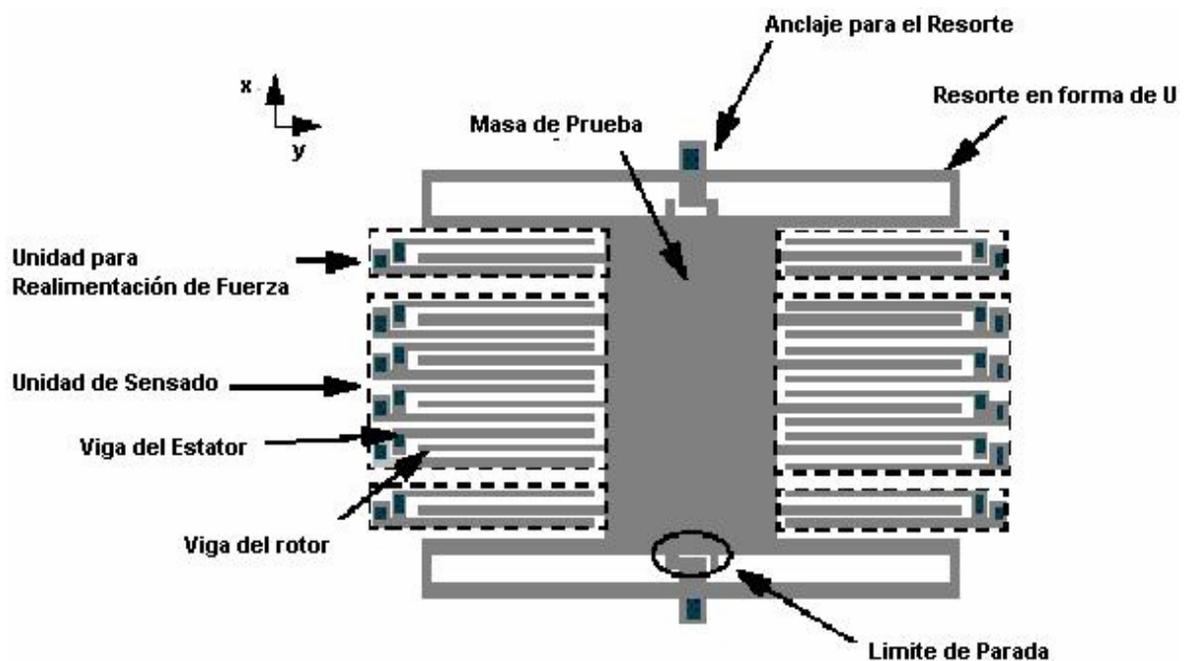
Fuente: Autor

La parte fundamental del acelerómetro es la masa de prueba mecánicamente suspendida, la cual actúa como elemento sensitivo; Cuando el acelerómetro se expone a cierta aceleración, la masa de prueba se mueve en relación con el substrato, sujeto a las fuerzas restauradoras del resorte y la amortiguación suministrada por el movimiento del aire alrededor de la masa y la unidad de sensado que se compone de unas placas en forma de dientes de peine que forman el efecto capacitivo. El Desplazamiento relativo es detectado midiendo el cambio de capacitancia entre las placas, como se observa en la unidad de sensado de la figura 76; Durante la detección de desplazamiento, se aplica un voltaje de modulación V_m a través del condensador diferencial. En el caso de la unidad para realimentación de fuerza cuando se aplica una señal de voltaje, en las placas, y se generan fuerzas electrostáticas de modo que la magnitud de la fuerza neta atraerá a la masa móvil hacia la dirección deseada, la unidad para realimentación de fuerza se usa en control de lazo cerrado y en autochequeo.

El desempeño de un diseño de acelerómetro se evalúa mediante especificaciones tales como sensibilidad, la cual se define como la relación en voltaje de salida sobre la aceleración de entrada, aceleración mínima detectable, aceleración máxima detectable y ancho de banda. Los diseñadores también consideran restricciones geométricas dadas por el proceso de manufactura, tales como el tamaño máximo permisible para el dispositivo, o el ancho mínimo para la viga de sensado. Un diseño válido debe tener en cuenta todas las especificaciones dadas por el usuario, además de las limitantes geométricas. El Prototipo de un acelerómetro capacitivo, se muestra en la figura 77; Esta topología es ampliamente usada en los acelerómetros fabricados por la compañía **Analog Devices**, y consiste en una masa móvil de prueba, suspendida por dos resortes en forma de U en ambos lados. En la masa de prueba están unidas varias vigas móviles (vigas del rotor), que combinadas con las vigas estacionarias conforman la

unidad de sensado, y la unidad para realimentación de fuerza mostradas en la figura 76. En ambos extremos de la masa de prueba existen 4 vigas rectangulares llamadas limites de parada, que se usan para limitar el desplazamiento de la masa de prueba en las direcciones X e Y, de modo que las vigas de estator y rotor nunca puedan tocarse evitando así un corto circuito que destruiría el dispositivo.

Figura 77. Prototipo de un acelerómetro capacitivo



Fuente: IMEMS, <http://imems.mcnc.org/imems/imems.html>

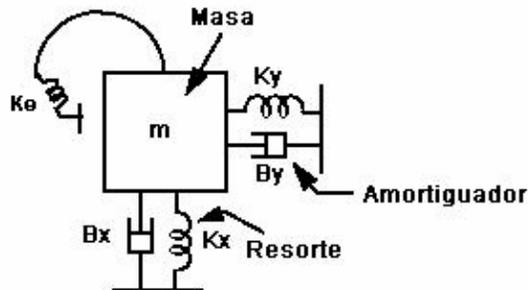
El Polisilicio se usa como material estructural debido a sus excelentes propiedades mecánicas, por otro lado, el circuito para acondicionamiento de señal se integra también en el mismo dispositivo aprovechando al máximo el sustrato.

A.3 Modelamiento de un acelerómetro mediante parámetros concentrados

Con el objeto de evaluar el desempeño del diseño en un acelerómetro, se necesita un conjunto de modelos de parámetros concentrados que describen el

comportamiento del dispositivo en función de las variables físicas de diseño. En la formulación de esta síntesis se va a modelar el acelerómetro como un sistema masa-resorte-amortiguador que se observa en la figura 78. Los modelos incluyen la rigidez del resorte, las masas efectivas del resorte y la masa de prueba, la constante viscosa de amortiguación del aire, las fuerzas electrostáticas presentes en la unidad de realimentación, y la interfase para el sensado capacitivo.

Figura 78. Sistema masa-resorte-amortiguador para el acelerómetro capacitivo



Fuente: iMEMS, <http://imems.mcnc.org/imems/imems.html>

Existen muchas especificaciones para evaluar el desempeño de un acelerómetro. En este anexo se va a hacer enfoque en la sensibilidad.

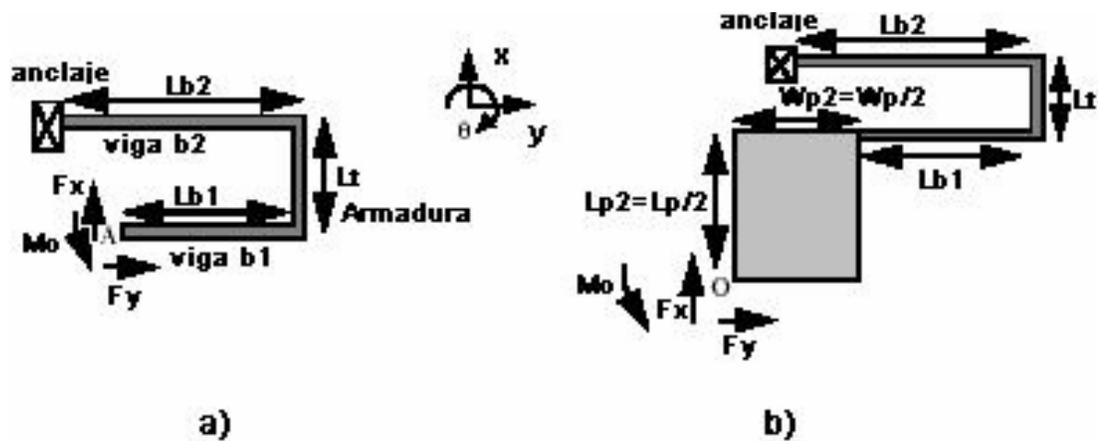
A.2.1 Modelamiento de un sistema acelerómetro. Para el sistema masa-resorte-amortiguador de la figura 78, la ecuación diferencial de desplazamiento x en función de una aceleración externa es:

$$m_x \frac{d^2x}{dt^2} + B_x \frac{dx}{dt} + k_x x = F_{ext} = ma_{ext} \quad (54)$$

Donde k_x es la rigidez del resorte, B_x es el coeficiente de amortiguación, m_x es la masa efectiva, F_{ext} es la fuerza externa, y a_{ext} es la aceleración externa. Se derivaran modelos analíticos de la constante de resorte, masa efectiva, y coeficiente de amortiguación en función de las variables de diseño.

Modelo para constante de resorte. Debido a la rigidez de la masa de prueba, el resorte en forma de U, domina el modelo de rigidez. Se deriva la rigidez efectiva del resorte en U usando métodos de energía*, y consiste en aplicar una fuerza F (o un momento M), en el extremo libre del resorte en la dirección apropiada, y el desplazamiento δ se halla mediante el segundo teorema de **Castigliano**; La constante de resorte se define como $k=F/\delta$.

Figura 79. Diagrama esquemático del resorte en forma de U, para el cálculo de la rigidez. (a) Fuerzas y momentos aplicados para el cálculo de k_x y k_y . (b) Resorte y porción de la masa de prueba para el cálculo de k_θ .



Fuente: G.K. Fedder and T. Mukherjee, "Physical Design For Surface-Micromachined MEMS", Proc. 5th ACM/SIGDA Physical Design Workshop, Reston, VA, April 1996, pp.53-60.

* J. M. Gere and S.P. Timoshenko, Mechanics of Materials, Capitulo 7, pp. 412-413. Wadsworth, Belmont, 2nd ed., 1984.

En la figura 79 se observan las variables físicas que se tienen en cuenta para calcular las constantes de resorte entre las que están:

L_b = Longitud de la viga

L_t = Longitud de la armadura

W_b = Ancho de la viga

W_t = Ancho de la armadura

L_{p2} = Longitud de un cuarto de la masa de prueba

W_{p2} = Ancho de un cuarto de la masa de prueba

Cuando únicamente se considera el desplazamiento debido a inflexión y torsión, La energía total de esfuerzo U de una estructura lineal se calcula de la siguiente manera*:

$$U = \sum_{i=1}^N \int_0^{L_i} \frac{M_i(\xi)^2}{2EI_i} d\xi \quad (55)$$

Donde:

U = Energía total de esfuerzo.

E = Modulo de Young del material (polisilicio).

L_i = Longitud de la i -ésima viga en el resorte.

$M_i(\xi)$ = Momento de inflexión en la extensión de la viga.

ξ = distancia desde el extremo de la viga.

* J. M. Gere and S.P. Timoshenko, Mechanics of Materials, Capitulo 7. Wadsworth, Belmont, 2nd ed., 1984.

El momento de inflexión M_i se calcula a partir de los momentos aplicados en el extremo del resorte.

A partir del segundo teorema de **Castigliano**, la derivada parcial de la energía de esfuerzo U , con respecto a una fuerza dada F_j es igual al desplazamiento en el punto donde se aplica la fuerza, δ_j .

$$\delta_j = \frac{\partial U}{\partial F_j} \quad (56)$$

De igual forma el desplazamiento angular θ_j que se origina de aplicar un momento M_j esta dado por la expresión:

$$\theta_j = \frac{\partial U}{\partial M_j} \quad (57)$$

Usando el método descrito anteriormente, se deriva la rigidez del resorte en forma de U . En la Figura 79 se observa un diagrama esquemático de la suspensión en forma de U; en la dirección x se aplica una fuerza F_x en el extremo libre **A**. Partiendo de las consideraciones de simetría se obtienen las condiciones de frontera $\delta_y=0$ y $\delta_\theta=0$. Resolviendo las ecuaciones usando el método de las energías, la rigidez del resorte para la dirección x en el caso simplificado $L_{b1} = L_{b2} = L_b$, y $W_{b1} = W_{b2} = W_b$ es:

$$k_x = \frac{12\alpha EI_b}{L_t^2(6\alpha L_b + L_t)} \quad (58)$$

Donde:

E = Modulo de elasticidad (Young) del polisilicio.

L_b = Longitud de la viga

L_t = Longitud de la armadura

W_b = Ancho de la viga

W_t = Ancho de la armadura

I_b = Momento de inercia de la viga rectangular

$$\alpha = (W_t / W_b)^3$$

A partir de la ecuación (58) se deduce que k_x se hace mas pequeño a medida que se incrementan L_b o L_t . De igual manera cuando se aplica en la dirección **y** una fuerza **F_y**, se tienen las condiciones de frontera $\delta_x=0$ y $\delta_\theta=0$; La rigidez del resorte para la dirección **y** en el caso simplificado $L_{b1} = L_{b2} = L_b$, y $W_{b1} = W_{b2} = W_b$ es:

$$k_y = \frac{3EI_b(2\alpha L_b + L_t)}{L_b^3(\alpha L_b + L_t)} \quad (59)$$

El calculo de la constante torsional de resorte en la dirección θ , es decir k_θ (rotación con respecto al eje z), es diferente del usado para calcular k_x y k_y . En este caso se aplican las condiciones de frontera $\delta_x=0$ y $\delta_y=0$ en el centro de la masa de prueba, exactamente en el punto **O**. La expresión completa es muy extensa, para el caso simplificado con $L_{b1} = L_{b2} = L_b$, $W_t = W_b$ y $L_b \gg L_t$, el valor de k_θ es:

$$K_\theta = \frac{[EI_b[12L_{p2}^2L_b^2 + 12L_{p2}L_tL_b^2 + L_t^2(36L_bW_{p2} + 36W_{p2}^2 + 15L_b^2)]]}{6L_b^3L_t^2} \quad (60)$$

Modelo para la masa efectiva. El efecto de la masa en el resorte, respecto de la frecuencia de resonancia es tomado en cuenta para obtener un modelo para la

masa efectiva, que se calcula mediante la normalización de la energía cinética total del resorte con la máxima velocidad de la masa de prueba V_{\max} se tiene la ecuación*:

$$m_{ef} = \sum_i^N \frac{m_i}{L_i} \int_0^{L_i} \left(\frac{v_i(\xi)}{v_{\max}} \right)^2 d\xi \quad (61)$$

Donde m_i y L_i son la masa y la longitud de la i -ésima viga en el resorte. La masa efectiva en la parte móvil del acelerómetro en la dirección x es:

$$m_x = m_{pr} + 4m_{sp,x} \quad (62)$$

Donde m_{pr} es la masa total de las vigas móviles y la masa de prueba, y $m_{sp,x}$ es la masa efectiva del resorte en \mathbf{U} , para la dirección \mathbf{x} . La expresión que define $m_{sp,x}$ es muy extensa para el caso general, para el caso en que $L_{b1} = L_{b2} = L_b$, y $W_{b1} = W_{b2} = W_b$, se tiene:

$$m_{sp,x} = \frac{\rho t W (966L_B^5 + 315L_b^4 L_t + 164L_b^2 L_t^3 + 87L_b L_t^4 + 13L_t^5)}{1260L_b^4} \quad (63)$$

El valor para la masa efectiva en la dirección \mathbf{y} , es de la misma forma que en la ecuación (62), pero se toma la masa efectiva del resorte en la dirección \mathbf{y} , de igual manera para el caso simplificado en que $L_{b1} = L_{b2} = L_b$, y $W_{b1} = W_{b2} = W_b$ se tiene:

$$m_{sp,y} = \frac{\rho t W (966L_B^5 + 315L_b^4 L_t + 164L_b^2 L_t^3 + 87L_b L_t^4 + 13L_t^5)}{1260L_b^4} \quad (64)$$

* Y.-H. Cho, A.P.Pisano and R.T. Howe, J. Microelectromechanical System, vol. 3, (1994) pp. 81

Modelo para la amortiguación del aire. El amortiguamiento de un acelerómetro se genera estructuralmente y por fluido viscoso de aire circundante*. Debido a que la amplitud de la amortiguación del aire a presión atmosférica es mucho más grande que el amortiguamiento estructural, este último término se ignora**. La amortiguación del aire en los acelerómetros se puede clasificar en: amortiguación por flujo de **Couette** debajo del acelerómetro, amortiguación por flujo de **Stokes** encima del acelerómetro y amortiguamiento de **Hagen-Poiseuille** entre las vigas de sensado. La amortiguación por flujo de **Couette** se debe al flujo de cizallamiento entre placas paralelas, por ejemplo el flujo de aire entre la masa de prueba y el substrato durante el movimiento de la masa de prueba. Este coeficiente de amortiguación por flujo de **Couette** se puede modelar mediante:

$$B_{Couette} = \frac{\mu}{d_f} A \quad (65)$$

Donde μ es la viscosidad del aire, d_f es el espesor de la película de aire y A es el área de la placa. Por otro lado, el flujo sobre la superficie superior de la placa se modela como flujo de **Stokes**, en el cual las amplitudes del flujo decaen exponencialmente con la distancia desde la superficie de la placa. Definiendo δ como la profundidad de penetración, el coeficiente de amortiguación para el flujo de Stokes es:

$$B_{Stokes} = \frac{\mu}{\delta} A \quad (66)$$

La amortiguación por compresión de película de aire ocurre cuando cambia la separación entre dos superficies paralelas muy cercanas, y ocurre precisamente entre las vigas de sensado y se conoce como flujo de **Hagen-Poiseuille** y representa un porcentaje importante de la amortiguación total. El coeficiente de

* M. A. Lemkin, Micro Accelerometer Design with Digital Feedback Control, Ph.D. thesis, University of California at Berkeley, August 1997.

** Ibid.

amortiguación por flujo de **Hagen-Poiseuille** para una viga de sensado esta dado por:

$$B_{Hagen} = 7.2\mu l \left(\frac{t}{g} \right)^3 \quad (67)$$

Donde μ es la viscosidad del aire, l es la longitud de la viga, t es el espesor de la viga, g es el espacio de aire entre dos vigas de sensado. Entonces El coeficiente total de amortiguación es:

$$B = \mu(A_{pm} + 0.5A_t + 0.5A_b) \left(\frac{1}{d_f} + \frac{1}{\delta} \right) + N_f 7.2\mu l \left(\frac{t}{g} \right)^3 \quad (68)$$

Donde: A_{pm} es el área de la masa de prueba y las vigas de sensado, A_t es el área de la armadura en resorte, A_b corresponde al área de las vigas en el resorte, y A_{pm} es el número de vigas de sensado.

Modelo para la Fuerza Electroestática. En la unidad para realimentación de fuerza que se observa en la figura 14, se emplea una fuerza electrostática para realimentación por balance de fuerza o autochequeo. Al asumir que no existen efectos de bordes, la fuerza electrostática para dos vigas con separación es:

$$F_{elec} = \frac{d}{dg_f} \frac{C_F V_{dr}^2}{2} = \frac{C_F}{2g_f} V_{dr}^2 \quad (69)$$

Donde V_{dr} es el voltaje de manejo, g_f es la separación entre las vigas de fuerza y $C_F = \epsilon A / g_f$ es la capacitancia entre las vigas de fuerza. A partir de la ecuación (69) se observa que el valor de la fuerza electrostática cuadrática del voltaje de manejo, lo cual no es deseable para un control análogo de fuerza, por esto se

hace linealización de la fuerza electrostática* aplicando voltajes $V_{c,dr} + V_{dr}$ y $V_{c,dr} - V_{dr}$ separadamente a través de las dos vigas de fuerza, donde $V_{c,dr}$ es un voltaje fijo centrado y V_{dr} es el voltaje de control; Las dos fuerzas resultantes son de direcciones opuestas y se cancelan los términos cuadráticos, por consiguiente la fuerza neta resultante es:

$$F = \frac{2V_{c,dr}V_{dr}C_F}{g_f} \quad (70)$$

En este caso la linealidad depende del voltaje de control V_{dr} .

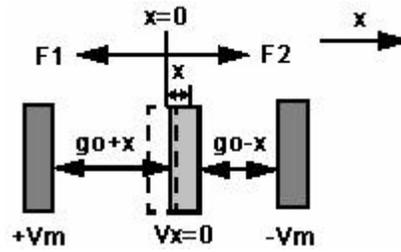
Modelo para el resorte Electrostático. En la unidad de sensado, cuando se aplica un voltaje de modulación V_m entre las vigas de sensado, se generan Fuerzas electrostáticas en la masa de prueba que modifican el valor efectivo en la constante de resorte mecánica del sistema. La fuerza neta aplicada a una viga de sensado es:

$$F = \frac{\epsilon AV_m^2}{2(g_0 - x)^2} - \frac{\epsilon AV_m^2}{2(g_0 + x)^2} = \frac{C_0 V_m^2 g_0}{2} \left(\frac{1}{(g_0 - x)^2} - \frac{1}{(g_0 + x)^2} \right) \quad (71)$$

Donde g_0 es la separación inicial entre las vigas, A es el área de la superficie lateral en una viga, y $C_0 = \epsilon A / g_0$ es la capacitancia inicial entre las vigas cuando el desplazamiento es cero, es decir $x = 0$.

Figura 80. Modelo del resorte Electrostático

* Boser B.E., Howe R.T., "Surface micromachined accelerometers", IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 1995, pp. 337-344.



Fuente: Pagina Web iMEMS , <http://imems.mcnc.org/imems/imems.html>,

La constante del resorte electrostático se obtiene al diferenciar la ecuación (71), y teniendo en cuenta que $x \ll g_0$, se tiene:

$$k_e = \frac{\partial}{\partial x}(F) = \frac{2C_0 V_m^2}{g_0^2} = \frac{2\epsilon A V_m}{g_0^3} \quad (72)$$

La fuerza electrostática esta en dirección opuesta a la fuerza del resorte, de modo que la constante de resorte efectiva es:

$$k_{ef} = k_{mec} + k_e \quad (73)$$

A.3 DESEMPEÑO DE UN ACELEROMETRO MEMS

El acelerómetro puede operarse en lazo abierto, o en lazo cerrado. En operación de lazo cerrado el desplazamiento de la masa de prueba debido a una aceleración aplicada es detectado y a la vez se genera una fuerza recuperadora que contrarresta el movimiento. El sistema acelerómetro en lazo abierto es simple de diseñar. Se derivaran las ecuaciones que modelan el desempeño del acelerómetro operando en lazo abierto.

A.3.1 Sensibilidad de un acelerómetro. La sensibilidad del acelerómetro se define como la relación de voltaje de salida sobre aceleración de entrada. Este parámetro está determinado por el diseño mecánico del sensor, y la posición del circuito de sensado. En primera medida se necesita determinar la sensibilidad mecánica, la cual se define en que tanto se mueve la masa de prueba cuando se aplica una aceleración; Se usa transformada de **Laplace** para resolver el sistema de segundo orden dado por la ecuación (20):

$$\frac{X(s)}{A(s)} = \frac{m}{m_x s^2 + B_x s + k_x} = \frac{1}{s^2 + s \frac{\omega_r}{Q} + \omega_r^2} \quad (74)$$

Donde $\omega_r = \sqrt{k/m}$ es la frecuencia de resonancia, y $Q = \omega_r m / B$ es el factor de calidad; Para valores de frecuencia inferiores al de resonancia ($\omega \ll \omega_r$), la sensibilidad mecánica está dada por :

$$\frac{x}{a} = \frac{1}{\omega_r^2} = \frac{m_x}{k_x} \quad (75)$$

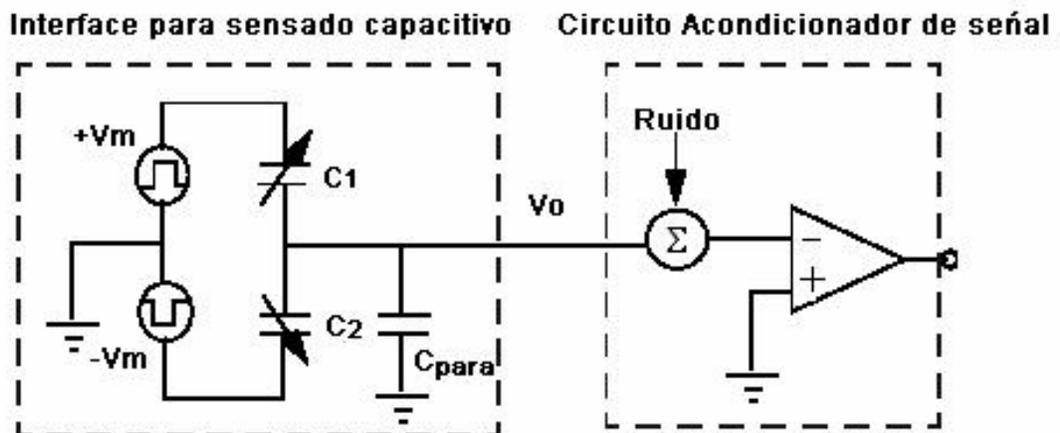
A partir de la ecuación (75) se observa que la sensibilidad mecánica es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de resonancia; Para conseguir una alta sensibilidad la frecuencia de resonancia deberá hacerse baja; En la práctica existe un límite para el valor de ω_r debido a la resistencia mecánica al impacto, y a la manufactura del sensor. Se escoge una interface capacitiva diferencial de sensado para convertir el desplazamiento de la masa de prueba en un voltaje de salida, como se observa en la figura 81. Ya que este esquema es de fácil implementación. **C1** y **C2** son capacitancias entre las vigas móviles y la viga fija más adyacente. Los voltajes de modulación **Vm** se aplican entre estas vigas; Estos voltajes de modulación se operan a altas frecuencias para suprimir niveles de corriente directa (offset) y ruido intermitente (**flicker**). **C_{para}** es la capacitancia parásita en el nodo de salida **Vo**, incluyendo la capacitancia entre la masa de

prueba y el sustrato, la capacitancia debido a los anclajes del resorte en forma de U y la capacitancia originada por los circuitos para acondicionamiento de señal.

Si se aplica ley de Kirchhoff para corrientes en el nodo que corresponde a V_o en la figura 17 se tiene:

$$V_o = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + C_{para}} V_m \quad (76)$$

Figura 81. Interface de sensado para el acelerómetro



Fuente: Autor

Cuando no ocurre ninguna aceleración, la viga móvil se encuentra justo en medio de las dos vigas fijas, $C_1=C_2=C_0$, y el voltaje de salida V_o es cero; Bajo el efecto de una aceleración aplicada, la masa de prueba se desplaza una distancia x gobernada por la ecuación (22) por consiguiente C_1 y C_2 ya no son iguales. Se usa un modelo de condensador basado en placas paralelas para aproximar el valor de capacitancia y se asume el desplazamiento x muy pequeño en relación con la separación inicial g_0 :

$$C1 = \varepsilon_o \frac{A}{(g_o - x)} \cong \varepsilon_o \frac{A}{g_o} \left(1 + \frac{x}{g_o}\right) = C_o \left(1 + \frac{x}{g_o}\right) \quad (77.1)$$

$$C2 = \varepsilon_o \frac{A}{(g_o + x)} \cong \varepsilon_o \frac{A}{g_o} \left(1 - \frac{x}{g_o}\right) = C_o \left(1 - \frac{x}{g_o}\right) \quad (77.2)$$

Combinando las ecuaciones (76), (77.1) y (77.2) se tiene:

$$V_o = \left(\frac{2C_o}{2C_o + C_{para}} \frac{x}{g_o} \right) V_m = \frac{2C_o}{2C_o + C_{para}} \frac{ma}{kg_o} V_m \quad (78)$$

la sensibilidad es:

$$\frac{V_o}{a} = \frac{2C_o}{2C_o + C_{para}} \frac{m}{kg_o} V_m \quad (79)$$

La sensibilidad es inversamente proporcional a la separación inicial entre las vigas de sensado. También la capacitancia parásita debe minimizarse para obtener una alta sensibilidad. Nótese que la sensibilidad que se ha hallado incluye únicamente la estructura mecánica y la interface para sensado capacitivo. El voltaje de salida V_o usualmente es amplificado por los circuitos acondicionadores de señal.

Aceleración mínima detectable. El valor de aceleración mínima detectable esta determinado por el ruido total referido a la entrada de señal del acelerómetro. En este caso se considera el ruido térmico (Browniano), el cual se origina por la colisión aleatoria de moléculas del aire con la masa sísmica del acelerómetro. La segunda fuente de ruido proviene de los transistores en el circuito de entrada;

Para una masa de prueba suspendida y amortiguada la aceleración equivalente del ruido térmico es:

$$\sqrt{a_{n-Browniano}^2} = \frac{\sqrt{4k_B TB}}{m} \sqrt{\Delta f} = \frac{\sqrt{4k_B T \omega_r}}{mQ} \sqrt{\Delta f} \quad (80)$$

Donde:

- $a_{n-Browniano}$ = Ruido Browniano
- k_B = Constante de Boltzmann
- T = Temperatura absoluta
- B = Factor de amortiguación
- Q = Factor de calidad

Se define $V_{n-circuito}$ como el ruido que proviene del circuito eléctrico, y lo vamos a referenciar dentro de la aceleración de entrada

$$a_{n-Circuito} = \frac{V_{n-Circuito}}{Sensibilidad} \quad (81)$$

La aceleración mínima detectable es equivalente a la magnitud total debido al ruido de aceleración en la entrada

$$a_{min} = \sqrt{a_{n-Circuito}^2 + a_{n-Browniano}^2} \quad (82)$$

ANEXO B

HOJAS DE DATOS DE LOS DISPOSITIVOS UTILIZADOS



Low-Cost $\pm 2 g$ Dual-Axis Accelerometer with Duty Cycle Output

ADXL202E*

FEATURES

- 2-Axis Acceleration Sensor on a Single IC Chip
- 5 mm \times 5 mm \times 2 mm Ultrasmall Chip Scale Package
- 2 mg Resolution at 60 Hz
- Low-Power < 0.6 mA
- Direct Interface to Low-Cost Microcontrollers via Duty Cycle Output
- BW Adjustment with a Single Capacitor
- 3 V to 5.25 V Single Supply Operation
- 1000 g Shock Survival

APPLICATIONS

- 2-Axis Tilt Sensing with Faster Response than Electrolytic, Mercury, or Thermal Sensors
- Computer Peripherals
- Information Appliances
- Alarms and Motion Detectors
- Disk Drives
- Vehicle Security

GENERAL DESCRIPTION

The ADXL202E is a low-cost, low-power, complete 2-axis accelerometer with a digital output, all on a single monolithic IC. It is an improved version of the ADXL202AQC/JQC. The ADXL202E will measure accelerations with a full-scale range of $\pm 2 g$. The ADXL202E can measure both dynamic acceleration (e.g., vibration) and static acceleration (e.g., gravity).

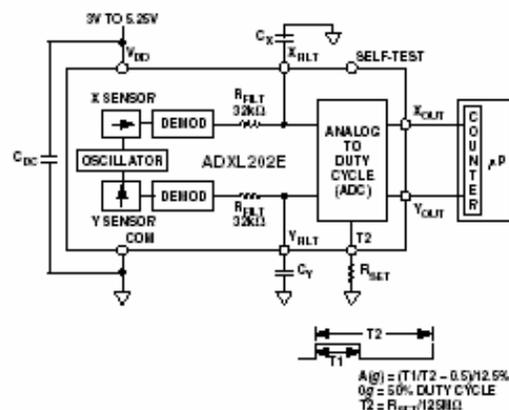
The outputs are analog voltage or digital signals whose duty cycles (ratio of pulsewidth to period) are proportional to acceleration. The duty cycle outputs can be directly measured by a microprocessor counter, without an A/D converter or glue logic. The duty cycle period is adjustable from 0.5 ms to 10 ms via a single resistor (R_{SET}).

*Patents Pending

REV. A

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

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



The typical noise floor is $200 \mu g/\sqrt{Hz}$, allowing signals below 2 mg (at 60 Hz bandwidth) to be resolved.

The bandwidth of the accelerometer is set with capacitors C_X and C_Y at the X_{FILT} and Y_{FILT} pins. An analog output can be reconstructed by filtering the duty cycle output.

The ADXL202E is available in 5 mm \times 5 mm \times 2 mm 8-lead hermetic LCC package.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2000

ADXL202E—SPECIFICATIONS ($T_A = T_{min}$ to T_{max} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ for J Grade only, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $R_{SET} = 125\text{ k}\Omega$, Acceleration = 0 g, unless otherwise noted.)

Parameter	Conditions	TPC ¹ Graph	ADXL202JE			ADXL202AE			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SENSOR INPUT	Each Axis								
Measurement Range ²			±2			±2			g
Nonlinearity	Best Fit Straight Line			0.2			0.2	% of FS	
Alignment Error ³		X		±1			±1	Degrees	
Alignment Error	X Sensor to Y Sensor			0.01			0.01	Degrees	
Cross-Axis Sensitivity ⁴		X		±2			±2	%	
SENSITIVITY	Each Axis								
Duty Cycle per g	T1/T2, $V_{DD} = 5\text{ V}$	X	10.5	12.5	14.5	10	12.5	15	%/g
Duty Cycle per g	T1/T2, $V_{DD} = 3\text{ V}$	X	0.0	11	13.0	8.5	11	13.5	%/g
Sensitivity X_{FILTER} , Y_{FILTER}	$V_{DD} = 5\text{ V}$	X	265	312	360	250	312	375	mV/g
Sensitivity X_{FILTER} , Y_{FILTER}	$V_{DD} = 3\text{ V}$	X	140	167	195	140	167	200	mV/g
Temperature Drift ⁵	Delta from 25°C	X		±0.5			±0.5	%	
ZERO g BIAS LEVEL	Each Axis								
0 g Duty Cycle	T1/T2, $V_{DD} = 5\text{ V}$	X	34	50	66	30	50	70	%
0 g Duty Cycle	T1/T2, $V_{DD} = 3\text{ V}$	X	31	50	69	31	50	69	%
0 g Voltage X_{FILTER} , Y_{FILTER}	$V_{DD} = 5\text{ V}$	X	2.1	2.5	2.9	2.0	2.5	3.0	V
0 g Voltage X_{FILTER} , Y_{FILTER}	$V_{DD} = 3\text{ V}$	X	1.2	1.5	1.8	1.2	1.5	1.8	V
0 g Duty Cycle vs. Supply		X		1.0	4.0		1.0	4.0	%/V
0 g Offset vs. Temperature ⁵	Delta from 25°C	X		2.0			2.0	mg/°C	
NOISE PERFORMANCE	@ 25°C	X		200			200	1000	$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ rms
FREQUENCY RESPONSE	At Pins X_{FILTER} , Y_{FILTER}			6			6		Hz
3 dB Bandwidth				10			10		Hz
Sensor Resonant Frequency									Hz
FILTER	32 k Ω Nominal			±15			±15		%
R_{FILTER} Tolerance	At Pins X_{FILTER} , Y_{FILTER}		1000			1000			pF
Minimum Capacitance									
SELF-TEST	Self-Test "0" to "1"			10			10		%
DUTY CYCLE OUTPUT STAGE	$R_{SET} = 125\text{ k}\Omega$		0.7		1.3	0.7		1.3	Hz
F_{SET} Output High Voltage	$I = 25\text{ }\mu\text{A}$		$V_{GS} - 200\text{ mV}$			$V_{GS} - 200\text{ mV}$			V
Output Low Voltage	$I = 25\text{ }\mu\text{A}$				200			200	mV
T2 Drift vs. Temperature				50			50		ppm/°C
Rise/Fall Time				200			200		ns
POWER SUPPLY			3		5.25	3.0		5.25	V
Operating Voltage Range				0.6	1.0		0.6	1.0	mA
Quiescent Supply Current	C_{FILTER} in μF		$160 \times C_{FILTER} + 0.3$			$160 \times C_{FILTER} + 0.3$			ms
Turn-On Time									
TEMPERATURE RANGE									
Specified Performance AE			0		70	-40		+85	°C
Operating Range						-40		+85	°C

NOTES

¹Typical Performance Characteristics.

²Guaranteed by measurement of initial offset and sensitivity.

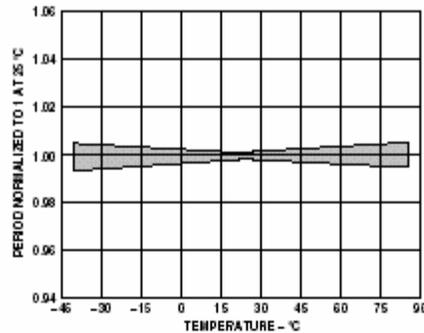
³Alignment error is specified as the angle between the true and indicated axis of sensitivity (see TPC 13).

⁴Cross-axis sensitivity is the algebraic sum of the alignment and the inherent sensitivity errors.

⁵Defined as the output change from ambient to maximum temperature or ambient to minimum temperature.

Specifications subject to change without notice.

ADXL202E



TPC 25. Normalized DCM Period (T2) vs. Temperature

DEFINITIONS

T1	Length of the "on" portion of the cycle.
T2	Length of the total cycle.
Duty Cycle	Ratio of the "on" time (T1) of the cycle to the total cycle (T2). Defined as T1/T2 for the ADXL202E/ADXL210.
Pulsewidth	Time period of the "on" pulse. Defined as T1 for the ADXL202E/ADXL210.

THEORY OF OPERATION

The ADXL202E is a complete, dual-axis acceleration measurement system on a single monolithic IC. It contains a polysilicon surface-micromachined sensor and signal conditioning circuitry to implement an open loop acceleration measurement architecture. For each axis, an output circuit converts the analog signal to a duty cycle modulated (DCM) digital signal that can be decoded with a counter/timer port on a microprocessor. The ADXL202E is capable of measuring both positive and negative accelerations to at least $\pm 2 g$. The accelerometer can measure static acceleration forces such as gravity, allowing it to be used as a tilt sensor.

The sensor is a surface micromachined polysilicon structure built on top of the silicon wafer. Polysilicon springs suspend the structure over the surface of the wafer and provide a resistance against acceleration forces. Deflection of the structure is measured using a differential capacitor that consists of independent fixed plates and central plates attached to the moving mass. The fixed plates are driven by 180° out of phase square waves. An acceleration will deflect the beam and unbalance the differential capacitor, resulting in an output square wave whose amplitude is proportional to acceleration. Phase sensitive demodulation techniques are then used to rectify the signal and determine the direction of the acceleration.

The output of the demodulator drives a duty cycle modulator (DCM) stage through a $32 k\Omega$ resistor. At this point a pin is available on each channel to allow the user to set the signal bandwidth of the device by adding a capacitor. This filtering improves measurement resolution and helps prevent aliasing.

After being low-pass filtered, the analog signal is converted to a duty cycle modulated signal by the DCM stage. A single resistor sets the period for a complete cycle (T2), which can be set between 0.5 ms and 10 ms (see Figure 12). A 0 g acceleration produces a

nominally 50% duty cycle. The acceleration signal can be determined by measuring the length of the T1 and T2 pulses with a counter/timer or with a polling loop using a low cost micro-controller.

An analog output voltage can be obtained either by buffering the signal from the X_{FILT} and Y_{FILT} pin, or by passing the duty cycle signal through an RC filter to reconstruct the dc value.

The ADXL202E will operate with supply voltages as low as 3.0 V or as high as 5.25 V.



Figure 1. Typical Output Duty Cycle

APPLICATIONS

POWER SUPPLY DECOUPLING

For most applications a single 0.1 μF capacitor, C_{DC}, will adequately decouple the accelerometer from signal and noise on the power supply. However, in some cases, especially where digital devices such as microcontrollers share the same power supply, digital noise on the supply may cause interference on the ADXL202E output. This may be observed as a slowly undulating fluctuation of voltage at X_{FILT} and Y_{FILT}. If additional decoupling is needed, a 100 Ω (or smaller) resistor or ferrite beads, may be inserted in the supply line of the ADXL202E.

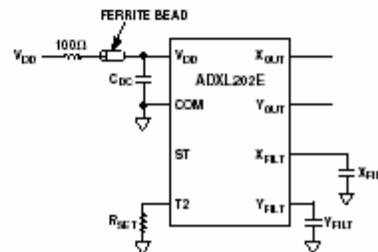


Figure 2.



Low Cost $\pm 100 g$ Single Axis Accelerometer with Analog Output

ADXL190*

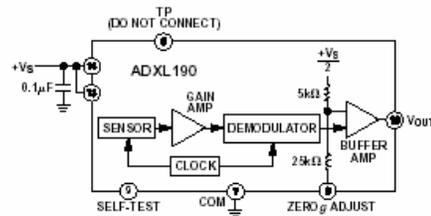
FEATURES

- iMEMS® Single Chip IC Accelerometer
- 40 Milli-*g* Resolution
- Low Power 2 mA
- 400 Hz Bandwidth
- +5.0 V Single Supply Operation
- 2000 *g* Shock Survival

APPLICATIONS

- Shock and Vibration Measurement
- Machine Health
- Shipping Recorders
- Military Fuze, Safe and Arm

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The ADXL190 is a complete acceleration measurement system on a single monolithic IC. It contains a polysilicon surface-micromachined sensor and signal conditioning circuitry to implement an open-loop acceleration measurement architecture. The ADXL190 is capable of measuring both positive and negative accelerations up to $\pm 100 g$, making it suitable for shock and vibration measurement.

Typical noise floor is $4 \text{ mg}/\sqrt{\text{Hz}}$ allowing signals below 40 milli-*g* to be resolved. The ADXL190 can measure both dynamic accelerations, (typical of vibration) or static accelerations, (such as inertial force or gravity).

The ADXL190 has a two-pole Bessel switched-capacitor filter. Bessel filters, sometimes called linear phase filters, have a step response with minimal overshoot and a maximally flat group

delay. The -3 dB frequency of the poles is preset at the factory to 400 Hz. These filters are also completely self-contained and buffered, requiring no external components.

The product features a built-in self-test feature that exercises both the mechanical structure and electrical circuitry. When triggered by a logic high on the self-test pin, an electrostatic force acts on the beam equivalent to approximately 20% of full-scale acceleration input, and thus a proportional voltage change appears on the output pin. No external components other than a decoupling capacitor are required.

The ADXL190 is available in a hermetic 14-lead surface mount cerpak, specified over the -40°C to $+105^\circ\text{C}$ temperature range.

*Patent Pending.

iMEMS is a registered trademark of Analog Devices, Inc.

REV. 0

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

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

ADXL190—SPECIFICATIONS (T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, V_S = +5 V, Acceleration = 0 g unless otherwise noted)

Parameter	Conditions	ADXL190WQC			Units
		Min	Typ	Max	
SENSOR INPUT					
Dynamic Range ^{1, 2, 3}	Without Zero-g Adjust	±105			g
Alignment Error		±1			Degrees
Nonlinearity		0.2			%
Cross Axis Sensitivity		±2			%
SENSITIVITY					
Initial ⁴	Ratiometric Δ from +25°C	16.5	18.0	19.5	mV/g
Temperature Drift ⁵		±0.5			%
ZERO g BIAS LEVEL					
Initial ^{2, 3}	Ratiometric Δ from +25°C	2.3	2.5	2.7	V
0 g Offset vs. Temperature ⁵		1.0			g
Zero g Adjustment Gain		0.45	0.50	0.55	ΔV _{OUT} /ΔV 0 g Adjust
Zero g Adjust Pin Input Impedance		20	30	40	kΩ
NOISE PERFORMANCE					
Noise Density		4		12	mg/√Hz rms
FREQUENCY RESPONSE					
3 dB Bandwidth		360	400		Hz
Sensor Resonant Frequency			24		kHz
SELF-TEST					
Output Change ⁶		450		990	mV
Logic "1" Voltage		3.5			V
Logic "0" Voltage				1.0	V
Input Impedance			50		kΩ
ANALOG OUTPUT					
Output Voltage Range	I _{OUT} = ±100 μA	0.25		V _S - 0.25	V
Capacitive Load Drive		1000			pF
POWER SUPPLY					
Specified Performance		4.75		5.25	V
Quiescent Supply Current			2.0	5.0	mA
TEMPERATURE RANGE					
Specified Performance		-40		+105	°C

NOTES

¹Product is tested at ±50 g, and the combination of 0-g error, sensitivity error, and output voltage swing measurements provide the calculations for dynamic range.

²0-g is nominally V_S/2. Use of the 0-g adjustment pin is used to null the 0-g error, resulting in increased dynamic range. It can also be used to create an asymmetrical dynamic range if so desired.

³The output response is ratiometric and is described by the following equation. V_{OUT} (accel, V_S) = [V_S/2 ± (a V_S/5 V)] + [(accel) (b V_S + c V_S²)(1 ± 0.08)]

Where a = 0.2 V, b = 2.712 × 10⁻³ 1/g, c = 0.178 × 10⁻³ 1/g².

⁴Measured at 100 Hz, ±50 g.

⁵Specification refers to the maximum change in parameter from its initial value at +25°C to its worst case value at T_{MIN} or T_{MAX}.

⁶ST pin Logic "0" to "1"; ΔV_{OUT} = (ΔV_{OUT} @ 5 V) × (V_S/5 V).

All min and max specifications are guaranteed. Typical specifications are not tested or guaranteed.

Specifications subject to change without notice.

ADXL190

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Acceleration (Any Axis, Unpowered for 0.5 ms) 2000 g
Acceleration (Any Axis, Powered for 0.5 ms) 1000 g
+V _S -0.3 V to +7.0 V
Short Circuit Duration (Any Pin to Common) Indefinite
Operating Temperature -55°C to +125°C
Storage Temperature -65°C to +150°C

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

Drops onto hard surfaces can cause shocks of greater than 2000 g and exceed the absolute maximum rating of the device. Care should be exercised in handling to avoid damage.

PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin No.	Function
1, 2, 3, 4, 6, 11, 12	No Connect
5	Test Point (Do Not Connect)
7	Common
8	Zero g Adjust
9	Self-Test
10	V _{OUT}
13, 14	V _S

PACKAGE CHARACTERISTICS

Package	θ _{JA}	θ _{JC}	Device Weight
14-Lead Cerpak	+110°C/W	+30°C/W	5 Grams

PIN CONFIGURATION

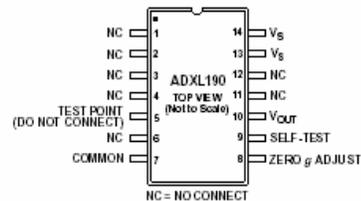


Figure 1 shows the response of the ADXL190 to the earth's gravitational field. The output values shown are nominal. They are presented to show the user what type of response to expect from each of the output pins due to changes in orientation with respect to the earth.

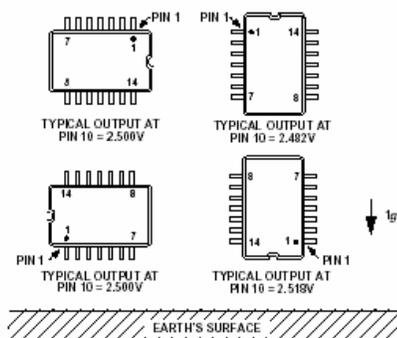


Figure 1. ADXL190 Response Due to Gravity

ORDERING GUIDE

Model	# Axis	Specified Voltage	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADXL190WQC	1	+5 V	-40°C to +105°C	14-Lead Cerpak	QC-14

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the ADXL190 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



ISP620-1X, ISP620-2X, ISP620-4X
 ISP620-1, ISP620-2, ISP620-4



**HIGH DENSITY A.C. INPUT
 PHOTOTRANSISTOR OPTICALLY
 COUPLED ISOLATORS**

APPROVALS

- UL recognised, File No. E91231

'X' SPECIFICATION APPROVALS

- VDE 0884 approval pending
- Certified to EN60950 by the following Test Bodies :-
 Nemko - Certificate No. P96102022
 Fimko - Registration No. 192313-01..25
 Semko - Reference No. 9639052 01
 Demko - Reference No. 305969

DESCRIPTION

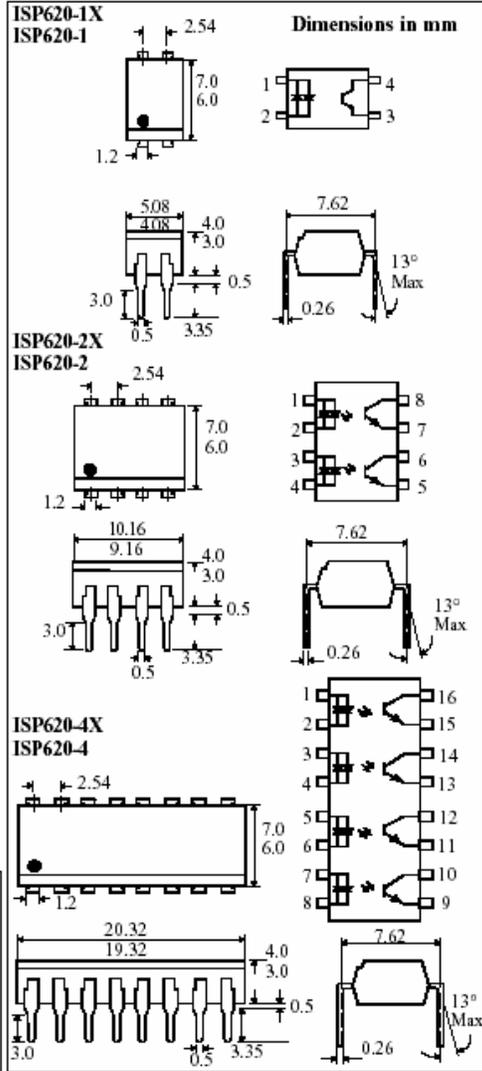
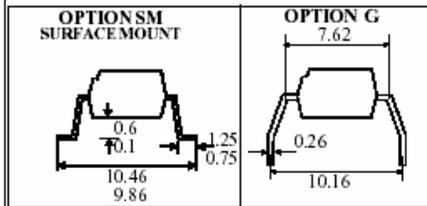
The ISP620-1, ISP620-2, ISP620-4 series of optically coupled isolators consist of two infrared light emitting diodes connected in inverse parallel and NPN silicon photo transistors in space efficient dual in line plastic packages.

FEATURES

- Options :-
 10mm lead spread - add G after part no.
 Surface mount - add SM after part no.
 Tape&reel - add SMT&R after part no.
- High Isolation Voltage (5.3kV_{RMS}, 7.5kV_{PK})
- AC or polarity insensitive input
- All electrical parameters 100% tested
- Custom electrical selections available

APPLICATIONS

- Computer terminals
- Industrial systems controllers
- Telephone sets, Telephone exchangers
- Signal transmission between systems of different potentials and impedances



ISOCOM COMPONENTS LTD
 Unit 25B, Park View Road West,
 Park View Industrial Estate, Brenda Road
 Hartlepool, Cleveland, TS25 1YD
 Tel: (01429) 863609 Fax :(01429) 863581

ISOCOM INC
 1024 S. Greenville Ave, Suite 240,
 Allen, TX 75002- USA
 Tel: (214)495-0755 Fax: (214)495-0901
 e-mail : info@isocom.com
 http://www.isocom.com

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS
(25°C unless otherwise specified)

Storage Temperature	_____	-55°C to +125°C
Operating Temperature	_____	-55°C to +100°C
Lead Soldering Temperature		
(1/16 inch (1.6mm) from case for 10 secs)		260°C

INPUT DIODE

Forward Current	_____	± 50mA
Power Dissipation	_____	70mW

OUTPUT TRANSISTOR

Collector-emitter Voltage BV_{CEO}	_____	55V
Emitter-collector Voltage BV_{ECO}	_____	6V
Power Dissipation	_____	150mW

POWER DISSIPATION

Total Power Dissipation	_____	200mW
(derate linearly 2.67mW/°C above 25°C)		

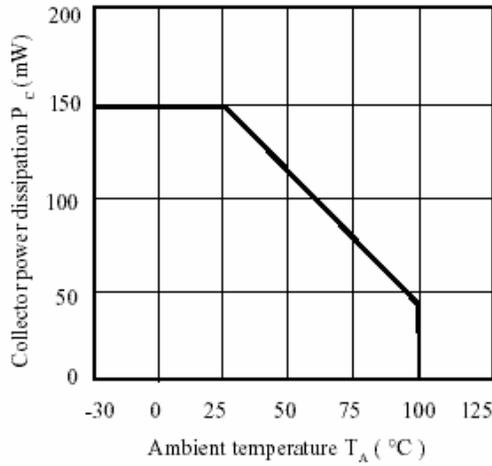
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise noted)

PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNITS	TEST CONDITION
Input	Forward Voltage (V_f)	1.0	1.15	1.3	V	$I_f = \pm 10\text{mA}$
Output	Collector-emitter Breakdown (BV_{CEO}) (Note 2)	55			V	$I_C = 0.5\text{mA}$
	Emitter-collector Breakdown (BV_{ECO})	6			V	$I_E = 100\mu\text{A}$
	Collector-emitter Dark Current (I_{CEO})			100	nA	$V_{CE} = 20\text{V}$
Coupled	Current Transfer Ratio (CTR) (Note 2) ISP620-1, ISP620-2, ISP620-4	50		600	%	$\pm 5\text{mA} I_f, 5\text{V } V_{CE}$
	CTR selection available GB	100		600	%	$\pm 5\text{mA} I_f, 5\text{V } V_{CE}$
		30			%	$\pm 1\text{mA} I_f, 0.4\text{V } V_{CE}$
	Collector-emitter Saturation Voltage $V_{CE(SAT)}$ GB			0.4	V	$\pm 8\text{mA} I_f, 2.4\text{mA} I_C$
				0.4	V	$\pm 1\text{mA} I_f, 0.2\text{mA} I_C$
	Input to Output Isolation Voltage V_{ISO}	5300			V_{RMS}	See note 1
		7500			V_{PK}	See note 1
	Input-output Isolation Resistance R_{ISO}	5×10^{10}			Ω	$V_{IO} = 500\text{V}$ (note 1)
Rise Time tr		2		μs	$V_{CC} = 10\text{V},$ $I_C = 2\text{mA}, R_L = 100\Omega$	
Fall Time tf		3		μs		
Turn-on Time ton		3		μs		
Turn-off Time toff		3		μs		

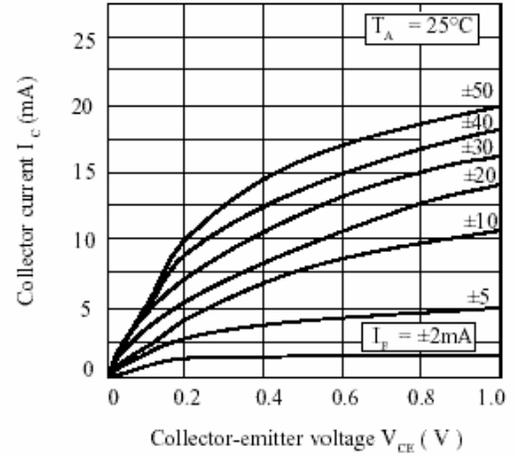
Note 1 Measured with input leads shorted together and output leads shorted together.

Note 2 Special Selections are available on request. Please consult the factory.

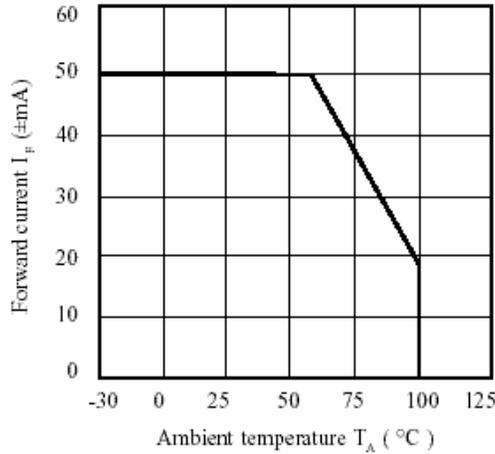
Collector Power Dissipation vs. Ambient Temperature



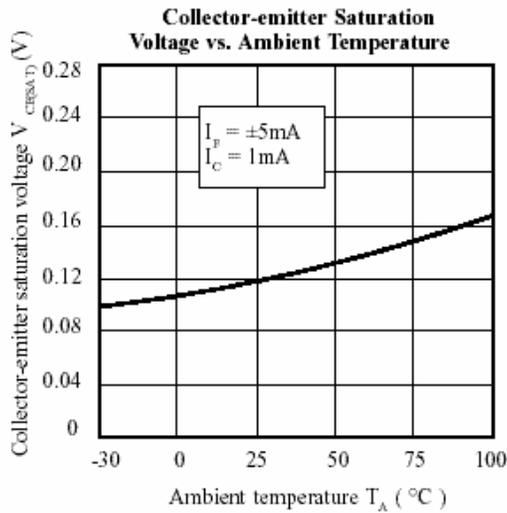
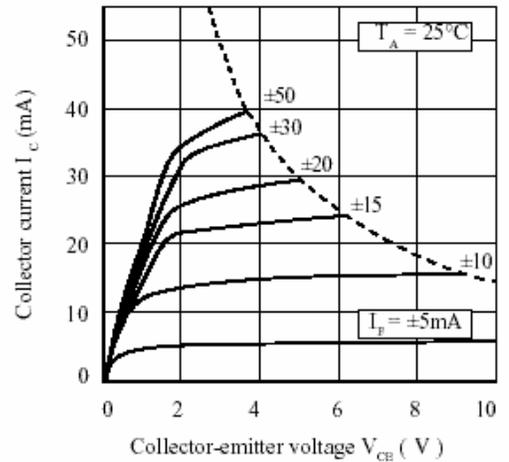
Collector Current vs. Low Collector-emitter Voltage



Forward Current vs. Ambient Temperature



Collector Current vs. Collector-emitter Voltage



Current Transfer Ratio vs. Forward Current

