

**DISEÑO DE LA INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA QUE PERMITA EL  
SEGUIMIENTO ESTRUCTURAL DE UN PUENTE EN GUADUA**

ANDRES FELIPE SERNA RUIZ

MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
PEREIRA  
2011

**DISEÑO DE LA INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA QUE PERMITA EL  
SEGUIMIENTO ESTRUCTURAL DE UN PUENTE EN GUADUA**

ANDRES FELIPE SERNA RUIZ

Trabajo de grado para optar al título de Maestría en Ingeniería Eléctrica  
Director  
Dr. Álvaro Ángel Orozco Gutiérrez

MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
PEREIRA  
2011

**Nota de aceptación:**

---

---

---

---

---

**Firma del presidente del jurado**

---

**Firma del jurado**

---

**Firma del jurado**

Pereira, Agosto de 2011

## **Agradecimientos,**

**A mi familia que siempre ha estado allí para ayudarme, a mis padres, mis hermanos y a mi suegra.**

**A mis amigos, sin querer dar nombres para no dejar a nadie afuera.**

**Al ingeniero Gonzalo Alberto Álvarez y los estudiantes Andrés David Vélez, Dora Lucia Trujillo Dávila y Johanny Ramírez Arbeláez por siempre ayudarme en este arduo proceso.**

**Al Dr. Álvaro Ángel Osorio quien fue una guía permanente.**

**Y finalmente a Dios, quien siempre tendrá una luz en el camino.**

## ÍNDICE GENERAL

|  |      |
|--|------|
| ÍNDICE DE FIGURAS .....  | V    |
| ÍNDICE DE TABLAS .....   | VIII |
| RESUMEN .....  | IX   |
| ABSTRACT .....   | IX   |
| INTRODUCCIÓN .....   | X    |
| OBJETIVOS .....  | XI   |
| CAPITULO 1 .....   | 1    |
| MARCO DE REFERENCIA.....   | 1    |
| 1.1 INSTRUMENTACIÓN EN PUENTES .....   | 1    |
| 1.1.1 Instrumentación IV Puente Internacional sobre el río Guadiana.....   | 1    |
| 1.1.2 Instrumentación Viaducto Pereira – Dos Quebradas.....  | 2    |
| 1.1.3 Aplicación de los principios de confiabilidad estructural para la evaluación de un puente en acero, apoyada en monitoreo e instrumentación ..... | 5    |
| 1.2 SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN.....   | 6    |
| 1.2.1 Análisis de datos experimentales.....  | 6    |
| 1.2.2 Análisis Estadístico .....   | 7    |
| 1.2.3 Sistema de Medida.....   | 8    |
| 1.2.4 Características de los Sistemas de Medida .....  | 10   |
| 1.2.5 Características Estáticas de los Sistemas de Medida .....  | 11   |
| 1.2.6 Sensores .....   | 12   |
| 1.2.6.1 Sensores Capacitivos .....   | 12   |
| 1.2.7 Acelerómetros Capacitivos.....   | 15   |
| 1.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN .....  | 18   |
| 1.3.1 Configuración del Amplificador de Instrumentación. ....  | 19   |
| 1.3.2 Especificaciones de un Amplificador de Instrumentación. ....   | 23   |
| 1.3.3 Amplificador de Instrumentación INA 2126.....  | 24   |
| 1.4 AMPLIFICADORES PROGRAMABLES.....   | 26   |
| 1.4.1 Amplificadores Conmutables .....   | 27   |
| 1.5 POTENCIÓMETROS DIGITALES .....   | 29   |

|  |    |
|--|----|
| 1.6 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN .....   | 33 |
| 1.6.1 Comunicación Serial RS-232 .....   | 33 |
| 1.6.2 Comunicación Serial RS-485 .....   | 36 |
| 1.6.3 Comunicación Bluetooth .....   | 37 |
| 1.7 MICROCONTROLADOR 16F877A .....   | 41 |
| 1.8 ESTRUCTURA DEL PUENTE EN GUADUA EN EL BARRIO SANTO DOMINGO SABIO MEDELLÍN<br>COLOMBIA..... | 45 |
| 1.8.1 Los arcos y su trazado.....  | 45 |
| 1.8.2 Componentes de un arco .....   | 45 |
| CAPITULO 2 .....   | 47 |
| DISEÑO DEL SISTEMA .....   | 47 |
| 2.1 SENSORES .....   | 47 |
| 2.1.1 Acelerómetro MMA 7261QT .....  | 48 |
| 2.1.1.1 Alimentación power supply: .....   | 48 |
| 2.1.1.2 Esquema del Sensor .....   | 49 |
| 2.1.1.3 Sensibilidad.....  | 49 |
| 2.1.1.4 Densidad de Ruido y Linealidad .....   | 49 |
| 2.1.1.5 Colocación del sensor.....   | 50 |
| 2.1.1.6 Principio de funcionamiento .....  | 51 |
| 2.1.1.7 Características del acelerómetro MMA 7260QT .....                                      | 52 |
| 2.1.2 Inclinómetro doble eje ACCUSTAR® II/DAS 20.....  | 53 |
| 2.1.2.1 Funcionamiento .....   | 53 |
| 2.1.2.2 Características del inclinómetro ACCUSTAR® II/DAS 20.....                              | 54 |
| 2.1.2.3 Esquema del Sensor .....   | 54 |
| 2.2 ACONDICIONAMIENTO DE LOS SENSORES.....   | 55 |
| 2.2.1 Acondicionamiento del Acelerómetro .....   | 55 |
| 2.2.2 Acondicionamiento Inclinómetro.....  | 56 |
| 2.3 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BLUETOOTH FIREFLY .....  | 57 |
| 2.3.1 Características del firefly.....   | 58 |
| 2.3.2 Aplicación .....   | 58 |
| 2.4 DISEÑO DE ESTACIONES .....   | 59 |
| 2.4.1 Estación de Control .....  | 59 |

|  |     |
|--|-----|
| 2.4.2 Estación Central.....  | 62  |
| 2.5 SOFTWARE.....  | 63  |
| 2.5.1 Protocolo de transferencia de información .....                  | 64  |
| 2.5.2 Interface para el monitoreo de las variables estructurales. .... | 66  |
| 2.6 AMPLIFICADOR PROGRAMABLE.....                                      | 68  |
| 2.6.1 Factor de Ganancia.....  | 70  |
| 2.6.2 Nivel de Ajuste Cero y Voltaje de Referencia.....                | 72  |
| 2.6.3 Comunicación Serial RS-422.....                                  | 75  |
| 2.6.4 Interfaz Grafica de Usuario (Amplificador Programable).....      | 78  |
| CAPITULO 3 .....   | 80  |
| PRUEBAS Y RESULTADOS.....  | 80  |
| 3.1 SISTEMAS ESTÁTICO .....  | 80  |
| 3.1.1 Sensor de inclinación ACCUSTAR® II/DAS 20 .....                  | 80  |
| 3.2 SISTEMA DINAMICO .....   | 89  |
| 3.2.1 Sensor de aceleración MMA 7261QT.....                            | 89  |
| 3.2.1.1 Pruebas en el eje Z .....                                      | 89  |
| 3.2.1.2 Pruebas en el eje Y .....                                      | 91  |
| 3.2.1.3 Pruebas en el eje X .....                                      | 91  |
| 3.2.1.4 Pruebas realizadas en el acelerómetro 1 .....                  | 92  |
| 3.3 AMPLIFICADOR PROGRAMABLE.....                                      | 93  |
| 3.3.1 POTENCIOMETROS DIGITALES .....                                   | 94  |
| CONCLUSIONES .....   | 97  |
| BIBLIOGRAFÍA .....   | 99  |
| ANEXOS .....   | 101 |

## ÍNDICE DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| Figura 1. Puente Internacional sobre el río Guadiana .....   | 1  |
| Figura 2. Distribución de la instrumentación Viaducto Pereira – Dos Quebradas.....   | 3  |
| Figura 3. Esquema para la evaluación de confiabilidad estructural .....  | 5  |
| Figura 4. Etapas para la realización de una medida.....  | 8  |
| Figura 5. Características de un Sistema de medida.....   | 10 |
| Figura 6. Configuraciones del Condensador .....  | 13 |
| Figura 7. Condensador cuando varía la distancia .....  | 14 |
| Figura 8. Condensador con placas fijas .....   | 14 |
| Figura 9. Condensador con dieléctricos .....   | 14 |
| Figura 10. Condensador diferencial .....   | 15 |
| Figura 11. Principio físico acelerómetro capacitivo .....  | 16 |
| Figura 12. Acelerómetro Capacitivo.....  | 16 |
| Figura 13. Principio físico acelerómetro piezoeléctrico.....   | 17 |
| Figura 14. Amplificador de Instrumentación .....   | 18 |
| Figura 15. Configuración del amplificador de instrumentación.....  | 19 |
| Figura 16. Circuito del Amplificador de instrumentación .....  | 20 |
| Figura 17. Análisis en modo común .....  | 20 |
| Figura 18. Circuito del Amplificador de instrumentación con tres amplificadores .....  | 22 |
| Figura 19. Símbolo del Amplificador de instrumentación.....  | 23 |
| Figura 20. Conexión del Amplificador de instrumentación.....   | 23 |
| Figura 21. Diagrama de pines.....  | 24 |
| Figura 22. Estructura interna del amplificador de instrumentación INA 2126.....  | 25 |
| Figura 23. Amplificador de ganancia programable MCP 6S2X controlado por medio de la comunicación serial SPI.....                                     | 26 |
| Figura 24. Diagrama de bloques del amplificador conmutable LM 604. ....  | 27 |
| Figura 25. Amplificador conmutable como inversor.....  | 28 |
| Figura 26. Amplificador conmutable como no inversor.....   | 28 |
| Figura 27. Diagrama de bloques del potenciómetro digital MCP 42 XXX. ....  | 29 |
| Figura 28. Gráfica del comportamiento de la resistencia en función de la posición del desplazador del potenciómetro de 10 K $\Omega$ (0 – 255).....  | 30 |
| Figura 29. Gráfica del comportamiento de la resistencia en función de la posición del desplazador del potenciómetro de 50 K $\Omega$ (0 – 255).....  | 30 |
| Figura 30. Gráfica del comportamiento de la resistencia en función de la posición del desplazador del potenciómetro de 100 K $\Omega$ (0 – 255)..... | 31 |
| Figura 31. Formato del byte de comando enviado a través de la comunicación serial SPI.....   | 31 |
| Figura 32. Diagrama de tiempos del envío del dato mediante el protocolo de comunicación SPI. ...   | 32 |
| Figura 33. Descripción física del conector serial DB9 hembra.....  | 33 |
| Figura 34. Circuito utilizado para convertir los niveles de voltaje de la norma RS-232 a TTL. ....   | 35 |
| Figura 35. Circuito utilizado para transmitir información mediante la norma RS-485.....  | 36 |
| Figura 36. Estructura piconet.....   | 38 |



|   |    |
|---|----|
| Figura 37. Bits de control del conversor A/D de los registros ADCON0 y ADCON1 .....   | 42 |
| Figura 38. Formato del resultado digital de 10 bits de la conversión.....   | 44 |
| Figura 39. Elementos estructurales en un arco en guadua.....  | 45 |
| Figura 40. Elementos de fijación en un arco en guadua.....  | 46 |
| Figura 41. Dimensiones en un arco en guadua.....  | 46 |
| Figura 42. Diagrama General del Sistema de instrumentación .....  | 47 |
| Figura 43. Acelerómetro MMA7261QT.....  | 48 |
| Figura 44. Diagrama Esquemático Sensor.....   | 49 |
| Figura 45. Colocación del Sensor .....  | 50 |
| Figura 46. Aceleración Estática .....   | 51 |
| Figura 47. Sensor de dos placas capacitivas conductoras paralelas .....   | 52 |
| Figura 48. Inclinómetro ACCUSTAR® II/DAS 20.....  | 53 |
| Figura 49. Diagrama de bloques inclinómetro .....   | 55 |
| Figura 50. Tarjeta de acondicionamiento conector QFN .....  | 55 |
| Figura 51. Sistema acondicionamiento acelerómetro .....   | 56 |
| Figura 52. Sensor de inclinación con conector RJ-45 .....   | 56 |
| Figura 53. Sistema de acondicionamiento inclinómetro .....  | 57 |
| Figura 54. Módulo Bluetooth firefly.....  | 57 |
| Figura 55. Conexión cable recto.....  | 59 |
| Figura 56. Conexión con cable crossover.....  | 59 |
| Figura 57. Ubicación de los sensores de aceleración en el puente.....   | 60 |
| Figura 58. Ubicación de los sensores de inclinación en el puente.....   | 60 |
| Figura 59. Distribución de los sensores en las estaciones .....   | 60 |
| Figura 61. Ubicación de las estaciones en el puente .....   | 61 |
| Figura 62. Estación de Control .....  | 61 |
| Figura 60. Ubicación de las estaciones en el puente .....   | 61 |
| Figura 63. Estación central de proceso .....  | 62 |
| Figura 64. Diagrama de flujo de la estación de control .....  | 63 |
| Figura 65. Diagrama funcional del Sistema General .....   | 64 |
| Figura 66. Proceso de transferencia de información .....  | 65 |
| Figura 67. Trama de datos transferida vía bluetooth .....   | 65 |
| Figura 68. Distribución de la trama de datos .....  | 65 |
| Figura 69. Diagrama de flujo estación central de proceso.....   | 66 |
| Figura 70. Interface para el monitoreo de las variables estructurales de puente en guadua .....   | 67 |
| Figura 71. Esquema eléctrico del amplificador configurado como restador para el ajuste de cero y el factor de ganancia.....                           | 69 |
| Figura 72. Esquema eléctrico del amplificador con el factor de ganancia configurando los amplificadores en cascada. ....                              | 71 |
| Figura 73. Variación del nivel de ajuste a cero utilizando un potenciómetro digital como divisor de voltaje.....                                      | 72 |
| Figura 74. Variación del nivel de ajuste a cero utilizando dos potenciómetros digitales (10 K $\Omega$ y de 100 K $\Omega$ ) conectados en serie..... | 73 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 75. Configuración del circuito implementado para controlar el voltaje de referencia en los pines REFA y REFB. ....           | 74 |
| Figura 76. Circuito de prueba implementado para el factor de ganancia, el voltaje de ajuste a cero y el voltaje de referencia. .... | 75 |
| Figura 77. Diagrama de bloques del módulo de amplificación programable. ....  | 75 |
| Figura 78. Configuración de los registros TXSTA y RCSTA. ....   | 76 |
| Figura 79. Diagrama de flujo del algoritmo diseñado para el funcionamiento del módulo de amplificación programable. ....            | 77 |
| Figura 80. Panel frontal de la interfaz gráfica de usuario en Labview. ....   | 78 |
| Figura 81. Diagrama de flujo de la interfaz gráfica en Labview. ....  | 79 |
| Figura 82. Sistema de instrumentación en el puente en guadua Medellín .....   | 80 |
| Figura 83. Comportamiento del inclinometro 1 en el eje X .....  | 83 |
| Figura 84. Comportamiento del inclinometro 1 en el eje Y .....  | 83 |
| Figura 85. Comportamiento del inclinometro 2 en el eje X .....  | 84 |
| Figura 86. Comportamiento del inclinometro 2 en el eje Y .....  | 84 |
| Figura 87. Comportamiento del inclinometro 3 en el eje X .....  | 85 |
| Figura 88. Comportamiento del inclinometro 3 en el eje Y .....  | 85 |
| Figura 89. Comportamiento del inclinometro 4 en el eje X .....  | 86 |
| Figura 90. Comportamiento del inclinometro 4 en el eje Y .....  | 86 |
| Figura 91. Comportamiento del inclinometro 5 en el eje X .....  | 87 |
| Figura 92. Comportamiento del inclinometro 5 en el eje Y .....  | 87 |
| Figura 93. Comportamiento del inclinometro 6 en el eje X .....  | 88 |
| Figura 94. Comportamiento del inclinometro 6 en el eje Y .....  | 88 |
| Figura 95. Señales de salida estimulación estación 4 .....  | 89 |
| Figura 96. Señales de salida estimulación estación 2 y 3 .....  | 90 |
| Figura 97. Señales de salida estimulación estación 1 .....  | 90 |
| Figura 98. Señales de salida estimulación estación 2 y 3 .....  | 91 |
| Figura 99. Señales de salida estimulación estación 2 y 3 .....  | 92 |
| Figura 100. Señales de salida acelerómetro 1 estimulación estación 1 .....  | 92 |

## ÍNDICE DE TABLAS

|   |    |
|---|----|
| Tabla 1.Relación del el factor de ganancia con la resistencia RG.....   | 25 |
| Tabla 2.Descripción de los bits de selección del comando para el potenciómetro digital.....   | 32 |
| Tabla 3.Descripción de los bits de selección del potenciómetro digital.....   | 32 |
| Tabla 4.Descripción de los pines del conector serial DB9.....   | 34 |
| Tabla 5.Configuración de la línea DE del integrador SN75176 configurado como transmisor.....  | 36 |
| Tabla 6.Configuración de la línea /RE del integrador SN75176 configurado como receptor.....   | 36 |
| Tabla 7.Estándar Bluetooth.....   | 40 |
| Tabla 8.Relación del valor de los bits 7 y 6 de ADCON0 con respecto a la frecuencia de reloj.....                                   | 43 |
| Tabla 9.Tabla de configuración del los canales de entrada.....  | 43 |
| Tabla 10.Configuración de los canales del conversor A/D de acuerdo a los bits PCFG3-0.....  | 44 |
| Tabla 11. Selección de la sensibilidad.....   | 53 |
| Tabla 12.Identificación de conectores.....  | 61 |
| Tabla 13. Identificación de conectores en la estación central.....  | 62 |
| Tabla 14.Factor de ganancia mínimo y máximo de acuerdo el valor resistivo máximo y mínimo de los potenciómetros digitales.....      | 70 |
| Tabla 15 .Factor de ganancia mínimo y máximo de acuerdo utilizando la configuración de los amplificadores en cascada.....           | 71 |
| Tabla 16. Alcance de los inclinómetros.....   | 81 |
| Tabla 17. Error Máximo - Máximo Promedio.....   | 82 |
| Tabla 18.Datos obtenidos para el análisis del nivel de ajuste a cero para el modulo de amplificación programa.....                  | 94 |
| Tabla 19.Comparación de los datos prácticos y teóricos para las características más relevantes de los potenciómetros digitales..... | 95 |

## **RESUMEN**

En este trabajo se describe el diseño y la elaboración de un sistema de instrumentación electrónica que permite el seguimiento estructural de un puente en guadua, ubicado en el barrio Santo Domingo Sabio Medellín Colombia. Se muestra una metodología para la selección de puntos de medida, magnitudes, rangos de medida y tipos de sensores utilizados, las señales entregadas por los sensores de inclinación y aceleración pasan por un proceso de acondicionamiento que involucra un amplificador de instrumentación INA2126, posteriormente se implemento el sistema de adquisición y transmisión utilizando microcontroladores PIC 16f877A y un modulo de comunicación Bluetooth firefly, posteriormente se realizo un software en LabView para la captura y recolección de la información.

## **ABSTRACT**

In this work is described the design and elaboration for an electronic instrumentation system that allows the structural monitoring of a bridge made of guadua, it is located in Santo Domingo sabio neighborhood of Medellin Colombia. It Is shown in a mythology for choice measuring points, magnitudes, measuring ranges, and type of sensors used, the signals delivered by the inclination and acceleration sensors go through a conditioning process that involve an instrumentation amplifier INA2126, later is implemented the acquisition and transmission system using microcontrollers PIC16f877A and a communication module Bluetooth firefly. Later was created software in LabView to get and gather information.

## INTRODUCCIÓN

El país está incurriendo en inversiones muy importantes en infraestructura vial y peatonal, en particular en la construcción de puentes y viaductos que se hacen indispensables para salvar la accidentada geografía del territorio, surcado por grandes cordilleras y profundos ríos y quebradas. Por otra parte, nuestro territorio es frecuentemente sacudido por sismos, que determinan el diseño estructural de estas obras. En efecto, es posible afirmar que Colombia presenta una de las actividades sísmicas más altas de la tierra.

El comportamiento estructural de los puentes peatonales de guadua es convencional poco conocido, resulta de gran interés el poder disponer de una instrumentación permanente en el puente de guadua ubicado en el barrio Santo Domingo Savio Medellín Colombia para registrar al paso de los peatones una serie de magnitudes que permitan caracterizar en tiempo real el comportamiento de dicha estructura. Una adecuada selección de puntos instrumentados para la medida de giros, desplazamientos, deformaciones y aceleraciones permitirá conocer la respuesta del puente y su evolución a lo largo del tiempo.

El SENA, a través de su Centro Territorial de la Construcción Regional Quindío y con la colaboración del Centro de la Construcción SENA Regional Antioquia realizó el proyecto de construcción del puente en guadua.

En el desarrollo de este proyecto se realizó el diseño y la elaboración de un sistema de instrumentación electrónica que permite el seguimiento estructural de un puente en guadua, Para así ayudar en su salud estructural y encontrar posibles fallas de elementos principales del puente que afecten la seguridad, donde será un soporte importante para el control por parte de la entidad responsable.

## **OBJETIVOS**

### **Objetivo general:**

Diseñar un sistema de instrumentación electrónica que permita el seguimiento estructural de un puente en guadua.

### **Objetivos específicos:**

- Desarrollar una propuesta de instrumentación electrónica que incluya los puntos de medida, las magnitudes a medir, tipo de transductor o sensor a usar, rangos de medida, sistema de cableado, interconexión y suministro de alimentación.
- Diseñar un sistema programable para el acondicionamiento electrónico de los diferentes tipos de transductores y sensores.
- Diseñar un sistema para la adquisición y transmisión de datos a un centro remoto.
- Diseñar un software de captura y recolección de información del puente que permita crear una base de datos.



## CAPITULO 1

### MARCO DE REFERENCIA

---

#### 1.1 INSTRUMENTACIÓN EN PUENTES

La supervisión electrónica en estructuras como son los puentes cada día toma más fuerza e importancia debido a las ventajas y beneficios que presenta este tipo de implementación electrónica, pero en la actualidad no se conocen trabajos relacionados en la supervisión del comportamiento estructural de los puentes fabricados en guadua, como el que se plantea en este trabajo de grado.

##### 1.1.1 Instrumentación IV Puente Internacional sobre el río Guadiana

La instrumentación instalada en el IV Puente Internacional sobre el río Guadiana (ver figura 1), para el seguimiento de la estructura durante el período de ejecución, se basó en las siguientes líneas de actuación [1].



Figura 1. Puente Internacional sobre el río Guadiana

##### **Control de la geometría:**

- Control térmico en pilón y tablero (46 sensores).
- Control de módulos de deformación del hormigón.

##### **Control de las reacciones en apoyo:**

- Medida directa de reacciones en cinco apoyos provisionales y un apoyo definitivo (6 sensores).
- Control tensional en el trípode tridimensional (18 sensores).

##### **Control de tesado de los tirantes:**

- Control tensional en los 28 tirantes (280 sensores).
- Control de presión en el circuito hidráulico del gato de tesado (1 sensor).



- Control tensional de la célula metálica en cabeza de pión (15 sensores).
- Control térmico en tirantes (8 sensores).

Los registros de los controles térmicos, tenso-deformacionales y de reacciones en apoyos, se efectuaron, en una primera fase, de forma manual mediante los lectores TMU-101 para temperaturas y VISHAY P-3500 para sensores extensiométricos y, en una segunda fase, correspondiente fundamentalmente al período de tesado de tirantes, de forma automática mediante el sistema de adquisición de datos IMP de Schlumberger[1].

El sistema automático IMP permitió la lectura de un gran número de sensores de forma muy simple y permitió la toma de lecturas de forma continua (refresco de pantallas cada 10 seg.). Las 20 Estaciones de medida estaban enlazadas entre sí (red de tipo distribuido con acondicionamiento de la señal muy próximo al sensor) y con el ordenador central, mediante la Red-S (línea dedicada de transmisión digital y alta velocidad de transferencia de datos), a la cual accedía mediante una tarjeta controladora y dispositivo GPIB-RS423.

IIC desarrolló una aplicación específica, dentro del entorno LABWINDOWS, para el control de la instrumentación mediante el sistema IMP. Con este software se pretendía agilizar el seguimiento de las lecturas en tiempo real, obtener directamente parámetros medibles que ayudasen a la ejecución del tesado y facilitar al máximo posible la visualización e interpretación de resultados. En este sentido, al programa se le incorporaron una serie de cálculos (temperaturas medias, gradientes térmicos, reacciones finales en apoyos, axiles finales en tirantes...) para la obtención de las magnitudes con sentido físico, cuyos datos de partida eran previamente operados de forma estadística (máximos, mínimos, medias, criterios lógicos por desviación estadística).

Finalmente, IIC desmontó la red de control utilizada durante el proceso constructivo e instaló varias cajas de centralización de lecturas, con la finalidad de permitir el seguimiento de parte de la instrumentación en el futuro. [1]

### **1.1.2 Instrumentación Viaducto Pereira - Dos Quebradas**

Para la instrumentación de los 58 millones de dólares invertidos en la construcción del viaducto, 1,5 millones asignados para la instrumentación de la estructura. Más de 300 transductores incluidos como: Acelerómetros, transductores de desplazamiento, inclinómetros, medidores de temperatura, y la corrosión. Los sensores están instalados en toda la superestructura, en el hormigón, cables de

acero y en los muelles [2]. Las señales de estos sensores se transmiten a través de un cable serial para el monitoreo en la estación de vigilancia de Dosquebradas cerca de las secciones del Viaducto.

La instrumentación y sistema de adquisición de datos del Viaducto se pueden clasificar en tres subsistemas, tal como se describe en las siguientes secciones.

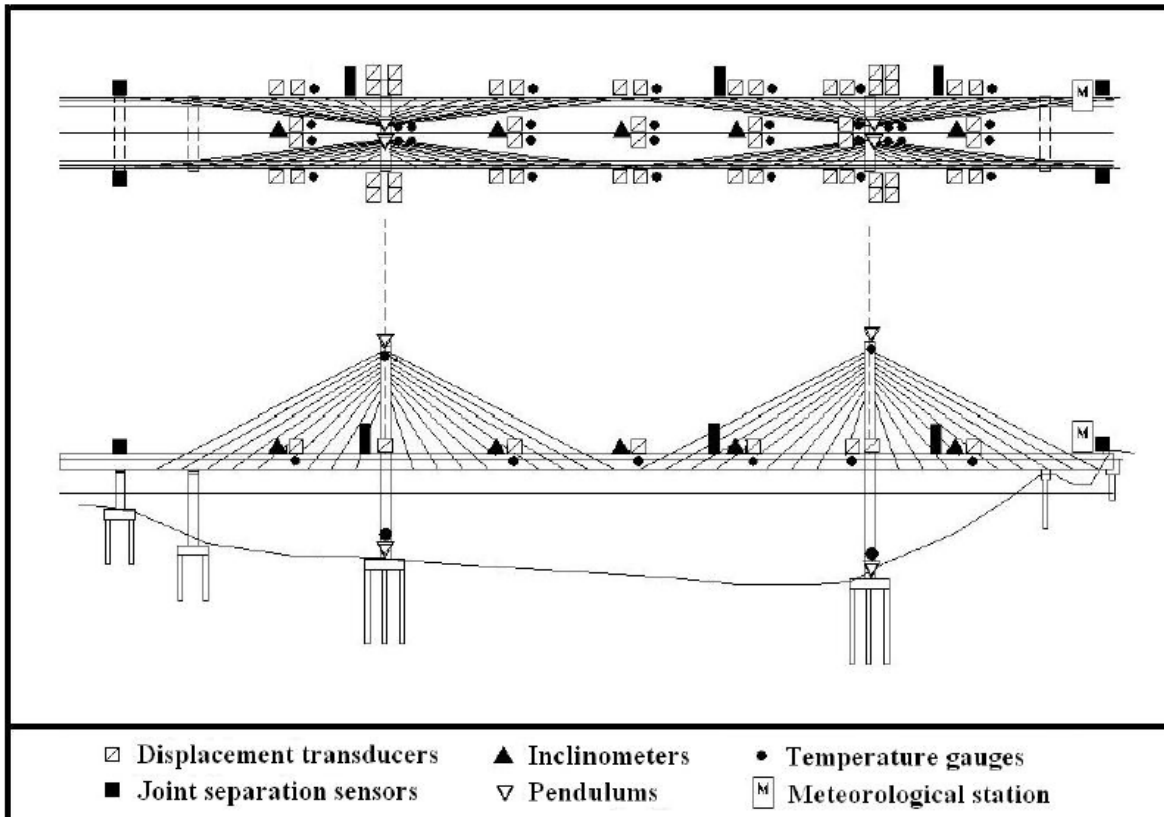


Figura 2. Distribución de la instrumentación Viaducto Pereira – Dos Quebradas

### Subsistema

Este subsistema ha sido diseñado para el seguimiento "que varían lentamente" de fenómenos tales como las variaciones a los cambios de temperatura, bases de asentamiento y la relajación del concreto.

Consta de 4 A.G.I.S. Péndulos (modelo PD/2000/R), 5 SISGEO inclinómetros (modelo S522SV10), 52 AGIS Transductores de desplazamiento inductivos (modelo EBC/S/1000), 4 Rayelco conjunta de los sensores de separación (Modelo PT-420-40), 32 A.G.I.S. Medidores de temperatura (modelo TM/C/100), y

un estación meteorológica que incluye un pluviómetro, radiómetro, y un barómetro, thermohigrometro[2].

### **Subsistema dinámico**

Diseñado para la vigilancia "que varían rápidamente" debido a los fenómenos de tráfico, el viento y las cargas sísmicas. Este subsistema se compone de 29 acelerómetros piezoeléctricos de SIG SA (6 uniaxial Acelerómetros modelo AC31, 12 biaxial acelerómetros modelo AC32 y 11 triaxial Acelerómetros modelo AC33), 3 anemómetros (modelo 05103) y 24 AGIS Cepa Medidores (modelo SM/A/100/D) para la detección de deformaciones en las vigas con un rango de medición de  $1500 \mu \pm e$ . Los volúmenes de activación, fijado de la estación de vigilancia, se puede especificar para iniciar, adquisición de datos a velocidades de muestreo de que se suelen fijar en 128 o 256Hz. Este subsistema proporciona información de las cargas dinámicas y respuestas del viaducto, velocidad y dirección del viento a través de la que se controla la cubierta, así como longitudinal, transversal y vertical de la aceleración de la cubierta, muelles y cables [2].

En este subsistema, los datos se adquieren, filtrados, digitalizada (12 bits) y multiplexados en un 32 SIG, unidades (modelo SMACH SM2), cada uno con 3 canales dinámicos y una tarjeta de memoria de 512 KB para datos. Los datos son enviados desde la SMACH unidades a través de los nodos de interconexión de serie RS-232 y la comunicación entre los nodos se realiza a través de serie RS-422. Por último, la información es SMACH recogidos por una unidad central en la estación de vigilancia y pre-procesado para más análisis.

### **Subsistema de la corrosión**

Este subsistema se compone de 136 sensores para la detección de corrosión en el refuerzo del acero, los muelles de concreto y losa de cubierta. Estos sensores constan de tres electrodos incrustados en el concreto (dos de cobre y uno de acero), cada uno de aproximadamente 10 cm de largo. Mediante la medición de la corriente que fluye a través de los electrodos debido a la constante caída de voltaje DC, el nivel de corrosión se puede determinar. Como las variaciones en los niveles de corrosión se espera que sean muy lentos, las mediciones se realizan manualmente una vez cada seis meses.[2]

### 1.1.3 Aplicación de los principios de confiabilidad estructural para la evaluación de un puente en acero, apoyada en monitoreo e instrumentación

El Grupo de investigación de Estructuras del Departamento de Ingeniería Civil trabajo en la evaluación de confiabilidad estructural de los elementos principales de uno de los puentes de acero más importantes de la red vial nacional de Colombia. La evaluación mediante técnicas de confiabilidad estructural se basó en el levantamiento geométrico, ensayos mecánicos, conteo del tráfico, prueba de carga, calibración de modelo estructural, instrumentación, monitoreo y simulación numérica [4].

Para el monitoreo se empleó un esquema electrónico de medidores instalados sobre una red de datos multipunto master-slave (rs4-85), empleando la señal de diez galgas extensiométricos instaladas en los elementos principales del puente. A través del monitoreo se realizó una revisión de las solicitaciones reales generadas por el tráfico en los elementos principales del puente comparadas con la carga de diseño (C40-95) del Código Colombiano de Diseño Sísmico de Puentes. Se encontraron sobrecargas importantes sobre algunos elementos del puente, que afectan su seguridad y que deben ser objeto de control inmediato, además de algunas probabilidades de falla en algunos elementos que no están dentro del rango de seguridad para que garanticen la estabilidad y menor riesgo del puente. [5]

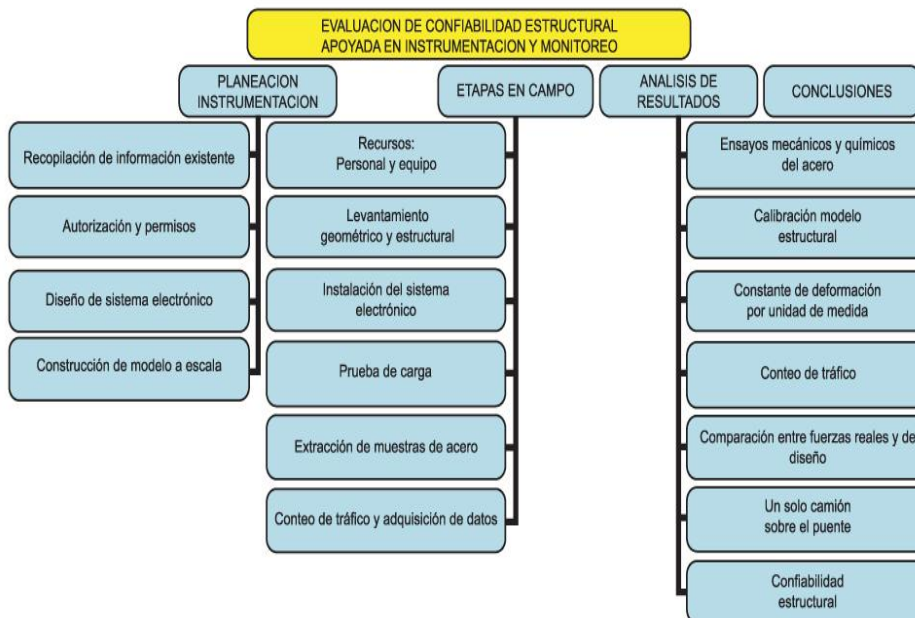


Figura 3. Esquema para la evaluación de confiabilidad estructural

Los diferentes métodos de instrumentación que son aplicados a las estructuras como los puentes es notable la implementación de sensores de inclinación y acelerómetros, también de sistemas de comunicación serial. Lo que permite comparar con el trabajo a desarrollar que se cuenta con lo esencial para realizar el monitoreo del puente en Guadua.

## 1.2 SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN

### 1.2.1 Análisis de datos experimentales

La física es considerada como la ciencia de la medición, ya que todas las magnitudes físicas pueden ser determinadas experimentalmente por medidas o combinaciones de medidas, las cuales pueden tener un cierto grado de inseguridad debido a los errores presentados en los experimentos; estos son inherentes al acto mismo de la medición [7].

Si se diseña bien y se lleva a cabo con cuidado un experimento, en muchas ocasiones se pueden reducir los errores a un nivel en el que sus efectos sean menores que el máximo aceptable.

Se tiene entonces que toda medida lleva implícito un error, lo que dificulta obtener el valor verdadero de una magnitud determinada; por lo que la descripción de cada medición debe incluir un intento de evaluar las magnitudes y las fuentes de los errores.

Los errores tienen la siguiente clasificación:

- **Humanos:** se deben a fallas humanas, de los cuales se encuentran:
  - Equivocación en la lectura del instrumento.
  - Cálculos erróneos.
  - Selección inadecuada del instrumento.
  - No ajuste de cero del instrumento.

Estos errores no se pueden estimar matemáticamente y la única forma de disminuirlos, es teniendo mucho cuidado y concentración a la hora de hacer alguna medición.

- **Sistemáticos:** están divididos en:

- ❖ **Instrumentales:** se deben a las fallas en los instrumentos, de los cuales se encuentran:

- Fricción en cojinetes.
- Fallos en la medición por causa de batería descargada.
- Instrumentos defectuosos.
- Pérdidas durante la transmisión.
- Calibración defectuosa.

Estos errores son inherentes al instrumento y se puede disminuir con buen mantenimiento a los aparatos de medida.

- ❖ **Ambientales:** se deben a las condiciones externas que afectan la operación del dispositivo de medición., de los cuales se encuentran:
  - Cambios de temperatura.
  - Cambios de humedad.
  - Cambios en los campos magnéticos.
  - Alteraciones en el campo eléctrico.

Se pueden estimar vigilando cuidadosamente los cambios en las variables o calculando los cambios esperados.

- **Aleatorios o estadísticos:** se deben a causas desconocidas y ocurren incluso cuando los anteriores errores se han estimado y reducido al mínimo valor posible.  
La manera de reducir estos errores es efectuando muchas mediciones y aplicando el análisis estadístico a los cambios no explicados, para así obtener la mejor aproximación del valor verdadero de la magnitud medida.

### 1.2.2 Análisis Estadístico

Para el cálculo de valores probables de una medición, partiendo de algunos datos, se usa el análisis estadístico.

Dado los resultados de un experimento, se puede calcular el error probable de una observación y la magnitud de la incertidumbre en la respuesta obtenida. Sabiendo que la incertidumbre de medición, es el parámetro asociado al resultado de una medición que caracteriza la dispersión de los valores que podrían ser razonablemente atribuidos al mensurando.

La acción de medir surge de la necesidad de cuantificar alguna magnitud física, en otras palabras, de la necesidad de conocer su valor verdadero, es por tanto importante estimar por medio de la incertidumbre de medición los límites

alrededor del valor medido entre los cuales se estima con un alto nivel de probabilidad que se encuentra el valor verdadero de la magnitud bajo medición.

La Incertidumbre de una medición indica la calidad misma ya que está asociada con la instrumentación utilizada y con la capacidad del metrólogo.

Antes de empezar con el análisis estadístico, se debe tener unas bases estadísticas empleadas en la estimación de la incertidumbre de medición.

### 1.2.3 Sistema de Medida

Un sistema es la combinación de dos o más elementos, subconjuntos o partes necesarias para realizar una o varias funciones. En los sistemas de medida, la función es la asignación objetiva y empírica de un número a una propiedad o cualidad de un objeto o evento, de tal forma que lo describa. El resultado de una medida debe ser:

- **Objetiva:** independiente del observador.
- **Empírica:** basada en a experimentación.
- **Correspondencia:** entre las relaciones numéricas y las propiedades descritas.

Para la realización de una medida deben existir las siguientes etapas básicas que se presenta en figura 4:



Figura 4. Etapas para la realización de una medida

**Transductor:** es todo dispositivo que convierte una señal de forma física en otra señal de forma diferente. En otras palabras, es un dispositivo que convierte un tipo de energía en otra, lo que implica que en la transducción siempre se extrae energía del sistema donde se mide, por lo que es importante garantizar que esto no lo perturbe [7].

Se consideran seis tipos de señales: mecánicas, térmicas, magnéticas, eléctricas, ópticas y moleculares (químicas).

Los transductores son aquellos que ofrecen una señal de salida eléctrica. Esto se debe al normal interés de este tipo de medidas en procesos electrónicos.

Los sistemas de medida electrónicos ofrecen, entre otras, las siguientes ventajas:

- Debido a la estructura electrónica de la materia, cualquier variación de un parámetro no eléctrico de un material, viene acompañada por la variación de un parámetro eléctrico.
- Dado que en los procesos de medida no conviene extraer energía del sistema donde se mide, lo mejor es amplificar la señal de salida del transductor.
- Existen gran variedad de recursos para acondicionar las señales.
- Existen innumerables recursos para presentar la información.
- La transmisión de señales eléctricas es más versátil que la de señales mecánicas, hidráulicas o neumáticas.

**Sensores:** un sensor es un elemento que a partir de la energía del medio donde se mide, entrega una señal de medida transducible, que es función de la variable medida. En la mayoría de los casos, se define como sensor como el transductor de entrada.

A veces, en el caso de medida de magnitudes mecánicas, puede señalarse la presencia de un elemento sensor primario que convierte la variable medida en una señal de medida, siendo el sensor electrónico quien la convierta en una señal eléctrica. Por ejemplo, para medir diferencia de presión se utiliza un diafragma – galga extensiométrica, en este caso, la galga es la que hace la transducción y el diafragma el sensor primario [7].

**Acondicionamiento y presentación:** los acondicionadores, adaptadores o amplificadores de señal, son elementos del sistema de medida que ofrecen una señal apta para ser presentada o registrada o simplemente permite un procesamiento posterior. Consisten normalmente en circuitos electrónicos que ofrecen las siguientes funciones, entre otras: amplificación, filtrado, adaptación de impedancias, modulación y/o demodulación.

**Interfaces, dominios de datos y conversiones:** a veces la separación entre acondicionamiento y procesamiento no es claro en los sistemas de medida. Las interfaces son un conjunto de elementos que modifican las señales, pero permaneciendo en el dominio eléctrico.



Se denomina dominio de datos el nombre de una magnitud mediante la que se representa o transmite información. Veamos algunos ejemplos:

- Dominio analógico: la información en la amplitud de la señal (carga , corriente, tensión, potencia).
- Dominio temporal: la información aparece en las relaciones temporales (periodo, frecuencia, ancho de pulso, fase).
- Dominio digital: las señales tienen solo dos niveles. La información puede estar en el número de pulsos o palabras serie - paralelo codificadas [7].

### 1.2.4 Características de los Sistemas de Medida

Las etapas básicas de un sistema de medida



Figura 5. Características de un Sistema de medida

El comportamiento de un sensor o instrumento de medida se puede definir mediante la función de transferencia  $H(s)$ , y es la relación de la salida con respecto a la entrada.

$$H(s) = \frac{y(s)}{x(s)}$$

Ecuación 1. Función de transferencia

La función de transferencia indica el comportamiento estático y dinámico del sistema.

Las características estáticas corresponden a la relación entre la entrada y la salida, cuando la entrada es constante (pequeñas variaciones en la magnitud física medida).

Las características dinámicas indica la evolución del sistema hasta que la salida alcanza un valor final ante una variación en la entrada.

Nota: una función de transferencia que tenga los dos comportamientos resultará muy difícil de resolver, por tanto se analizarán por separado.

### 1.2.5 Características Estáticas de los Sistemas de Medida

Indica la relación que hay entre la entrada y la salida cuando la entrada es constante. En la mayoría de los sistemas de medida, la variable de interés, varía tan lentamente que basta conocer las características estáticas del mismo. Veamos algunas: Exactitud, precisión, respetabilidad.

**Error absoluto:** diferencia que existe entre el valor indicado por el instrumento  $A_i$  y el valor real  $A_r$  de la magnitud medida,  $E = A_i - A_r$

En los instrumentos de medida, el error absoluto se determina por comparación de las lecturas del instrumento bajo prueba con las lecturas del aparato patrón.

Cuando es necesario distinguir “error” de “error relativo”, el primero es a veces llamado error absoluto de medición. Este no debe confundirse con el valor absoluto del error, que es el módulo del error.

**Error relativo:** es la relación entre el error absoluto (E), y el valor máximo de la escala ( $A_{max}$ ). Por lo general este error se expresa en porcentaje,  $ER = (A_i - A_r) \times 100\% / A_{max}$

La fórmula anterior se utiliza para calcular el error relativo en el caso más general, es decir cuando la escala es uniforme o casi uniforme.

**Clase de exactitud:** la calidad de un instrumento de medida análogo la da su especificación de exactitud, que se representa por un número (Clase de exactitud).

La especificación de exactitud se representa por un número denominado clase de exactitud. Existen siete clases de exactitud para los instrumentos analógicos: 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5 y 5.

Para los instrumentos analógicos con ajuste mecánico del cero, la clase de exactitud es el máximo error de indicación (diferencia entre el valor indicado y el valor convencionalmente verdadero) de la magnitud medida, expresado en porcentaje del valor final del campo de medida (valor máximo del rango)  $\delta = (A_i - A_r)_{max} \times 100 / A_{max}$  [7].

### 1.2.6 Sensores

Un sensor es cualquier dispositivo que detecta una determinada acción externa. Los sensores existen desde siempre y nunca, mejor dicho, el hombre los tiene incluidos en su cuerpo y de diferentes tipos.

El hombre experimenta sensaciones como calor o frío, duro o blando, fuerte o flojo, agradable o desagradable, pesado o no. Y poco a poco le ha ido añadiendo adjetivos a estas sensaciones para cuantificarlas como frígido, fresco, tibio, templado, caliente, tórrido. Es decir, que día a día ha ido necesitando el empleo de magnitudes medibles más exactas [7].

Existen dos criterios de clasificación de los sensores que son: el criterio físico y el criterio electrónico, los cuales se clasifican de la siguiente manera.

**Criterio electrónico:** se clasifican según el parámetro eléctrico sensible al midiendo de interés.

- Sensores de resistencia variable.
- Sensores de reactancia variable.
- Sensores generadores.
- Otros.

**Criterio físico:** clasificación según el midiendo de interés.

- Sensores de presión.
- Sensores de temperatura.
- Sensores de vibración.
- Sensores de posición.
- Sensores de flujo y caudal.
- Otros.

#### 1.2.6.1 Sensores Capacitivos

- **Condensadores variables:** un condensador eléctrico consiste en dos conductores separados por un dieléctrico (sólido, líquido, gaseoso), o en el vacío.

$$C = Q/V$$

Ecuación 2.Capacidad del condensador

Donde C es la capacidad, Q la carga, V es el voltaje.

La capacidad depende del dieléctrico, donde  $\epsilon$  es la permeabilidad dieléctrica (depende del material).

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$$

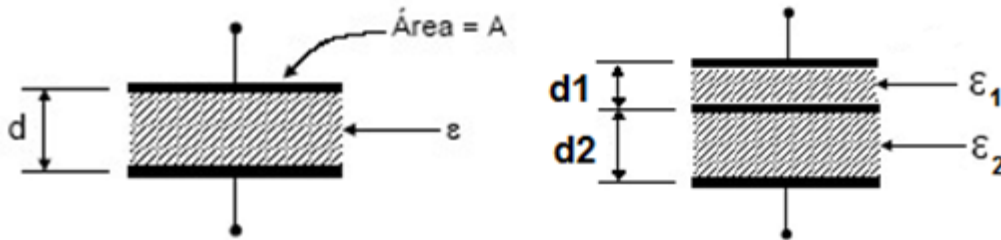
$$\epsilon_0 = 8.85 \text{ pF/m}$$

**Ecuación 3. Permeabilidad eléctrica**

$\epsilon_0$  es la permeabilidad del vacío,  $\epsilon_r$  es la permeabilidad relativa.

- Distancia entre placas d.
- Disposición geométrica de los materiales.

**Tipos de configuraciones:** cualquier fenómeno que produzca variación en el área o en la distancia entre placas, provoca un cambio en la capacidad [8].



**Figura 6. Configuraciones del Condensador**

$$C = \frac{\epsilon \cdot A}{d}$$

**Ecuación 4. Capacidad del condensador**

$$C = \frac{A}{\frac{d_1}{\epsilon_1} + \frac{d_2}{\epsilon_2}}$$

**Ecuación 5. Capacidad del condensador con dos dieléctricos**

**Características:**

- Cuando se tiene un condensador el cual varíe  $\epsilon_r$  o  $A$ , la salida es lineal si se mide la admitancia (proporcional a  $C$ ).
- Cuando se tiene un condensador que varíe la separación entre placas (condensador con placa móvil), de la forma:

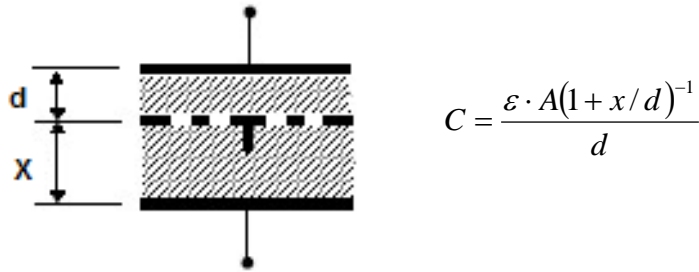


Figura 7. Condensador cuando varía la distancia

- Cuando se tiene un condensador con placas fijas:  
La variación no es lineal.

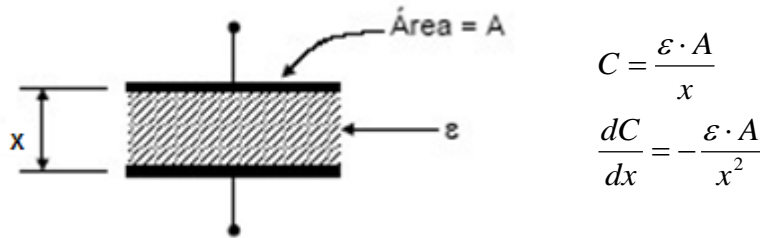


Figura 8. Condensador con placas fijas

Capacitor con dieléctricos diferentes: Esta configuración permite deducir que son dos condensadores en serie, por tanto [8]:

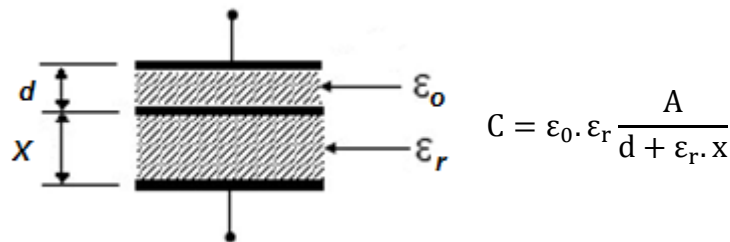


Figura 9. Condensador con dieléctricos

• **Condensador diferencial**

Consiste en dos condensadores variables dispuestos de tal modo que experimentan el mismo cambio pero en sentidos opuesto

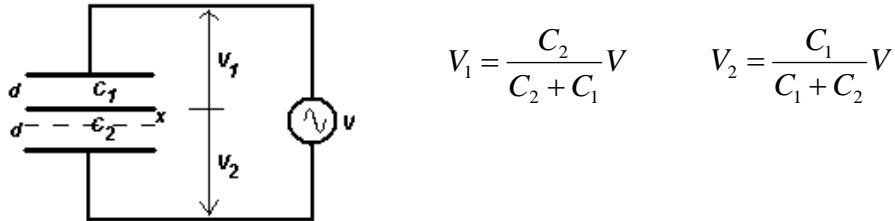


Figura 10. Condensador diferencial

**Limitaciones:**

- Problema de efecto en los bordes. Estos aparecen cuando la separación entre placas es mucho menor que la dimensión lineal de estas. Se manifiestan con tensiones que aparecen y afectan la medida.
- Alta impedancia de salida, por tanto al conectarse con otro dispositivo, aparece problemas de acople de impedancias.
- Al aumentar la frecuencia, disminuye la impedancia.

**Ventajas:**

- Error de carga mínima, esto quiere decir que no hay contacto físico con el medio.
- No hay problemas de fricción.
- Altamente estables y tienen buena reproducibilidad.
- Buena resolución en medidas de desplazamiento.

**Aplicaciones:**

- Medidas de nivel.
- Detectores de proximidad.
- Medida de cualquier magnitud física que se pueda convertir en desplazamiento.[4]
- 

**1.2.7 Acelerómetros Capacitivos**

El principio de funcionamiento en los sensores más simples, los acelerómetros capacitivos operan con una técnica donde la capacitancia del elemento sensor interno cambia en proporción a la aceleración aplicada. En la figura 11 ilustra el

esquema de un acelerómetro capacitivo, integrado dentro de una estructura de silicio del orden de dimensión de los nanómetros [8].

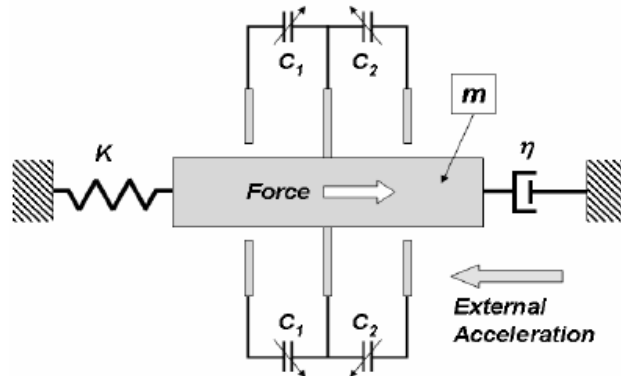


Figura 11. Principio físico acelerómetro capacitivo

En la figura 12 se observa que al actuar una aceleración sobre la masa  $M$  se produce un movimiento de la misma en sentido opuesto lo que produce una variación sobre la capacidad eléctrica  $n$ . Con ese valor eléctrico se puede medir la fuerza que se ejerció sobre la masa. Existe en el esquema un amortiguador  $K$  que se encarga de atenuar la fuerza externa [8].

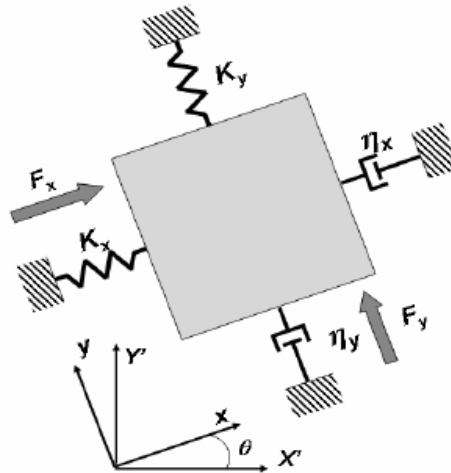


Figura 12. Acelerómetro Capacitivo

El acelerómetro piezoeléctrico funciona en forma similar. El desplazamiento de la masa al actuar sobre ella una aceleración, produce la deformación de los elementos piezoeléctricos que la soportan. La variación de la resistencia eléctrica de estos elementos puede ser medida para obtener la fuerza que actuó sobre la masa y por ende la aceleración (Recordemos la primera ley de newton  $F=m.a$ ) aceleración (Recordemos la primera ley de newton  $F=m.a$ )

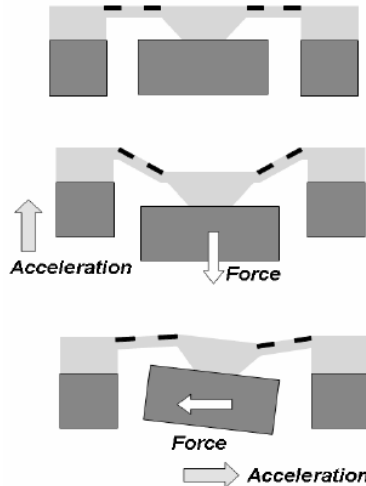


Figura 13. Principio físico acelerómetro piezoeléctrico

El giróscopo se basa en principios similares aunque mucho más complejos en sus ecuaciones matemáticas. Básicamente se ejerce sobre una masa  $M$  una fuerza sinusoidal resonante, la cual interactúa con la fuerza de Coriolis.

La fuerza de Coriolis es una fuerza ficticia que aparece cuando un cuerpo está en movimiento con respecto a un sistema en rotación y se describe su movimiento en ese referencial. La fuerza de Coriolis es diferente de la fuerza centrífuga. La fuerza de Coriolis siempre es perpendicular a la dirección del eje de rotación del sistema y a la dirección del movimiento del cuerpo vista desde el sistema en rotación. La fuerza de Coriolis tiene dos componentes:

- una componente tangencial, debido a la componente radial del movimiento del cuerpo, y
- una componente radial, debido a la componente tangencial del movimiento del cuerpo.

La componente del movimiento del cuerpo paralela al eje de rotación no engendra fuerza de Coriolis.

El valor de la fuerza de Coriolis  $F_c$  es:



$$\vec{F}_c = 2 m(\vec{v} \times \vec{\omega})$$

Ecuación 6.Fuerza de Coriolis

donde:

- $m$  es la masa del cuerpo.
- $v$  es la velocidad del cuerpo en el sistema en rotación.
- $\omega$  es la velocidad angular del sistema en rotación vista desde un sistema inercial.
- $\times$  indica producto vectorial.

### 1.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

El amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial tensión-tensión (ver figura 14) cuya ganancia puede establecerse de forma muy precisa y que ha sido optimizado para que opere de acuerdo a su propia especificación aún en un entorno hostil. Es un elemento esencial de los sistemas de medida, en los que se ensambla como un bloque funcional que ofrece características funcionales propias e independientes de los restantes elementos con los que interacciona. Para ello, se le requiere [10].

- Tengan unas características funcionales que sean precisas y estables.
- Sus características no se modifiquen cuando se ensambla con otros elementos.

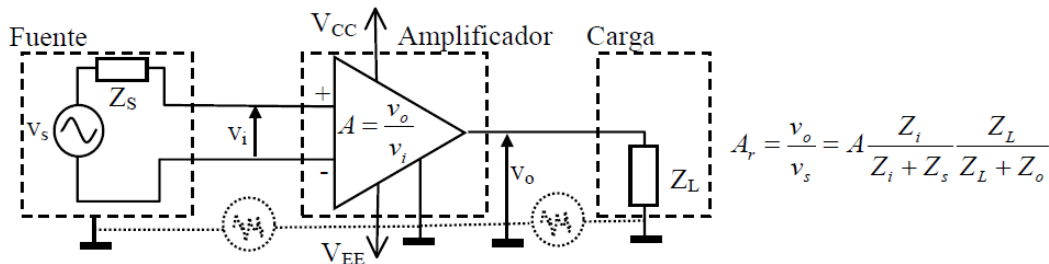


Figura 14. Amplificador de Instrumentación

A los amplificadores de instrumentación se les requieren con las siguientes características:

- Son amplificadores diferenciales con una ganancia diferencial precisa y estable, generalmente en el rango de 1 a 1000.
- Su ganancia diferencial se controlada mediante un único elemento analógicos

- (Potenciómetro resistivo) o digital (conmutadores) lo que facilita su ajuste.
- Su ganancia en modo común debe ser muy baja respecto de la ganancia diferencial, esto es, debe ofrecer un CMRR muy alto en todo el rango de frecuencia en que opera.
- Una impedancia muy alta para que su ganancia no se vea afectada por la impedancia de la fuente de entrada.
- Una impedancia de salida muy baja para que su ganancia no se vea afectada por la carga que se conecta a su salida.
- Bajo nivel de tensión de offset del amplificador y baja deriva en el tiempo y con la temperatura, a fin de poder trabajar con señales de continua muy pequeñas.
- Una anchura de banda ajustada a la que se necesita en el diseño.
- Un factor de ruido muy próximo a la unidad, Esto es, que no incremente el ruido.
- Una razón de rechazo al rizado a la fuente de alimentación muy alto. [10]

### 1.3.1 Configuración del Amplificador de Instrumentación.

La configuración mas utilizada como amplificador de instrumentación está constituido por tres amplificadores operacionales utilizados de acuerdo con el esquema de la figura 15.

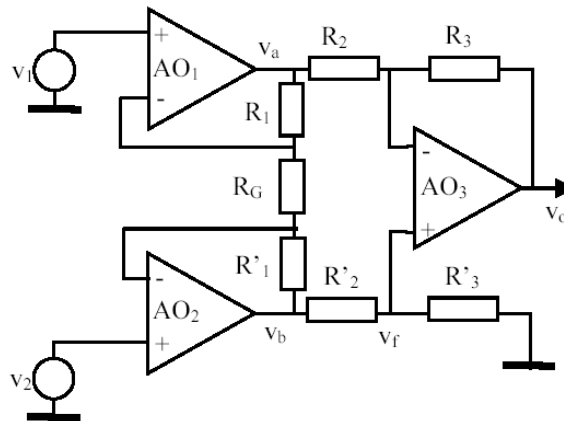


Figura 15. Configuración del amplificador de instrumentación

$$\frac{v_a - v_1}{R_1} = \frac{v_1 - v_2}{R_G} = \frac{v_2 - v_b}{R'_1}$$

$$\frac{v_b - v_f}{R'_2} = \frac{v_f}{R'_3}$$

$$\frac{v_a - v_f}{R_2} = \frac{v_f - v_o}{R_3}$$

$$v_o = -v_1 \left( \frac{R'_1}{R_G} \frac{R'_3}{R'_3 + R'_2} \frac{R_2 + R_3}{R_2} + \frac{R_1 + R_G}{R_G} \frac{R_3}{R_2} \right) + v_2 \left( \frac{R'_3}{R_G} \frac{R_G + R'_1}{R'_3 + R'_2} \frac{R_2 + R_3}{R_2} + \frac{R_1}{R_G} \frac{R_3}{R_2} \right)$$

Ecuación 7. Ecuación característica del amplificador de instrumentación

El análisis de este circuito es más instructivo si se analiza considerando propiedades de simetría.

- Cuando es excitado con una entrada en modo diferencial  $-v_1 = v_2 = \frac{v_d}{2}$ , el punto medio de la resistencia  $R_G$  permanece a 0 voltios (por simetría) [10].

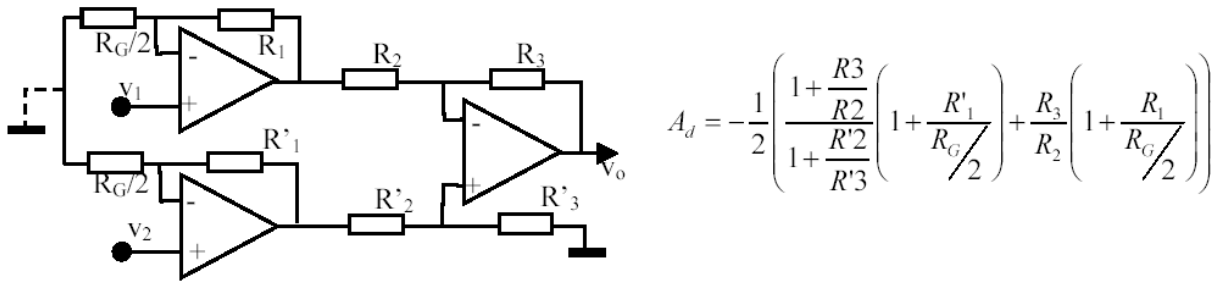


Figura 16. Circuito del Amplificador de instrumentación

- Cuando es excitado con una entrada en modo común  $v_1 = v_2 = v_c$ , las señales  $v_a$  y  $v_b$  deben ser igual a  $v_c$ , sean cual sean los valores de las resistencias  $R_G$ ,  $R_1$  y  $R'_1$ .

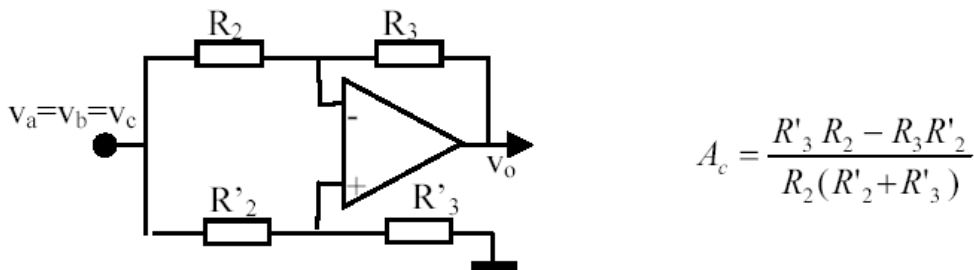


Figura 17. Análisis en modo común

El circuito funciona como amplificador diferencial si las resistencias satisfacen la Relación :

$$\frac{R_3}{R'_3} = \frac{R_2}{R'_2} \Rightarrow \begin{cases} A_d = -\frac{R_3}{R_2} \left( 1 + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R'_1}{R_G} \right) \\ A_c = 0 \end{cases}$$

Ecuación 8. Relación de resistencias

En el caso que sea simétrico.

$$R_1 = R'_1 \Rightarrow \begin{cases} A_d = -\frac{R_3}{R_2} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) \\ A_c = 0 \end{cases}$$

Ecuación 9. Relación de resistencia en modo simétrico

El CMRR de este amplificador de instrumentación depende de los dos factores:

a) Las resistencias no satisfacen exactamente la relación entre resistencias  $R_2R'_3=R_3R'_2$ . El CMRR debido a las resistencias es [10].

$$CMRR_R = \left( 1 + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R'_1}{R_G} \right) \frac{1}{2} \frac{R_2R'_3 + R'_2R_3 + 2R_3R'_3}{R_2R'_3 - R_3R'_2}$$

Ecuación 10. Rechazo al modo común

- Los amplificadores operacionales tienen CMRR finito.

El CMRR total del amplificador de instrumentación debido a ambas causas integradas es,

$$\frac{1}{CMRR_{TOTAL}} = -\frac{1}{CMRR_1} + \frac{1}{CMRR_2} + \frac{1}{\left( 1 + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R'_1}{R_G} \right) CMRR_3} + \frac{1}{CMRR_R}$$

Ecuación 11. CMRR total

A la vista de esta expresión, se observa que los dos primeros términos se cancelan si se utilizan amplificadores operacionales duales integrados ( $CMRR_1=CMRR_2$ ) y  $CMRR_{TOTAL}$  aumenta.

Dado que las resistencias no se pueden fabricar con una precisión excesiva, para conseguir que el último término no degrade el CMRR, se suele hacer la resistencia  $R'_3$ , y experimentalmente se ajusta su valor de forma que se minimice la ganancia en modo común y con ello se haga maximiza el CMRR [10].

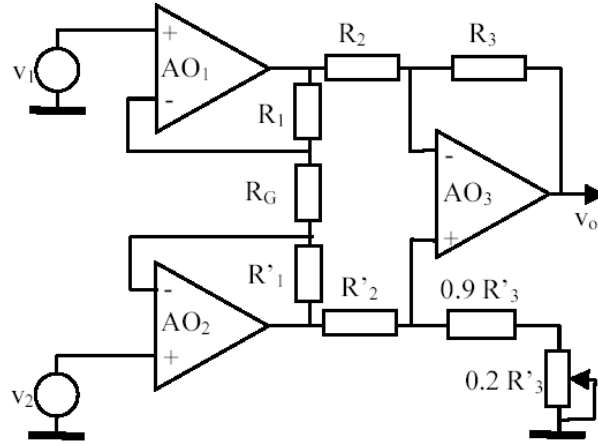


Figura 18. Circuito del Amplificador de instrumentación con tres amplificadores

La anchura de banda de la ganancia diferencial de un amplificador de instrumentación depende de la anchura de banda de cada una de sus etapas. Estas son

$$BW_i = \alpha_i f_T = \frac{R_G f_T}{R_G + 2R_1} \quad BW_o = \alpha_o f_T = \frac{R_2 f_T}{R_2 + R_3}$$

Ecuación 12. Ancho de banda

La anchura de banda del amplificador de instrumentación compuesto se puede calcular, de forma aproximada, aplicando la fórmula de composición de la anchura de banda en etapas en cascada,

$$\frac{1}{BW_{AI}} = 1.1 \sqrt{\frac{1}{BW_i^2} + \frac{1}{BW_o^2}}$$

Ecuación 13. Ancho de banda en cascada

En la figura se muestra el símbolo que suele utilizarse para representar este tipo de amplificador de instrumentación.

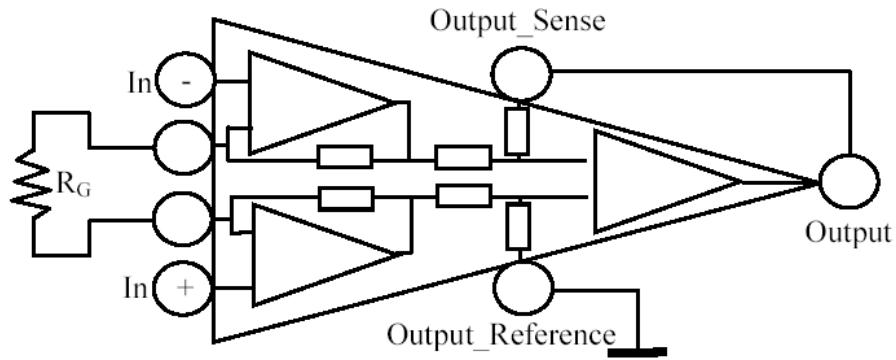


Figura 19. Símbolo del Amplificador de instrumentación

Obsérvese que el símbolo representa que la resistencia  $R_G$  es externa al amplificador y es el elemento con el que el diseñador fija la ganancia diferencial del amplificador.

El terminal *Output\_Reference* y *Output\_Sense* permiten introducir dos resistencias (una de ellas ajustable) para maximizar el CMRR en el caso que se requiera. Así mismo, estos terminales pueden utilizarse para compensar los errores que podrían introducir los cables hasta la carga cuando estos son largos [10].

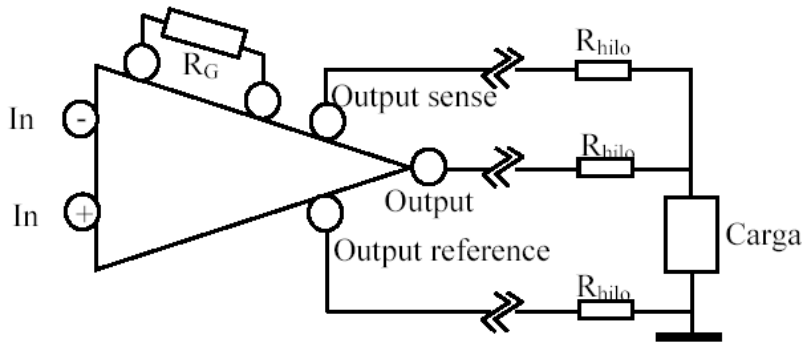


Figura 20. Conexión del Amplificador de instrumentación

Así mismo, la presencia de los terminales de salida introduce la capacidad de incluir etapas de salidas especiales dentro del bucle de realimentación, y con ello desensibilizar las características del amplificador del comportamiento de la etapa de salida.

### 1.3.2 Especificaciones de un Amplificador de Instrumentación.

Los amplificadores de instrumentación han sido desarrollados para ser utilizados en sistemas de instrumentación en los que las características de operación son críticas. Las características de los amplificadores de instrumentación pueden optimizarse si se diseñan como circuitos integrados, ya que en este caso, el

fabricante puede garantizar el diseño de los elementos críticos, haciendo que tengan valores precisos y que las relaciones entre las características de elementos emparejados tengan razones muy exactas, justo tal como se requiere en su diseño.

La precisión y estabilidad de los amplificadores de instrumentación se realiza a costa de limitar su flexibilidad. Son amplificadores que han sido diseñados para ser utilizados únicamente como amplificadores, pero a cambio de ello, proporcionan unas características excepcionalmente buenas, y además pueden utilizarse sin necesidad de conocer con detalle su diseño interno y con sólo interpretar su especificación externa [10].

### 1.3.3 Amplificador de Instrumentación INA 2126

Entre estos amplificadores de instrumentación hay dispositivos que son comúnmente utilizados para realizar las etapas de acondicionamiento de señales, como lo son los amplificadores de instrumentación INA2126, el cual es un amplificador de precisión y con poco ruido a la hora de adquirir señales. Internamente este se encuentra constituido por 2 amplificadores de instrumentación INA 126 que proporcionan un excelente rendimiento con muy baja corriente de consumo en el estado inactivo (175  $\mu$ A). (Ver figura 21) [17].

El voltaje de alimentación está entre  $\pm 1.35$  V y  $\pm 18$  V haciendo de él un amplificador de instrumentación apropiado para la adquisición de señales muy débiles. Otra característica importante del amplificador de instrumentación es el rango de ganancia, que va desde 5 sin conectar ninguna resistencia  $R_G$  hasta 10000 colocando una resistencia  $R_G$  igual a  $8 \Omega$ . En la tabla 1, se puede visualizar algunos valores de ganancia con su respectivo valor de resistencia  $R_G$ . La expresión matemática para calcular el valor de ganancia deseado es la siguiente:

$$G = 5 + \frac{80000}{R_G}$$

El amplificador INA 2126 tiene una conexión que actúa como realimentación (sense<sub>A</sub> y sense<sub>B</sub>). Estos pines deben estar conectados a sus respectivos terminales de salida para su correcto funcionamiento. (Ver figura 22)[17].

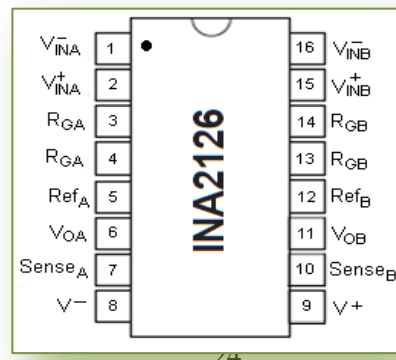


Figura 21. Diagrama de pines

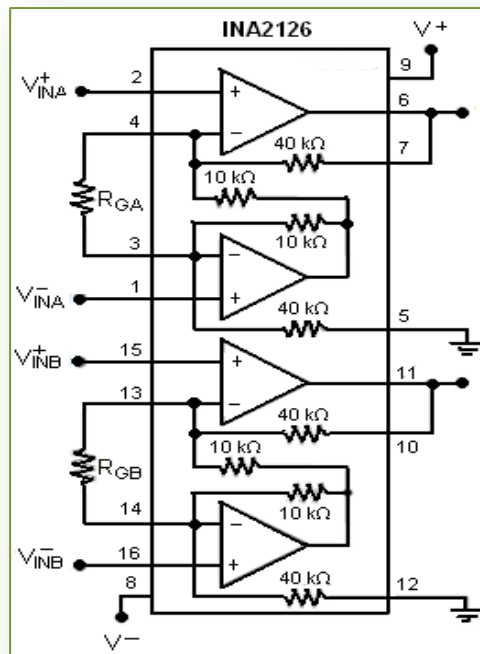


Figura 22. Estructura interna del amplificador de instrumentación INA 2126.

| FACTOR DE GANANCIA | DE | RG (Ω) |
|--------------------|----|--------|
| 5                  |    | NC     |
| 10                 |    | 16000  |
| 20                 |    | 5333   |
| 50                 |    | 1779   |
| 100                |    | 842    |
| 200                |    | 410    |
| 500                |    | 162    |
| 1000               |    | 80.4   |
| 2000               |    | 40.1   |
| 5000               |    | 16     |
| 10000              |    | 8      |

Tabla 1. Relación del el factor de ganancia con la resistencia RG.



En el capítulo de anexos se pueden encontrar las especificaciones eléctricas de del amplificador INA 2126 de acuerdo a lo estipulado por el fabricante.

Teniendo en cuenta que según los objetivos, el módulo de acondicionamiento necesita establecer una comunicación con el computador, de tal forma que por medio de este se puedan manipular los potenciómetros digitales variando el factor de ganancia y el voltaje de referencia del módulo de acondicionamiento [17].

Una de las comunicaciones que se propuso para realizar dicho objetivo, es utilizar una comunicación serial del tipo asincrónica, que significa sin reloj. En este tipo de comunicación serial, los datos se transmiten y reciben sin necesidad de una señal de reloj, requiriendo entonces de dos cables de comunicación únicamente; uno para la recepción de datos (Rx) y otro para la transmisión (Tx) referidos siempre a tierra [17].

De acuerdo a lo anterior, existen normas creadas por EIA (Asociación de Industrias Electrónicas) y cada una de ellas cuenta con características que las hacen diferentes entre sí. Dentro de estas normas se encuentran: RS-232, RS-422 y RS-485.

### 1.4 AMPLIFICADORES PROGRAMABLES

Existen dos tipos de amplificadores programables: amplificador de ganancia programable (PGA) y amplificadores conmutables.

Como ejemplo del **amplificador de ganancia programable (PGA)**, se encuentran los de la familia **MCP6S2X**, los cuales se manejan mediante la comunicación serial SPI de tal forma que se pueda ajustar la ganancia y seleccionar el canal de entrada, mediante la configuración de los registros para tener el control total sobre los dispositivos. Estos poseen ciertas características de acuerdo a su referencia: cuentan con 1, 2, 6 y 8 canales de entrada conmutadas y a su vez, 8 niveles de ganancia de: 1, 2, 4, 5, 8, 10, 16 y 32 en un ancho de banda de 2 a 12 MHz. (Figura 23). [18]

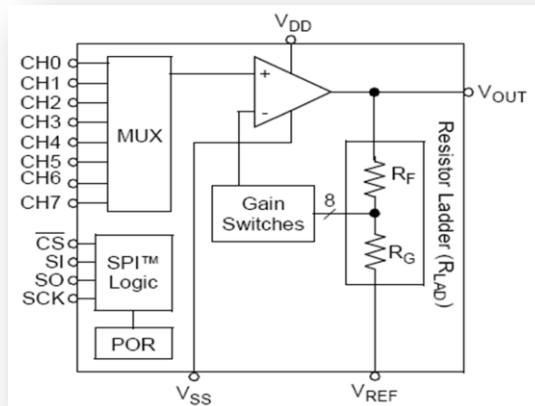


Figura 23. Amplificador de ganancia programable MCP 6S2X controlado por medio de la comunicación serial SPI.

La unidad lógica SPI interpreta los comandos enviados desde el dispositivo maestro para configurar los registros internos del amplificador, los cuales son encargados de controlar el multiplexor y el factor de ganancia. El multiplexor se encarga de seleccionar el canal que va a ser utilizado para hacer la amplificación de la señal, al cual le corresponde un factor de ganancia deseado por el usuario, teniendo en cuenta las limitaciones de ganancia de este dispositivo.

### 1.4.1 Amplificadores Conmutables

Por otro lado, los amplificadores conmutables son un tipo de dispositivos que ofrecen múltiples soluciones en el acondicionamiento de señales y en particular en la obtención de la ganancia programable. Consisten en varios amplificadores operacionales dentro de un mismo encapsulado, y de los cuales solo uno puede ser conmutado a la salida del amplificador.

La conmutación se realiza por medio de unos pulsos en los pines de configuración

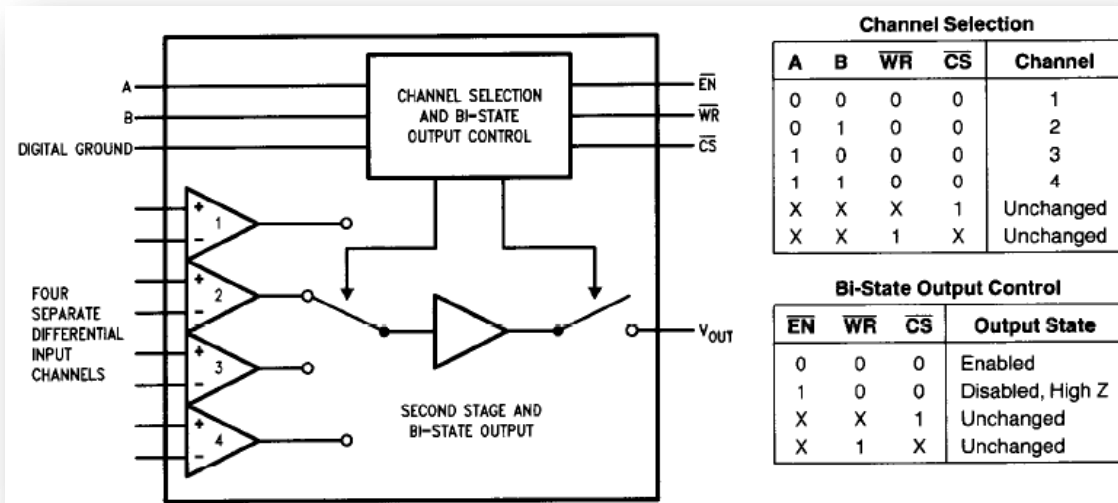


Figura 24. Diagrama de bloques del amplificador conmutable LM 604.

Para manejar las ganancias se utilizan resistencias externas como en la forma convencional, gracias a esto existe la posibilidad de variar la configuración, ya sea inversor o no inversor.

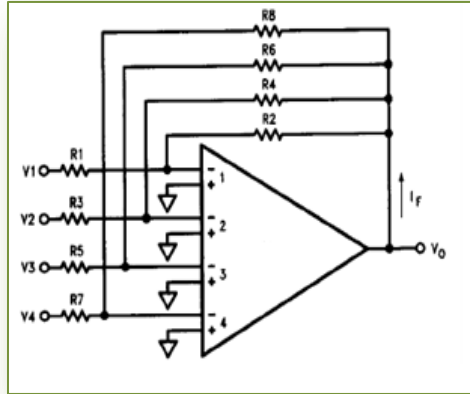


Figura 25. Amplificador conmutable como inversor.

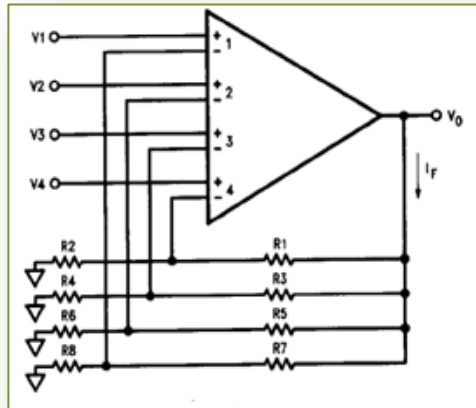


Figura 26. Amplificador conmutable como no inversor

Debido a las resistencias utilizadas los valores de las ganancias no pueden ser programados, por lo tanto la conmutación realizada internamente en el amplificador está sujeta a la configuración y a los valores de las resistencias, teniendo así un margen de error debido a que estas son muy vulnerables a los cambios de temperatura y el valor de la ganancia no siempre puede ser el deseado.

Es por esto que en este trabajo, se implementó un módulo de amplificación programable utilizando potenciómetros digitales (MCP 42XXX), con la intención de facilitar la variación de la ganancia y dar una mayor robustez a la etapa de acondicionamiento de una señal. En este módulo se encuentran una serie de dispositivos: potenciómetros digitales (MCP 42010, MCP 42050 y MCP 42100), amplificador de instrumentación INA 2126 y un microcontrolador 16F877, en donde cada uno juega un papel importante en el desarrollo de este proyecto.

## 1.5 POTENCIÓMETROS DIGITALES

Los potenciómetros digitales MCP 42010 (10 K $\Omega$ ), MCP 42050 (50 K $\Omega$ ) y 42100 (100 K $\Omega$ ) están fabricados mediante un estándar de difusión de silicio tipo p.[4]

Estos dispositivos cuentan con unas características muy importantes:

- Interfaz de programación SPI en los modos 0,0 y 1,1.
- Precisión de  $\pm 1$  LSB (bit menos significativo).
- Facilidad de interconectar en cadena (daisy-chain) varios dispositivos de la referencia MCP 42XXX.
- Posee un pin con el fin de desconectar el hardware en caso de no usarse (bloqueo de circuito, modo shutdown).
- Tiene un ancho de banda de 1MHz.
- Puede trabajar a una frecuencia de reloj máxima de 10 MHz. [18]

En el capítulo de anexos se pueden encontrar las características eléctricas de estos dispositivos de acuerdo a las especificaciones del fabricante.

Según el diagrama de bloques de la figura 27, la serie de potenciómetros digitales MCP 42XXX constan de dos potenciómetros internamente independientes: P0 y P1. Cada uno de ellos cuenta con un pin PW0 y PW1 los cuales están encargados de determinar el valor de la resistencia con respecto a los extremos PA0 y PA1 y PB0 y PB1, respectivamente y este pin varía la posición desplazándose de 0 a 256 de forma lineal variando la resistencia almacenando dicho valor en el registro de 8 bits. La linealidad que caracteriza a cada potenciómetro se puede visualizar en las figuras 5,6 y 7 de la resistencia en función de la posición [18].

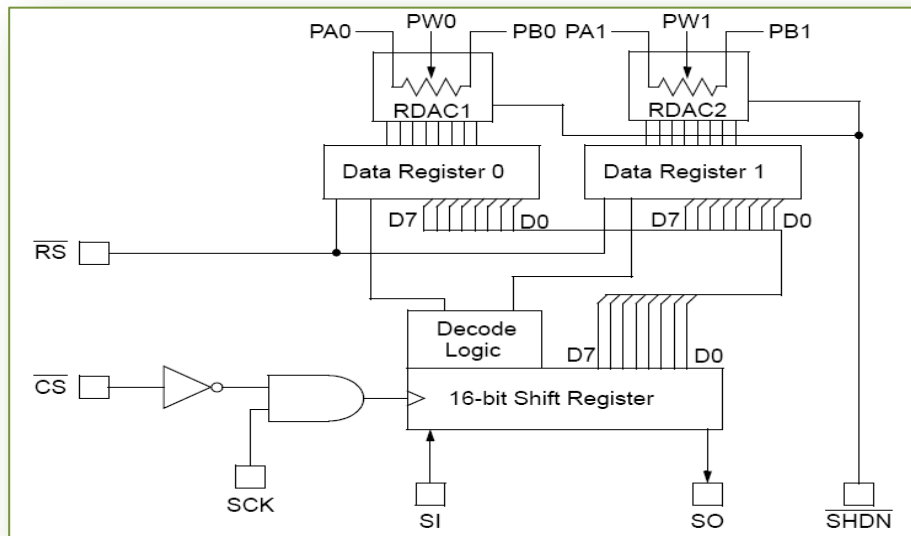


Figura 27. Diagrama de bloques del potenciómetro digital MCP 42 XXX.

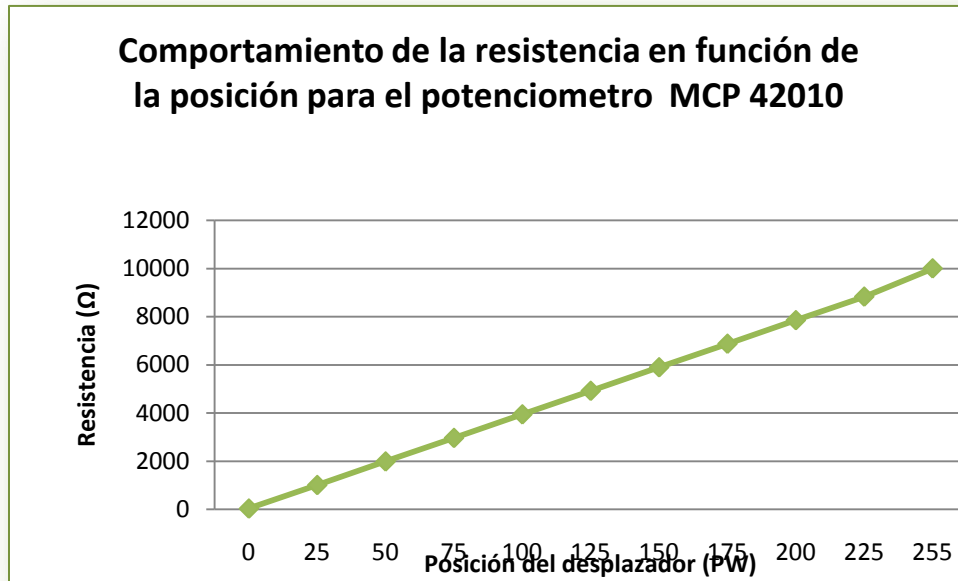


Figura 28. Gráfica del comportamiento de la resistencia en función de la posición del desplazador del potenciómetro de 10 KΩ (0 – 255).

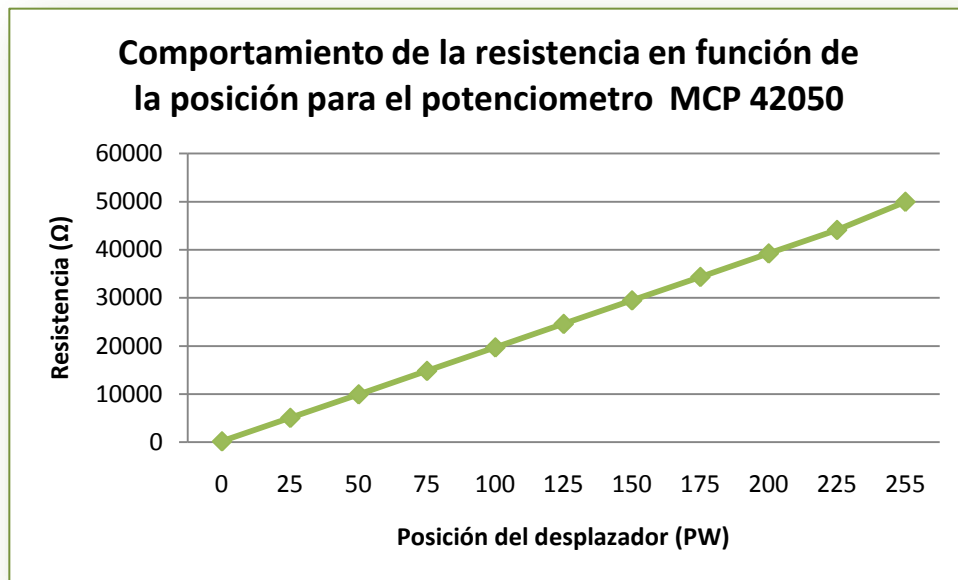


Figura 29. Gráfica del comportamiento de la resistencia en función de la posición del desplazador del potenciómetro de 50 KΩ (0 – 255).

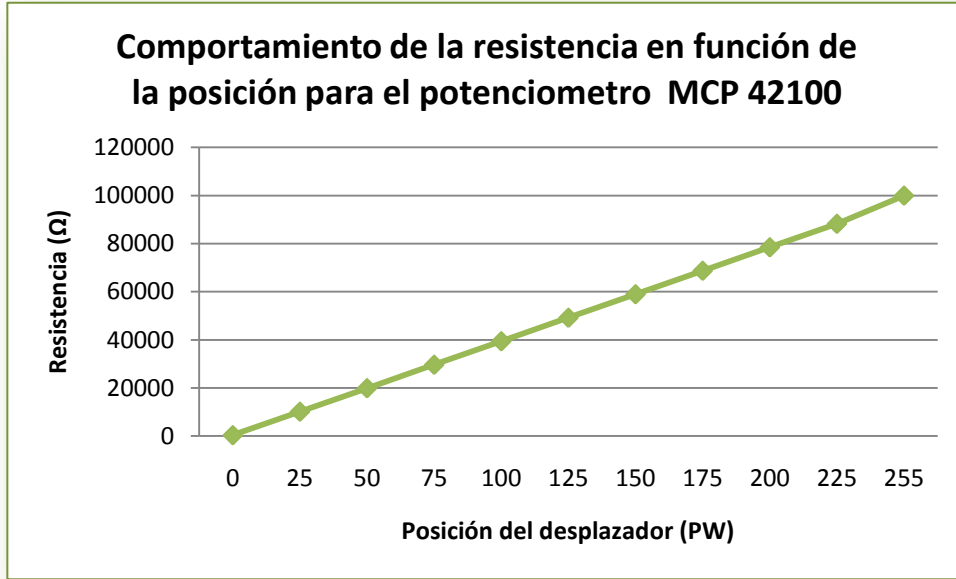


Figura 30. Gráfica del comportamiento de la resistencia en función de la posición del desplazador del potenciómetro de 100 KΩ (0 – 255).

Estos potenciómetros están controlados por un byte de comando más otro byte que muestra la posición a la que se debe ubicar el PW. Es decir, en total se envían 16 bits desde el dispositivo maestro hasta el registro de 16 bits del potenciómetro digital por medio de la línea SI del protocolo de comunicación serial.

El registro de 16 bits está conformado por un byte de comando (8 bits) como se puede observar en la figura 31, el cual se encarga de definir la función a realizar con el potenciómetro, es decir con C1 y C0 escoge que acción va a realizar el potenciómetro; si escribir el dato o dejarlo bloqueado (modo shutdown) (Ver tabla 2), y P1 y P0, determinan sobre que potenciómetro se quiere realizar la acción (ver tabla 3). También están los 8 bits (D7-D0) que determinan la posición (0-255) del desplazador (PW). (Ver figura 32)

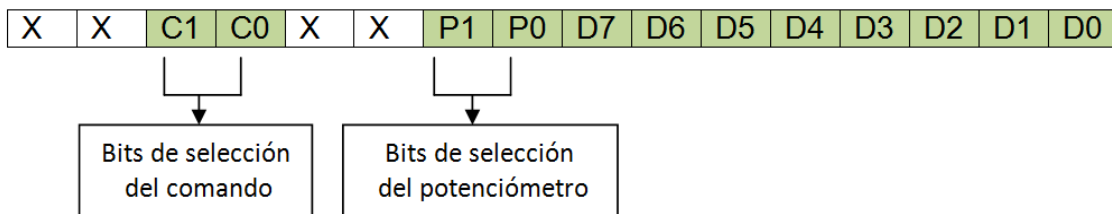


Figura 31. Formato del byte de comando enviado a través de la comunicación serial SPI.

| C1 | C0 | COMANDO       | DESCRIPCION DEL COMANDO   |
|----|----|---------------|---|
| 0  | 0  | No opera      | No se ejecuta ningún comando.   |
| 0  | 1  | Escribir dato | Escribe el dato contenido en el dato de 8 bits para el o los potenciómetros determinados por los bits de selección del potenciómetro P1 y P0                  |
| 1  | 0  | Suspendido    | El o los potenciómetros determinados por los bits de selección entran en modo "suspensión" y no se ejecuta ninguna acción mientras se encuentre en este modo. |
| 1  | 1  | No opera      | No se ejecuta ningún comando.   |

Tabla 2.Descripción de los bits de selección del comando para el potenciómetro digital.

| P1 | P0 | SELECCIÓN DEL POTENCIOMETRO                       |
|----|----|---|
| 0  | 0  | Ningún potenciómetro es seleccionado.             |
| 0  | 1  | El comando es ejecutado por el potenciómetro 0.   |
| 1  | 0  | El comando es ejecutado por el potenciómetro 1.   |
| 1  | 1  | El comando es ejecutado por ambos potenciómetros. |

Tabla 3.Descripción de los bits de selección del potenciómetro digital.

El proceso para realizar el envío del dato desde el dispositivo maestro al potenciómetro digital se hace efectiva por medio de la comunicación serial SPI, teniendo en cuenta el diagrama de tiempos de la figura 32. La habilitación del dispositivo esclavo CS (MCP 42XXX), esta activa cuando se hace presente en este pin un '0' lógico, y en este mismo instante los pulsos de reloj (SCK) están activos de tal forma que en cada flanco ascendente se envíe un bit de la palabra de 16 bits, teniendo en cuenta el orden del envío de los datos; primero es el byte de comando y luego el byte del dato de la posición en la que se debe ubicar el potenciómetro[18].

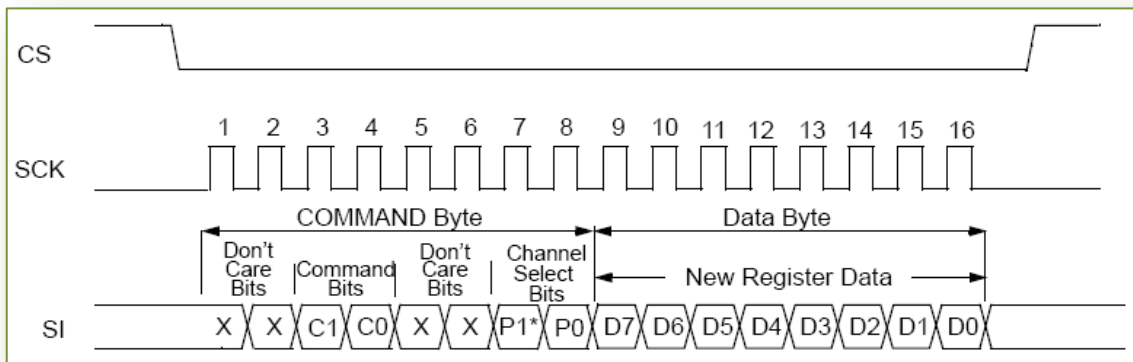


Figura 32.Diagrama de tiempos del envío del dato mediante el protocolo de comunicación SPI.

## 1.6 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN

### 1.6.1 Comunicación Serial RS-232

Es la norma con la que trabaja el conector serial que se encuentra en los computadores compatibles con IBM. Este protocolo de comunicación esta limitado a conexiones punto a punto, a distancias no mayores a 15 metros y a una velocidad de transmisión de datos máxima de 19200 bits/s. Esta norma cuenta con unas características en cuanto al voltaje manejado por el puerto serial del computador y son:

- El "0 lógico" está comprendido entre +3v y +25v.
- El "1 lógico" está comprendido entre -3v y -25v.
- La región comprendida entre -3v y +3v no es usada, pues está concebida para absorber el ruido producto de la interferencia electromagnética en la línea causada por otros dispositivos en el circuito.

Prácticamente todos los computadores tienen al menos un puerto serial RS-232 para establecer una comunicación con diferentes dispositivos. Comúnmente se trabaja con el conector DB9 (ver figura 33), teniendo en cuenta que cada pin de este puerto tiene una función especial.

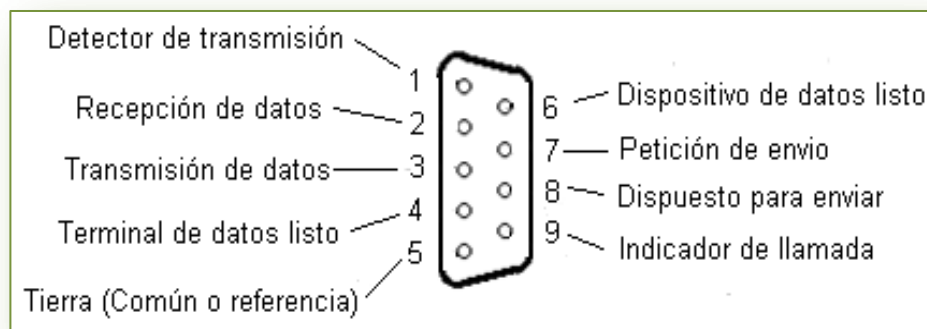


Figura 33. Descripción física del conector serial DB9 hembra.



En la tabla 4, se pueden observar los 9 pines con su respectivo nombre.

| PIN | NOMBRE | DESCRIPCION                 |
|-----|--------|-----------------------------|
| 1   | CD     | Detector de transmisión     |
| 2   | RD     | Recepción de datos          |
| 3   | TD     | Transmisión de datos        |
| 4   | DTR    | Terminal de datos listo     |
| 5   | SG     | Tierra (común o referencia) |
| 6   | DSR    | Dispositivo de datos listo  |
| 7   | RTS    | Petición de envío           |
| 8   | CTS    | Dispuesto para enviar       |
| 9   | RI     | Indicador de llamada        |

Tabla 4. Descripción de los pines del conector serial DB9.

A continuación se describe cada uno de los pines con su función específica:

- **CD:** Es una línea que le indica al computador que se ha establecido una buena conexión y que es adecuado transmitir.
- **RD:** Es una línea utilizada para enviar datos desde el dispositivo remoto al computador. Se mantiene en “1 lógico” mientras no haya transmisión.
- **TD:** Línea para enviar datos desde el computador del dispositivo remoto. El computador mantiene en “1 lógico” esta línea mientras no haya transmisión. Para que exista transmisión es necesario que los pines CTS, DTR, DSR y CD estén en estado “lógico 1”.
- **DTR:** Cuando esta línea se encuentra en encendido indica al computador que el dispositivo remoto esta listo para recibir.
- **SG:** Esta es la tierra lógica, utilizándose como punto de referencia para todas las señales. Siempre debe estar presente.
- **DSR:** El dispositivo remoto le indica al computador que el canal de comunicación esta disponible.
- **RTS:** El computador utiliza esta línea cuando desea transmitir al dispositivo remoto.
- **CTS:** Cuando esta línea se encuentra activa es decir con “1 lógico”, le indica al computador que puede realizar la transmisión.
- **RI:** En esta línea el dispositivo remoto indica al computador que existe una llamada o una señal entrante.

Una de las características más importantes de este protocolo de comunicación es que es una comunicación Full Dúplex, en donde el envío y recepción de datos es simultaneo por canales independientes (Rx y Tx).

Para lograr establecer la comunicación entre el computador y el módulo de acondicionamiento, se debe implementar el circuito de la figura 18. En este circuito se hace necesario realizar un cambio de los niveles de voltaje por medio del integrado MAX 232, de tal forma que el "0 y 1 lógico" del puerto RS-232 ( $\pm 3v$  y  $\pm 25v$ ) se conviertan a los niveles lógicos TTL (0v - 5v) y viceversa.

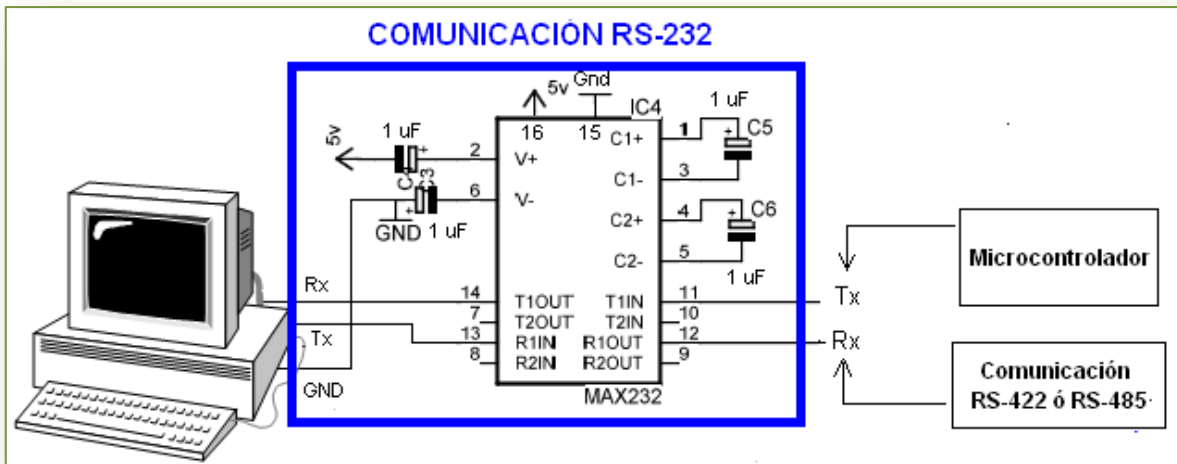


Figura 34. Circuito utilizado para convertir los niveles de voltaje de la norma RS-232 a TTL.

Las líneas Tx y Rx pueden ir conectadas ya sea al microcontrolador directamente o a una comunicación que permita alcanzar una mayor distancia y velocidad en la transmisión de datos. Además, cada vez que se quiera realizar un comunicación entre el computador y un módulo externo es necesario implementar el circuito de la figura anterior. En las normas que a continuación se van a describir se puede observar la aplicación de este circuito.

Para hablar de las normas RS-422 y RS-485, es necesario enfatizar en que estas deben utilizar para transmitir a grandes distancias y altas velocidades. Una de las características mas importantes de estas normas, es que permiten la transmisión multipunto, es decir varios receptores (o esclavos) en red con un transmisor (o maestro). Típicamente, el computador maestro tiene como salida una interfaz RS-232, haciéndose necesaria la conversión a RS-422 ó RS-485 según sea el caso.

Estos dos tipos de comunicación trabajan con el principio de una transmisión balanceada o diferencial, permitiendo así, velocidades de hasta 10 Mbps sobre distancias de hasta 1.3 Km. Este tipo de comunicación se debe realizar con un tipo de cable “par trenzado”. Las características anteriores son comunes a estas normas, a continuación se describirá cada norma rs-485 con sus particularidades:

### 1.6.2 Comunicación Serial RS-485

Esta norma se caracteriza por ser bidireccional, es decir permite enviar y recibir información pero no de forma simultánea. A esta diferencia se le suma que el número de transmisores y receptores puede llegar hasta 32, teniendo en cuenta que de acuerdo a la distancia y velocidad de transmisión se puede tener una red de hasta 64 elementos. El hecho de ser bidireccional rebaja el número de líneas de transmisión a 2 y por ende el número de transmisores/receptores a 2.

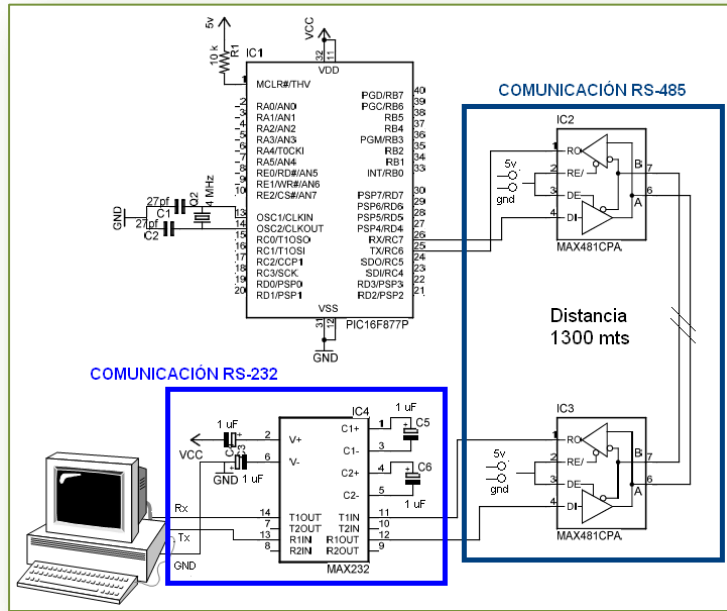
El circuito utilizado para este tipo de comunicación se puede observar en la figura 20. Las líneas de control para la transmisión de datos se deben conmutar (5v - 0v) según la acción que se quiera realizar, es decir enviar o recibir información. En la tabla 5 se puede visualizar como se deben configurar las líneas del transmisor para producir una diferencia de potencial en las salidas A y B de acuerdo a la entrada D y se produzca el envío de datos y en la tabla 11 se muestra como se debe configurar la línea de control /RE para que de acuerdo a la diferencia de potencial entre A y B, la salida R sea alta (H) o baja (L) en el receptor y continúe su trayectoria hacia el computador.

| ENTRADA D | LINEA DE CONTROL DE | A | B |
|-----------|---------------------|---|---|
| H         | H                   | H | L |
| L         | H                   | L | H |
| X         | L                   | Z | Z |

Tabla 5. Configuración de la línea DE del integrador SN75176 configurado como transmisor.

| SALIDA DIFERENCIAL A-B       | LINEA DE CONTROL (/RE) | SALIDA R |
|------------------------------|------------------------|----------|
| $V_{A-B} \geq 0.2$           | L                      | H        |
| $-0.2 \leq V_{A-B} \leq 0.2$ | L                      | ?        |
| $V_{A-B} \leq -0.2$          | L                      | L        |
| X                            | H                      | Z        |
| ABIERTO                      | L                      | ?        |

Tabla 6. Configuración de la línea /RE del integrador SN75176 configurado como receptor.



### 1.6.3 Comunicación Bluetooth

- **Comunicación Bluetooth**

El estándar Bluetooth, del mismo modo que WiFi, utiliza la técnica FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum, en español Espectro ensanchado por saltos de frecuencia), que consiste en dividir la banda de frecuencia de 2.402 - 2.480 GHz en 79 canales (denominados saltos) de 1 MHz de ancho cada uno y, después, transmitir la señal utilizando una secuencia de canales que sea conocida tanto para la estación emisora como para la receptora.

Por lo tanto, al cambiar de canales con una frecuencia de 1600 veces por segundo, el estándar Bluetooth puede evitar la interferencia con otras señales de radio.

El estándar Bluetooth se basa en el modo de operación maestro/esclavo. El término "**piconet**" se utiliza para hacer referencia a la red formada por un dispositivo y todos los dispositivos que se encuentran dentro de su rango. Pueden coexistir hasta 10 piconets dentro de una sola área de cobertura. Un dispositivo maestro se puede conectar simultáneamente con hasta 7 dispositivos esclavos activos (255 cuando se encuentran en modo en espera). Los dispositivos en una piconet poseen una dirección lógica de 3 bits, para un máximo de 8 dispositivos. Los dispositivos que se encuentran en el modo en espera se sincronizan, pero no tienen su propia dirección física en la piconet.

En realidad, en un momento determinado, el dispositivo maestro sólo puede conectarse con un solo esclavo al mismo tiempo. Por lo tanto, rápidamente cambia de esclavos para que parezca que se está conectando simultáneamente con todos los dispositivos esclavos.

Bluetooth permite que dos piconets puedan conectarse entre sí para formar una red más amplia, denominada "**scatternet**", al utilizar ciertos dispositivos que actúan como puente entre las dos piconets.

- **Principio de comunicación**

El estándar Bluetooth se basa en el modo de operación maestro/esclavo. El término "**piconet**" se utiliza para hacer referencia a la red formada por un dispositivo y todos los dispositivos que se encuentran dentro de su rango (ver figura 36). Pueden coexistir hasta 10 piconets dentro de una sola área de cobertura. Un dispositivo maestro se puede conectar simultáneamente con hasta 7 dispositivos esclavos activos (255 cuando se encuentran en modo en espera). Los dispositivos en una piconet poseen una dirección lógica de 3 bits, para un máximo de 8 dispositivos.

Los dispositivos que se encuentran en el modo en espera se sincronizan, pero no tienen su propia dirección física en la piconet.

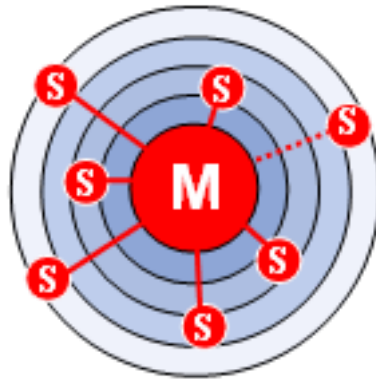


Figura 36. Estructura piconet

En realidad, en un momento determinado, el dispositivo maestro sólo puede conectarse con un solo esclavo al mismo tiempo. Por lo tanto, rápidamente cambia de esclavos para que parezca que se está conectando simultáneamente con todos los dispositivos esclavos.

Bluetooth permite que dos piconets puedan conectarse entre sí para formar una red más amplia, denominada "**scatternet**", al utilizar ciertos dispositivos que actúan como puente entre las dos piconets.

- **Cómo se establecen las conexiones**

El establecimiento de una conexión entre dos dispositivos Bluetooth sigue un procedimiento relativamente complicado para garantizar un cierto grado de seguridad, como el siguiente:

- Modo pasivo
- Solicitud: Búsqueda de puntos de acceso
- Paginación: Sincronización con los puntos de acceso
- Descubrimiento del servicio del punto de acceso
- Creación de un canal con el punto de acceso
- Emparejamiento mediante el PIN (seguridad)
- Utilización de la red

Durante el uso normal, un dispositivo funciona en "**modo pasivo**", es decir, que está escuchando la red.

El establecimiento de una conexión comienza con una fase denominada "**solicitud**", durante la cual el dispositivo maestro envía una solicitud a todos los dispositivos que encuentra dentro de su rango, denominados puntos de acceso. Todos los dispositivos que reciben la solicitud responden con su dirección.

El dispositivo maestro elige una dirección y se sincroniza con el punto de acceso mediante una técnica denominada **paginación**, que principalmente consiste en la sincronización de su reloj y frecuencia con el punto de acceso.

De esta manera se establece un enlace con el punto de acceso que le permite al dispositivo maestro ingresar a una fase de **descubrimiento del servicio** del punto de acceso, mediante un protocolo denominado SDP (Service Discovery Protocol, en español Protocolo de descubrimiento de servicios).

Cuando esta fase de descubrimiento del servicio finaliza, el dispositivo maestro está preparado para crear un **canal de comunicación** con el punto de acceso, mediante el protocolo L2CAP.

Según cuáles sean las necesidades del servicio, se puede establecer un canal adicional, denominado RFCOMM que funciona por el canal L2CAP, para proporcionar un puerto serial virtual. De hecho, algunas aplicaciones se han diseñado para que puedan conectarse a un puerto estándar, independientemente del hardware utilizado. Por ejemplo, se han diseñado ciertos programas de navegación en carretera para la conexión con cualquier dispositivo GPS Bluetooth (GPS significa Global Positioning System [Sistema de posicionamiento global], un sistema de localización geográfica por satélite para encontrar las coordenadas geográficas de un dispositivo móvil o de un vehículo).

El punto de acceso puede incluir un mecanismo de seguridad denominado **emparejamiento**, que restringe el acceso sólo a los usuarios autorizados para brindarle a la piconet cierto grado de protección. El emparejamiento se realiza con una clave cifrada comúnmente conocida como "PIN" (PIN significa Personal Information Number [Número de identificación personal]). Para esto, el punto de acceso le envía una solicitud de emparejamiento al dispositivo maestro. La mayoría de las veces se le solicitará al usuario que ingrese el PIN del punto de acceso. Si el PIN recibido es correcto, se lleva a cabo la conexión.

En el modo seguro, el PIN se enviará cifrado con una segunda clave para evitar poner en riesgo la señal.

Cuando el emparejamiento se activa, el dispositivo maestro puede utilizar libremente el canal de comunicación establecido.

- **Características**

Bluetooth puede transmitir velocidades de aproximadamente 1 Mbps, que corresponde a 1600 saltos por segundo en modo full dúplex, con un alcance de aproximadamente diez metros cuando se utiliza un transmisor clase II y de un poco menos de cien metros cuando se utiliza un transmisor clase I.

El estándar Bluetooth define 3 clases de transmisores (ver tabla 7), cuyo alcance varía en función de su potencia radiada:

| Clase | Potencia (pérdida de señal) | Alcance      |
|-------|-----------------------------|--------------|
| I     | 100 mW (20 dBm)             | 100 metros   |
| II    | 2,5 mW (4 dBm)              | 15-20 metros |
| III   | 1 mW (0 dBm)                | 10 metros    |

Tabla 7. Estándar Bluetooth

A diferencia de la tecnología IrDa, la principal competencia, que utiliza radiación de luz para enviar datos, Bluetooth utiliza ondas de radio (en la banda de frecuencia de 2.4 GHz) para comunicarse. Como consecuencia, los dispositivos Bluetooth no necesitan estar visualmente comunicados para intercambiar datos. Esto significa que los dos dispositivos pueden comunicarse incluso si se encuentran separados por un muro; y lo mejor de todo es que los dispositivos Bluetooth pueden detectarse entre sí sin la participación del usuario, siempre y cuando uno se encuentre dentro del alcance del otro.

- **Normas Bluetooth**

El estándar Bluetooth se divide en múltiples normas:

- IEEE 802.15.1 define Bluetooth 1.x, que puede alcanzar velocidades de 1 Mbps;
- IEEE 802.15.2 recomienda prácticas para utilizar la banda de frecuencia de 2.4 GHz (la frecuencia también utilizada por WiFi). Sin embargo, este estándar todavía no se ha aprobado;
- IEEE 802.15.3 es un estándar que actualmente se está desarrollando, que ofrecerá velocidad de banda ancha (20 Mbps) con Bluetooth;
- IEEE 802.15.4 es un estándar que actualmente se está desarrollando para el uso con aplicaciones Bluetooth de baja velocidad.

## 1.7 MICROCONTROLADOR 16F877A

El microcontrolador 16F877A diseñado por la MICROCHIP, que es un circuito integrado digital monolítico que contiene todos los elementos de un procesador digital secuencial síncrono programable y que se caracteriza porque su sistema físico se puede configurar, es decir, se adapta a las características del sistema al que se conecta cuando se le aplican las señales eléctricas adecuadas. Su pequeño tamaño y su capacidad de configuración han hecho que su campo de aplicación se haya ampliado extensamente a lo largo de la última década del siglo XX y que sean numerosos los productos industriales de todo tipo en los que se ensamblan en la actualidad para mejorar sus prestaciones [23].

Una de las razones por la cual se utilizó este microcontrolador es porque cuenta con 5 puertos (PA, PB, PC, PD, PE) de E/S con un total de 33 líneas para conectar a los periféricos exteriores. Además, el puerto A que es el conversor A/D cuenta con 8 canales de entrada.

La familia de microcontroladores PIC 16F877A presentan ciertas características que vale la pena resaltar:

- Procesador RISC con arquitectura Harvard.
- Juego de 35 instrucciones con 14 bits de longitud. Todas ellas se ejecutan en un ciclo de instrucción menos, las de salto que tardan 2.
- Frecuencia de 20 MHz.
- 8K palabras de 14 bits para la memoria de código tipo FLASH.
- 368 bytes de memoria de datos RAM.
- 256 bytes de memoria de datos EEPROM.
- 14 fuentes de interrupción internas y externas.
- Pila con 8 niveles.
- Voltaje de alimentación entre 2 y 5.5v.



Como dispositivos periféricos se tienen los siguientes elementos:

- Timer 0, temporizador-contador de 8 bits con predivisor de 8 bits.
- Timer 1, temporizador-contador de 16 bits con predivisor.
- Timer 2, temporizador-contador de 8 bits con predivisor y postdivisor.
- Dos módulos de captura, comparación PWM.
- Conversor A/D de 10 bits de resolución.
- Puerto serie síncrono (SSP) con SPI e I2C
- USART
- Puerta paralela esclava (PSP).

### 1.7.1 Conversor A/D

Este periférico cuenta con 8 canales de entrada, los cuales tienen como resolución por cada bit un valor que es función de la tensión de referencia, de acuerdo con la siguiente expresión matemática [23].

$$\text{Resolución} = \frac{(V_{ref+}) - (V_{ref-})}{1024}$$

Para utilizar correctamente este dispositivo es necesario configurar 4 registros del microcontrolador:

ADRESH: Parte alta del resultado de la conversión.

ADRESL: Parte baja del resultado de la conversión.

ADCON0: Registro de control 0.

ADCON1: Registro de control 1.

El resultado de la conversión es almacenado en los registros ADRESH y ADRESL con 10 bits significativos.

En el registro ADCON0 se puede configurar la operatividad del conversor y en el ADCON1 se configuran las entradas como digitales o análogas (figura 37).

ADCON0

Bit 7

Bit 0

|       |       |      |      |      |         |    |      |
|-------|-------|------|------|------|---------|----|------|
| ADCS1 | ADCS0 | CHS2 | CHS1 | CHS0 | GO/DONE | —— | ADON |
|-------|-------|------|------|------|---------|----|------|

ADCON1

Bit 7

Bit 0

|      |    |    |    |       |       |       |       |
|------|----|----|----|-------|-------|-------|-------|
| ADFM | —— | —— | —— | PCFG3 | PCFG2 | PCFG1 | PCFG0 |
|------|----|----|----|-------|-------|-------|-------|

Figura 37. Bits de control del conversor A/D de los registros ADCON0 y ADCON1.

Los bits ADCS1 y ADCS0 del registro ADCON0 sirven para seleccionar la frecuencia de reloj que se emplea en la conversión de acuerdo a la siguiente tabla 8.

| ADCS1:0 | FRECUENCIA                                  |
|---------|---|
| 00      | $F_{OSC}/2$                                 |
| 01      | $F_{OSC}/8$                                 |
| 10      | $F_{OSC}/32$                                |
| 11      | $F_{RC}$ (procede del oscilador RC interno) |

Tabla 8.Relación del valor de los bits 7 y 6 de ADCON0 con respecto a la frecuencia de reloj

Los bits CHS2-0 seleccionan el canal por el que se quiere introducir la señal analógica a convertir como se muestra en la tabla 9.

| CH2-0 | CANAL             |
|-------|-------------------|
| 000   | Canal 0 (RA0/AN0) |
| 001   | Canal 1 (RA1/AN1) |
| 010   | Canal 2 (RA2/AN2) |
| 011   | Canal 3 (RA3/AN3) |
| 100   | Canal 4 (RA4/AN4) |
| 101   | Canal 5 (RA5/AN5) |
| 110   | Canal 6 (RA6/AN6) |
| 111   | Canal 7 (RA7/AN7) |

Tabla 9.Tabla de configuración del los canales de entrada.

El bit GO/DONE# es el bit de estado de la conversión. Poniéndolo en 1 se empieza la conversión, cambiando a cero cuando la finaliza.

El bit ADON activa el conversor A/D al colocarse en 1 e inhibe su funcionamiento al estar en 0.

El bit de menos peso del ADCON1 (ADFM), selecciona el formato del resultado de la conversión. Si vale 1, el resultado esta justificado en el registro ADRESH, que tiene sus 6 bits de mas peso a 0; mientras que si vale 0, la justificación se realiza sobre el registro ADRESL que tiene sus 6 bits de menos peso a 0 (Ver figura 11).



Figura 38. Formato del resultado digital de 10 bits de la conversión.

Los restantes 4 bits de este registro (PCFG3-0) se usan para configurar los canales de entrada del convertor como analógicos o digitales según la tabla 10.

| PCFG 3-0 | AN 7/ RE2 | AN6/ RE1 | AN5/ RE0 | AN 4/R A5 | AN3/ RA3          | AN2/ RA2          | AN 1/R A1 | AN 0/R A0 | V <sub>REF</sub> + | V <sub>REF</sub> - | CHAN/ REFS |
|----------|-----------|----------|----------|-----------|-------------------|-------------------|-----------|-----------|--------------------|--------------------|------------|
| 0000     | A         | A        | A        | A         | A                 | A                 | A         | A         | V <sub>DD</sub>    | V <sub>SS</sub>    | 8 / 0      |
| 0001     | A         | A        | A        | A         | V <sub>REF+</sub> | A                 | A         | A         | RA3                | V <sub>SS</sub>    | 7 / 1      |
| 0010     | D         | D        | D        | A         | A                 | A                 | A         | A         | V <sub>DD</sub>    | V <sub>SS</sub>    | 5 / 0      |
| 0011     | D         | D        | D        | A         | V <sub>REF+</sub> | A                 | A         | A         | RA3                | V <sub>SS</sub>    | 4 / 1      |
| 0100     | D         | D        | D        | D         | A                 | D                 | A         | A         | V <sub>DD</sub>    | V <sub>SS</sub>    | 3 / 0      |
| 0101     | D         | D        | D        | D         | V <sub>REF+</sub> | D                 | A         | A         | RA3                | V <sub>SS</sub>    | 2 / 1      |
| 011x     | D         | D        | D        | D         | D                 | D                 | D         | D         | V <sub>DD</sub>    | V <sub>SS</sub>    | 0 / 0      |
| 1000     | A         | A        | A        | A         | V <sub>REF+</sub> | V <sub>REF-</sub> | A         | A         | RA3                | RA2                | 6 / 2      |
| 1001     | D         | D        | A        | A         | A                 | A                 | A         | A         | V <sub>DD</sub>    | V <sub>SS</sub>    | 6 / 0      |
| 1010     | D         | D        | A        | A         | V <sub>REF+</sub> | A                 | A         | A         | RA3                | V <sub>SS</sub>    | 5 / 1      |
| 1011     | D         | D        | A        | A         | V <sub>REF+</sub> | V <sub>REF-</sub> | A         | A         | RA3                | RA2                | 4 / 2      |
| 1100     | D         | D        | D        | A         | V <sub>REF+</sub> | V <sub>REF-</sub> | A         | A         | RA3                | RA2                | 3 / 2      |
| 1101     | D         | D        | D        | D         | V <sub>REF+</sub> | V <sub>REF-</sub> | A         | A         | RA3                | RA2                | 2 / 2      |
| 1110     | D         | D        | D        | D         | D                 | D                 | D         | A         | V <sub>DD</sub>    | V <sub>SS</sub>    | 1 / 0      |
| 1111     | D         | D        | D        | D         | V <sub>REF+</sub> | V <sub>REF-</sub> | D         | A         | RA3                | RA2                | 1 / 2      |

Tabla 10. Configuración de los canales del convertor A/D de acuerdo a los bits PCFG3-0.

## 1.8 ESTRUCTURA DEL PUENTE EN GUADUA EN EL BARRIO SANTO DOMINGO SABIO MEDELLÍN COLOMBIA

### 1.8.1 Los arcos y su trazado

Un arco es una estructura que cierra superiormente una abertura o vano, de manera que todos los elementos que la componen se comprimen y en ninguno de ellos se producen extensiones. Estas presiones, producidas por el propio peso de los elementos y de las cargas que soportan, son transmitidas a los apoyos que sostienen el arco por sus extremos. El arco es un elemento arquitectónico nacido de la necesidad de salvar luces de mayores dimensiones que las que alcanzan los elementos constitutivos de la construcción, materiales que no resisten esfuerzos apreciables de extensión y que, por ello, no pueden hacerse trabajar a flexión. Desde su más remoto empleo, los arcos han adoptado variadas formas características de cada época o estilo, recibiendo cada arco, según su diseño, distinto nombre.

### 1.8.2 Componentes de un arco

En un arco cabe distinguir una serie de características que se pueden agrupar en los siguientes apartados: elementos y dimensiones.

#### Elementos:

- Estribos: Macizos o soporte entre los que se tiende el arco.
- Arranques: Puntos de nacimiento del arco.
- Péndolas: Tirantes que soportan la rodadura.
- Eslingas: Unión de las péndolas con el arco.
- Platinas: Unión de las péndolas con la rodadura.
- Rodadura: Superficie de paso de tráfico a través del puente.

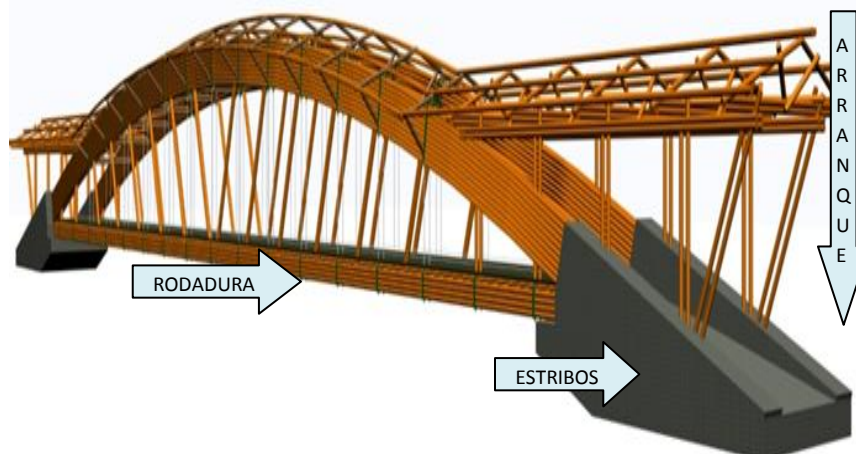


Figura 39. Elementos estructurales en un arco en guadua

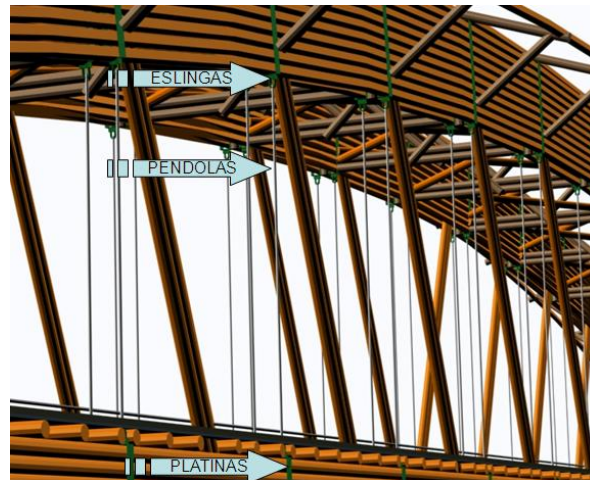


Figura 40. Elementos de fijación en un arco en guadua.

### Dimensiones:

- Luz: distancia horizontal media entre los arranques.
- Flecha, monte o sagita: altura del arco respecto a la línea de arranque.
- Clave: exceso de dimensión de la flecha sobre la semiluz.
- Profundidad o ancho: dimensión del arco en dirección normal a su plano.

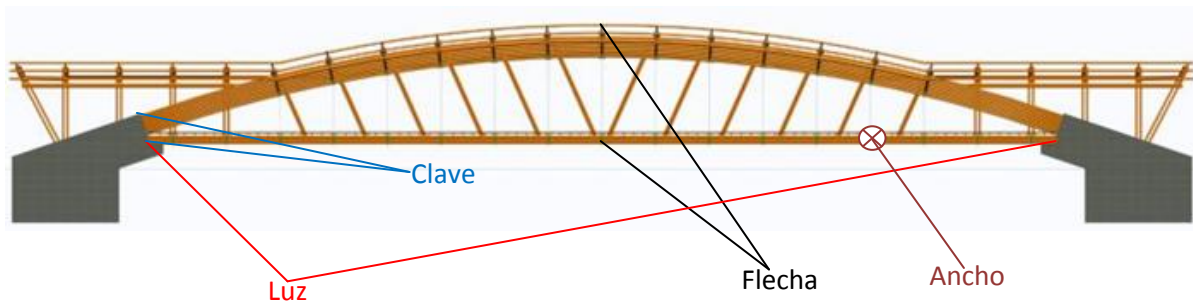


Figura 41. Dimensiones en un arco en guadua.

## CAPITULO 2

### DISEÑO DEL SISTEMA

En este capítulo se presentan las herramientas necesarias y utilizadas para la implementación del sistema de instrumentación electrónica que permite el seguimiento estructural de un puente en guadua (ver figura 43). Se comienza con el diseño de un amplificador programable, posteriormente con el hardware necesario para el acondicionamiento de los diferentes sensores, adquisición y la respectiva transmisión de la información. Posteriormente se muestran las rutinas para el desarrollo de los sistemas microcontrolados; Por último se presentan los resultados de cada una de las etapas del sistema.

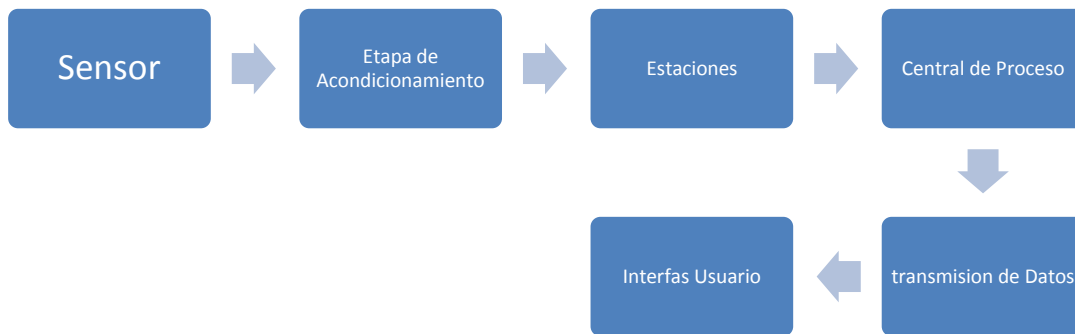


Figura 42. Diagrama General del Sistema de instrumentación

### 2.1 SENSORES

Conociendo las características del sistema que se necesitaba instrumentar se procedió a buscar los sensores de aceleración e inclinación adecuados.

En nuestro caso no se necesitaba grandes aceleraciones gravedades del orden 3g a 6g, por lo tanto se requirió un sensor de baja aceleración (2,5g). Otro factor importante en la selección fue el costo final del sistema. El departamento de ingeniería del SENA contaba con un presupuesto limitado, por lo tanto el costo de cada componente debía mantenerse lo más bajo posible. Existen sistemas que ya cuentan con sensores instalados dentro de dispositivos listas para realizar la captura de los datos en una computadora, pero la principal limitante es que estos sistemas funcionan únicamente con tarjetas de adquisición de la misma compañía. Por lo tanto utilizar LabVIEW para realizar la base datos sería imposible. Es por esto que se decidió utilizar sensores que arrojaran valores de voltaje a la salida, sin importar que se necesite implementar un sistema de acondicionamiento.

La búsqueda se realizó entre los productos de los fabricantes más grandes de circuitos integrados, llegando finalmente a la selección de un acelerómetro de la compañía Freescale, se utilizó el modelo MMA 7261QT. Para el inclinómetro se adquirió un sensor robusto con buena sensibilidad de la compañía AccuStar® del modelo II/DAS 20

### 2.1.1 Acelerómetro MMA 7261QT

Sensor de aceleración de baja gravedad que está diseñado para detectar en 3 ejes xyz. El MMA7261QT proporciona tres tensiones de salida correspondientes cada una a las direcciones X, Y y Z, los cuales son proporcionales al valor de la aceleración sufrida por el dispositivo en cada dirección [20].

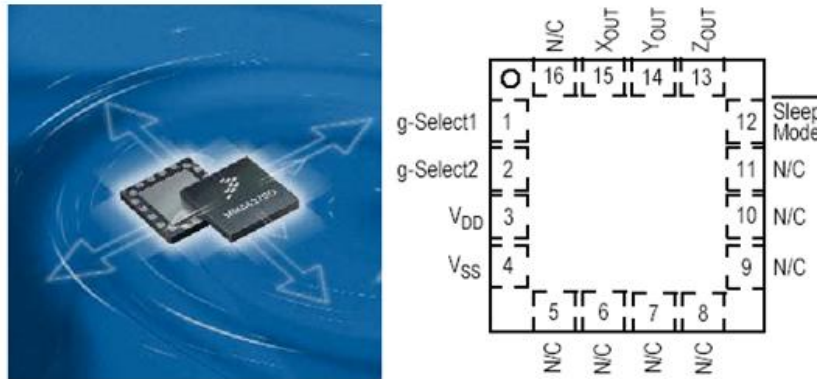


Figura 43. Acelerómetro MMA7261QT

#### 2.1.1.1 Alimentación power supply:

Los valores de alimentación de este sensor son de como mínimo 2.2 V y como máximo 3.6V. Al ser una salida radio métrica tendremos que el valor de tensión correspondiente en la salida para "0 g" de aceleración, será la mitad de valor escogido para alimentar el sensor 1.65 V. Para un valor de 3V de alimentación tendremos un valor de consumo corriente de 450µA [20].

### 2.1.1.2 Esquema del Sensor

En la figura 44 se presenta el esquema interno del sensor MMA7261QT. Este sensor tiene un sistema de ganancia y filtrado interno que es un factor importante para su acondicionamiento.

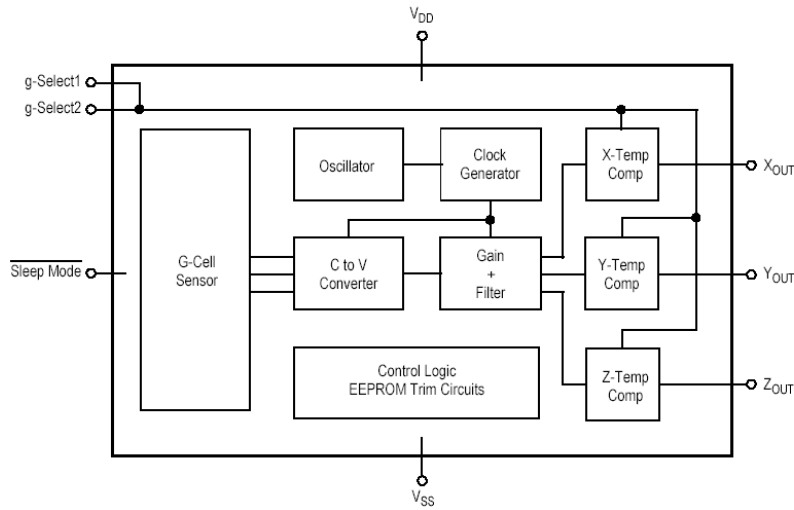


Figura 44. Diagrama Esquemático Sensor

### 2.1.1.3 Sensibilidad

Otro punto importante a la hora de elegir un dispositivo es la sensibilidad del mismo. La sensibilidad de los acelerómetros permite saber la cantidad de medida que percibe el sensor en función de la magnitud física que se aplica sobre el dispositivo. Dicho de otra manera cuanto valor de tensión tendremos en función de la aceleración soportada por el acelerómetro.

Las unidades que se utilizan y que los propios fabricantes de sensores nos facilitan son típicamente:  $mV / g$ .

Donde “mV” (unidad eléctrica que podemos utilizar) con respecto a la magnitud física que es en nuestro caso la aceleración expresada en “g’s” (donde  $1g = 9.81 m / s^2$ ).  $S=480 mV/g (2.5g)$  [20].

### 2.1.1.4 Densidad de Ruido y Linealidad

Otro parámetro fundamental será el la densidad del nivel de ruido que dependerá claramente del Ancho de Banda elegido, este parámetro influirá claramente en la calidad de la señal obtenida y por tanto se debe intentar reducir al máximo posible siempre que se pueda.



### 2.1.1.5 Colocación del sensor

En la figura 45 se muestra en función de la muesca (marca del sensor que nos indica la colocación del dispositivo) como se establecen los ejes de coordenadas tridimensionales para poder realizar un correcto estudio y posicionamiento del acelerómetro.

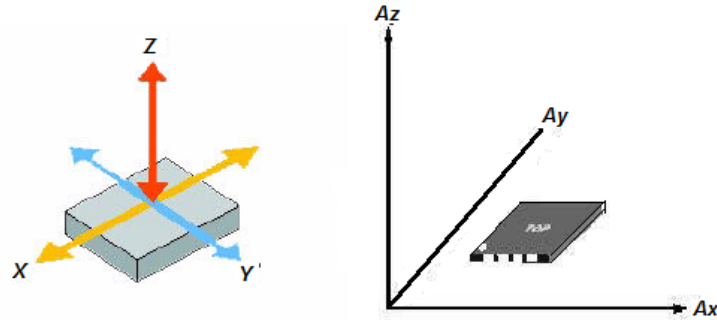


Figura 45. Colocación del Sensor

Posteriormente, se muestra las diferentes colocaciones del propio sensor indicando en cada una el valor de las tres salidas correspondientes al valor de los ejes  $X_{out}$ ,  $Y_{out}$  y  $Z_{out}$ . Nótese que jamás los tres ejes coincidirán en valor, ya que es imposible si el desfase entre ellos es de  $90^\circ$ . Por tanto como máximo, la igualdad de valores en las salidas será de dos ejes como máximo.

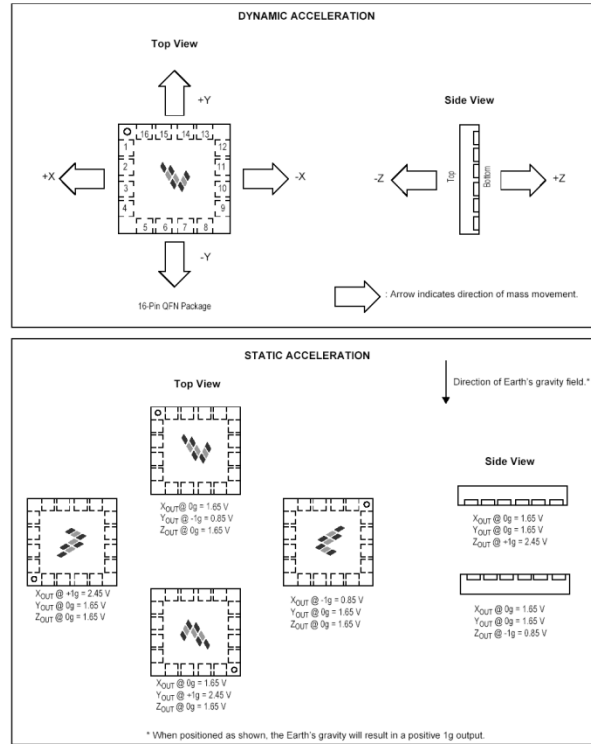


Figura 46. Aceleración Estática

En el caso que el sensor se encuentre en la posición donde los ejes X e Y sean perpendiculares a la gravedad su valor de salida será de “0 g” mientras que el valor del eje Z será de “+1 g” si la muesca es vista por el usuario o “-1g” si la muesca no es vista. Para el resto de casos es similar solo hay que tener claro el sistema de coordenadas de la figura 46.

### 2.1.1.6 Principio de funcionamiento

En los sensores más simples, los acelerómetros capacitivos operan con una técnica donde la capacitancia del elemento sensor interno cambia en proporción a la aceleración aplicada. El acelerómetro MMA7261Q de Freescale consiste en una celda sensitiva capacitiva de materiales semiconductoras que puede ser modelada como dos placas fijas con una placa móvil entre ellas. La placa central puede ser movida de su posición al someter el sensor a una aceleración (ver figura 47)[20].

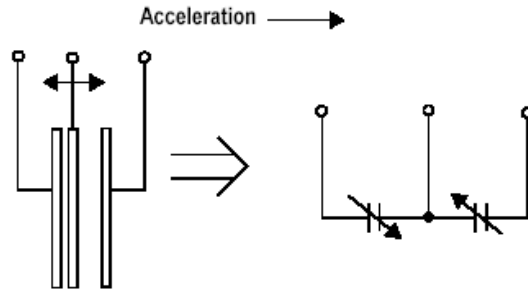


Figura 47. Sensor de dos placas capacitivas conductoras paralelas

Cuando la placa central se mueve. La distancia a una de las placas aumenta en la misma proporción que la distancia a la otra placa decrece, el cambio en la distancia es la medición directa de la aceleración.

La célula sensitiva (g-cell) forma dos capacitores, mientras la placa central se mueve debido a la aceleración, la distancia entre ambas placas cambia y el valor de cada capacitor también cambiará. Esto está expresado en la fórmula

$$C = \frac{A\epsilon}{D}$$

El cambio en la distancia corresponde a los cambios en la capacitancia (C):

$$C_1 = \frac{A\epsilon}{d + x}$$

$$C_2 = \frac{A\epsilon}{d - x}$$

Donde:

A: área del electrodo

$\epsilon$ : permisividad del aire (constante dieléctrica)

d: distancia entre la masa y el electrodo en la condición de 0g

x: desplazamiento de la masa

Estos acelerómetros incorporan circuitos micro eléctrico que usan puentes capacitivos para convertir el cambio de capacitancia a una señal de voltaje útil [20].

### 2.1.1.7 Características del acelerómetro MMA 7260QT

- Selección del nivel de sensibilidad mediante la conexión de los pines g-Select1 y g-Select2

- (pines 1 y 2) como lo muestra la siguiente tabla 11:
- Posee un bajo consumo de corriente el cual es de 500  $\mu$ A.
- Su voltaje de operación es de 2.2V-3.6V
- Viene en encapsulado QFN de 6mmx6mmx1.45mm
- Cuenta con un filtro pasa bajo integrado.
- Posee un diseño robusto resistente a los golpes.
- Ancho de banda: 400 Hz ejes XY, 150 Hz eje Z.
- Salida analógica.
- No contiene plomo en los terminales.

| g-Select2 | g-Select1 | g-Range | Sensitivity |
|-----------|-----------|---------|-------------|
| 0         | 0         | 2.5g    | 480mV/g     |
| 0         | 1         | 3.3g    | 360mV/g     |
| 1         | 0         | 6.7g    | 180mV/g     |
| 1         | 1         | 10g     | 120mV/g     |

Tabla 11. Selección de la sensibilidad

### 2.1.2 Inclinómetro doble eje ACCUSTAR® II/DAS 20

Este tipo de sensor combina la función de dos clinómetros en un solo paquete, en forma de cúpula, cuenta con un sensor de capacitancia base que produce señales de salida directamente proporcional a la inclinación relativa en dos ejes. Este instrumento está diseñado para aplicaciones de gran volumen y hay cuatro conexiones de salida que proporciona una selección de radiométrica, modulación de ancho de pulso (PWM) de salida digital [21].

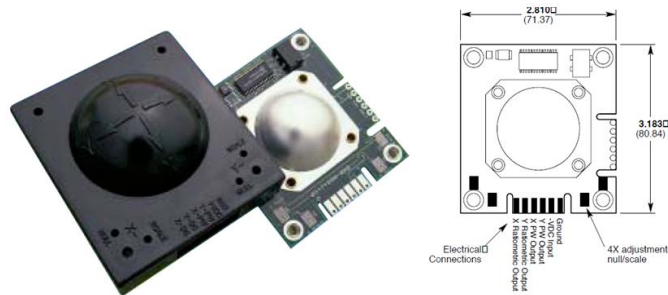


Figura 48. Inclinómetro ACCUSTAR® II/DAS 20

#### 2.1.2.1 Funcionamiento

Físicamente el sensor está compuesto por dos cúpulas herméticamente cerrados espaciadas aproximadamente 1/8 " de separación, en la cúpula de plástico inferior

de poliéster se encuentran 4 placas capacitivas mientras la cúpula superior es de aluminio. Un líquido con una alta constante dieléctrica se sella dentro de la cúpula de sándwich, dejando una burbuja de aire con espacio del tamaño de una moneda, la cual está centrada a nivel de posición y se mueven de un lado a otro cuando el dispositivo se inclina [21].

### 2.1.2.2 Características del inclinómetro ACCUSTAR® II/DAS 20

- Voltaje nominal 9 v
- Rango de voltaje 5 a 15 v
- Corriente 100 mA
- Salida análoga - factor de escala 100mV/grado  $\pm 10\%$
- Resistencia de carga 100  $\Omega$
- Null voltaje  $\frac{1}{2}$  suministro voltaje  $\pm 10\%$
- Temperatura de operación  $-20^\circ$  a  $65^\circ\text{C}$
- Frecuencia 100 Hz
- Umbral de resolución 0.01
- Respuesta de frecuencia (-3dB) 0.25 Hz
- Salida de ancho pulso
  - ◆ 50 % Ciclo de trabajo
  - ◆ Factor de escala 0.7% /grado
  - ◆ Ciclo de trabajo desde 0.2 a 0.7 ms

### 2.1.2.3 Esquema del Sensor

En la figura 49 se presenta el esquema interno del sensor ACCUSTAR® II/DAS 20.

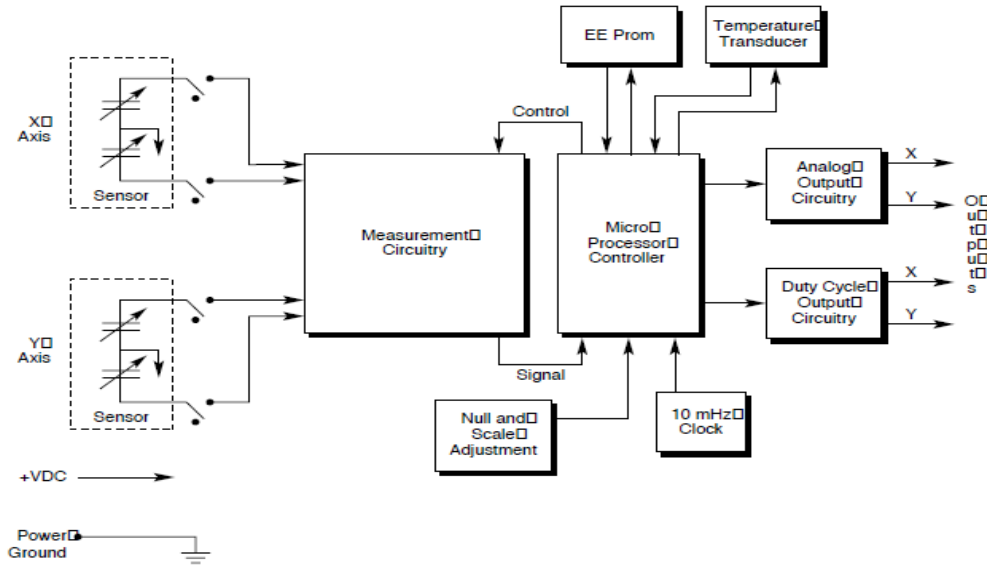


Figura 49. Diagrama de bloques inclinometro

## 2.2 ACONDICIONAMIENTO DE LOS SENSORES

Debido que el acelerometro en un circuito integrado con empaque tipo QFN, fue necesario diseñar y elaborar una tarjeta. Esta cuenta con un conector RJ45 como se muestra en figura 50, esto con el fin de lograr una facil manipulacion y la conexcion con las otras tarjetas del sistema.

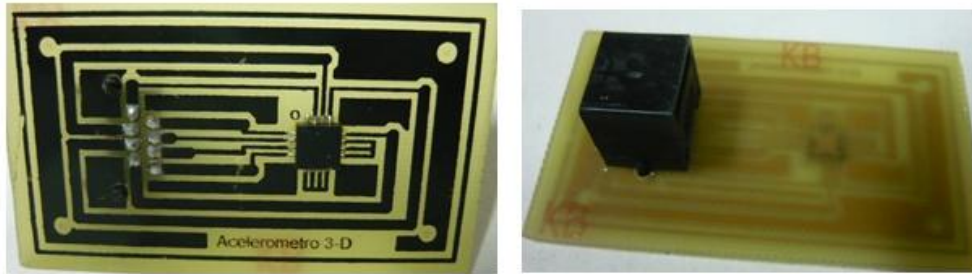


Figura 50. Tarjeta de acondicionamiento conector QFN

Cada uno de los sensores de inclinacion y aceleracion tiene su respectiva tarjeta de acondicionamiento, Esto para que el sistema sea modular y asi facilitar su implementacion, mantenimiento y reparacion.

### 2.2.1 Acondicionamiento del Acelerometro

El sensor de aceleracion MMA7261QT cuenta con una etapa interna de filtrado y amplificacion, por tal motivo el proceso de acondicionamiento se basa en acoplar impedancias y eliminacion del offset.

Por las características físicas del sistema a implementar, el acelerómetro se ubico en una caja plastica sellada para garantizar su funcionamiento a la interperie. el sensor se configuro con una sensibilidad de 2.5g (480V/g).Ademas se utilizaron dos amplificadores de instrumentacion INA2126 puesto que este tipo de amplificador solo cuenta con dos amplificadores internos independientes y el sensor entrega tres señales en los ejes (X,Y,Z).Esta etapa es importante por que me permite optimizar la salida lineal teniendo en cuenta el acople de impedancias y el ajuste del offset . Asi la informacion transferida a la estacion de control sera veraz. En la figura 51 se muestra el sistema implementado, todos los conectores se estandarizaron con RJ45 para tener un sistema modular.

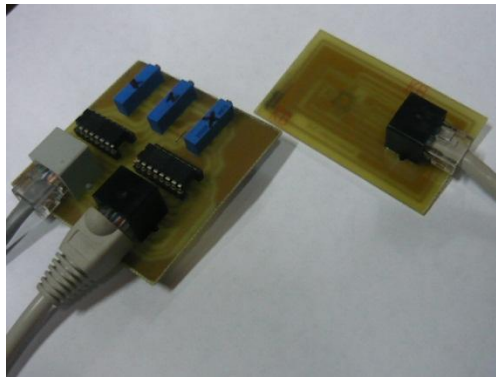


Figura 51.Sistema acondicionamiento acelerómetro

### 2.2.2 Acondicionamiento Inclímetro

Debido que el sensor es robusto no fue necesario diseñar ninguna tarjeta de conexión.Solo se instalo un conector RJ45 como se observa en la figura 52.



Figura 52.Sensor de inclinación con conector RJ-45

Este sensor cuenta ya con etapas internas de acondicionamiento que facilitan su acondicionamiento.Por las características del sistema a implementar se diseño utilizando un amplificador de instrumentacion INA2126, puesto que este tipo de amplificador cuenta con dos amplificadores internos independientes donde se diseño manejando uno para cada señal de salida (XY). Esta etapa es importante

por que me permite optimizar la salida lineal teniendo en cuenta el acople de impedancias y el ajuste del offset . Asi la informacion transferida a la estacion de control sera veraz. En la figura 53 se muestra el sistema implementado, todos los conectores se estandarizaron con RJ45 para tener un sistema modular.

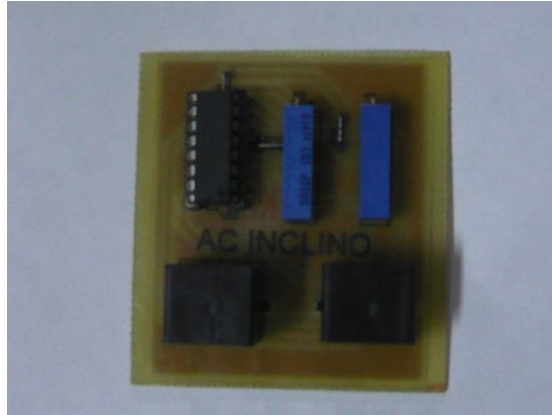


Figura 53. Sistema de acondicionamiento inclinometro

### 2.3 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BLUETOOTH FIREFLY

Para la implementación de l sistema de comunicación entre la estación central de procesos instalada en el centro del puente y la sala de monitoreo ubicada en la biblioteca reyes de España en el barrio santo domingo savio, donde la distancia es aproximadamente de 50 metros en línea recta. Se utilizo el modulo Bluetooth Firefly (ver figura 54) de la empresa **Grid Connect** por sus grades prestaciones y fácil manejo.

Es un modem de radio 2.4GHz de clase 1 (ver tabla 7). Los módulos bluetooth version 1.2 son compatibles. dos Firefly pueden configurarse para crear una red inalámbrica que reemplace una comunicación RS232 cableada[22].



Figura 54. Modulo Bluetooth firefly

A continuación se describe la configuración y operación de los Firefly y el protocolo de modo de comando usado para controlar y configurar los módulos seriales Firefly. El protocolo es similar al de la industria standar Hayes AT protocolo utilizado en modems de teléfonos, debido a que ambos tipos de



dispositivos tienen conexión orientada. Las dos acciones principales de un dispositivo bluetooth son make/break (ejecutar o detener) conexiones y solicitudes. Comandos adicionales son también proporcionados para poner en marcha funciones auxiliares. El dispositivo serial puede ser configurado, manipulado y controlado a través de una simple cadena de caracteres ASCII, por medio del hardware del firefly serial UART o sobre una conexión bluetooth RF remota[22].

### 2.3.1 Características del firefly

- RS-232 de alta velocidad, con velocidades de transmisión disponibles de: 9600, 19200, 38400, 57600, 115200, 232400bps.
- Velocidades de transmisión que no sea 9600 o 115200 se selecciona en modo comando.
- (Interruptor o switch) de selección de frecuencia de 9600 y 115200 bps.
- Paridad par, impar, o ninguna, 8 bits de datos, 1 bit de parada.
- Hardware de control de flujo a por medio de RTS, CTS. No hay señales de control del módem.
- Ajustes o configuraciones pueden ser cambiados con facilidad con conexión local de un puerto serial
- Alta potencia (Clase 1, 20 dB TX, 330, 100) radio Bluetooth
- Perfil de un puerto serial utilizado para conexión directa con clientes BT
- Verde (conexión) y Amarillo (TX / RX) LEDs.
- Bajo consumo de energía, solo requiere 3.3VDC a 40 mA cuando está conectado, solo 1 mA en modo de espera.
- Potenciado por external 5VDC wall adapter. Rango de entrada es de 4-9VDC. Puede ser potenciado por un conector DB9
- DB-9 conector macho estándar, DB-9 conector hembra opcional[22]

### 2.3.2 Aplicación

La conexión utilizada fue la típica suministrada por el fabricante entre un computador (DTE) y un módem (DCE). En la figura 55 se presenta la conexión.

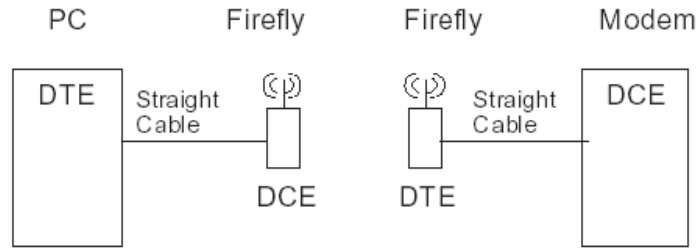


Figura 55. Conexión cable recto

Con este módulo de conexión Firefly inalámbrico, se eliminó el cableado entre la central y sala de monitoreo. Esto nos permite tener un sistema modular con un alto grado de confiabilidad en la transmisión de la información.

Otro punto importante a considerar en la figura 55, es que el firefly conectado al modem (DCE) ha sido configurado como un dispositivo DTE. Esto hace que las señales del modem al firefly queden acopladas. También se pueden acoplar las señales haciendo uso de un modem crossover o un cable de modem nulo como se observa en la figura 56 [22].

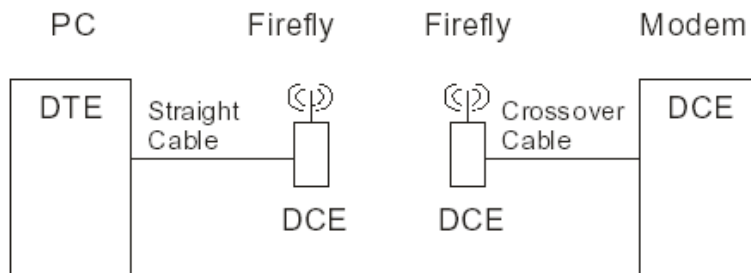


Figura 56. Conexión con cable crossover

## 2.4 DISEÑO DE ESTACIONES

### 2.4.1 Estación de Control

Para realizar un sistema modular se dividió todo en cuatro estaciones, teniendo en cuenta la ubicación de los sensores en el puente (ver gráficas 57,58), cada estación tiene como función recibir todas las señales de los diferentes sistemas de acondicionamiento de los sensores para su posterior transmisión a la estación central de control.

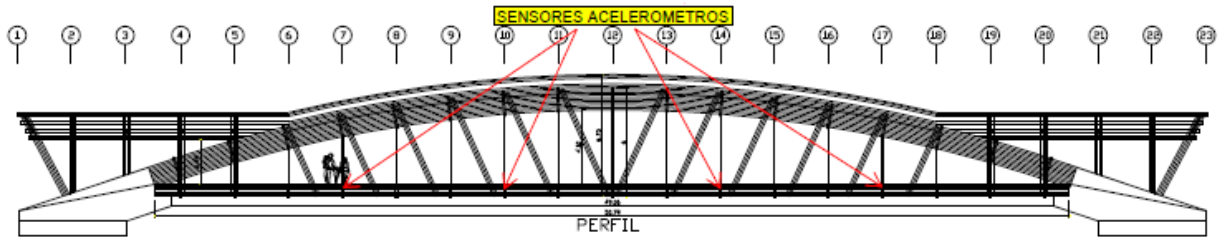


Figura 57. Ubicación de los sensores de aceleración en el puente

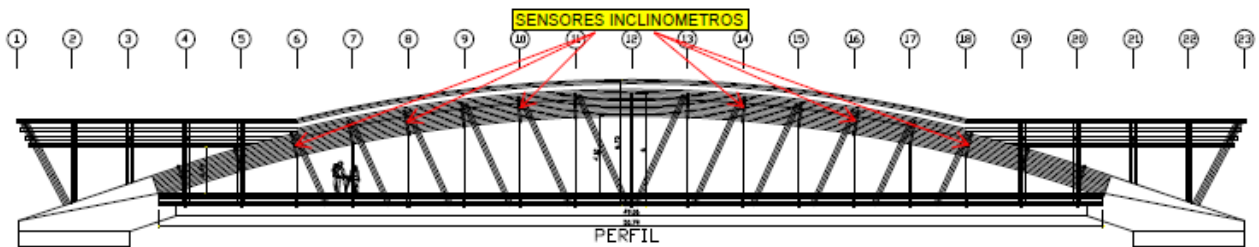


Figura 58. Ubicación de los sensores de inclinación en el puente

En la figura 59 se muestra la distribución de los sensores en cada estación.

| Estacion 1   | Estacion 2   | Estacion 3   | Estacion 4  |
|--|--|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Acelerometro 1</li> <li>• Inclinometro 1</li> <li>• Inclinometro 2</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Acelerometro 2</li> <li>• Inclinometro 3</li> <li>• Inclinometro 4</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Acelerometro 3</li> <li>• Inclinometro 5</li> <li>• Inclinometro 6</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Acelerometro4</li> </ul> |

Figura 59 Distribución de los sensores en las estaciones

Para la ubicación de las estaciones en la estructura del puente se diseño teniendo en cuenta los sensores que corresponden a cada estación con el fin de minimizar el cableado y disminuir posibles dificultades por atenuaciones en la comunicación con la central de proceso. En la figura 61 se puede observar la ubicación de las estaciones en la estructura del puente.

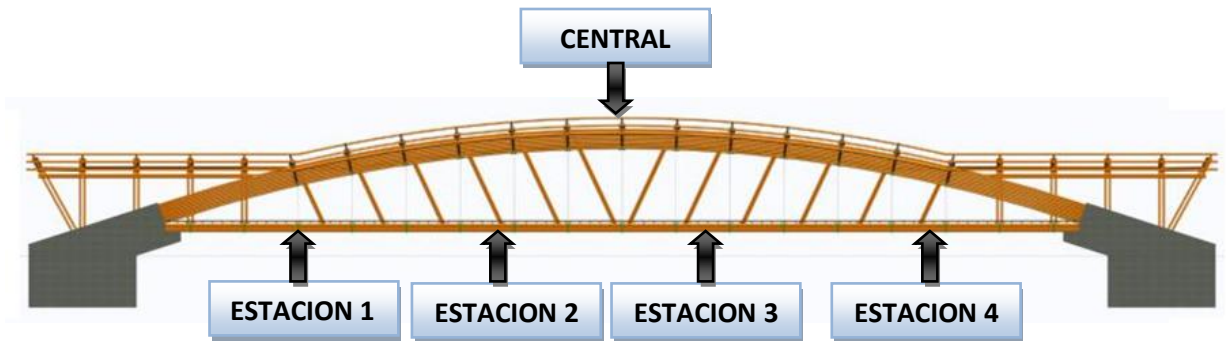


Figura 61. Ubicación de las estaciones en el puente

Cada estación la conformada cuatro conectores RJ45 (ver tabla 12), además cada una contiene un microcontrolador 16F877A y dos circuitos integrados de comunicación RS485 75178. En la figura 62 se muestra el sistema implementado.

| IDENTIFICACION DE CONECTORES |                |              |              |
|------------------------------|----------------|--------------|--------------|
| RJ45(1)                      | RJ45(2)        | RJ45(3)      | RJ45(4)      |
| Inclinometro 1               | Inclinometro 2 | Acelerómetro | Alimentación |

Tabla 12. Identificación de conectores

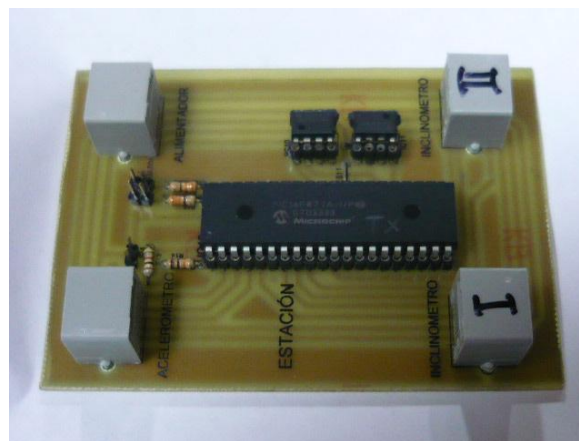


Figura 62. Estación de Control

### 2.4.2 Estación Central

Esta estación tiene como función principal recibir la información de las cuatro estaciones de control para su posterior transmisión a la sala de control ubicada en la biblioteca los reyes de España.

El sistema tiene como componente principal un microcontrolador PIC 16F877A, Además posee 8 circuitos integrados de comunicación RS485 (75178) y un sistema de comunicación Bluetooth firefly para realizar el enlace de comunicación entre la estación central y la sala de control. En la tabla 13 se muestra la conexión de las estaciones de control a la estación central.

| IDENTIFICACION DE CONECTORES |            |            |            |
|------------------------------|------------|------------|------------|
| RJ45(1)                      | RJ45(2)    | RJ45(3)    | RJ45(4)    |
| Estación 1                   | Estación 2 | Estación 3 | Estación 4 |

Tabla 13. Identificación de conectores en la estación central

En la figura 63 se muestra el sistema implementado de la estación central

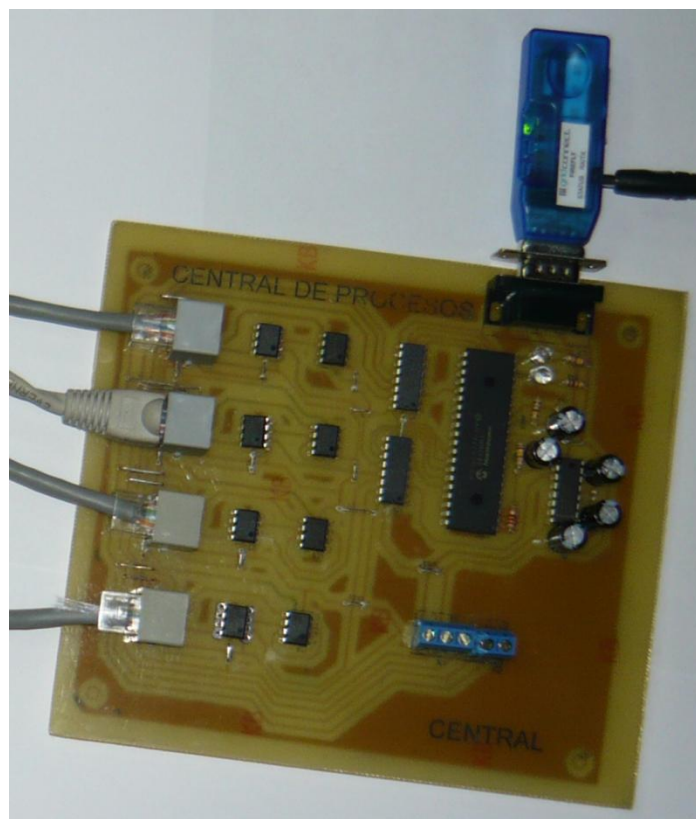


Figura 63. Estación central de proceso

## 2.5 SOFTWARE

Con el fin de transferir la información y poder establecer el estado de la comunicación y los sensores, se diseñó dentro del proceso de instrumentación un protocolo de comunicación basado en el modelo de buses de campo que permita además de la recepción de la información la identificación de quien la envía.

El sistema se divide en una central de proceso que se encarga de recoger la información proveniente de las estaciones de control. Las estaciones de control realizan el proceso de conversión análogo a digital y la transmisión a través del protocolo RS-485 como se muestra en el diagrama de flujo (ver figura 64).

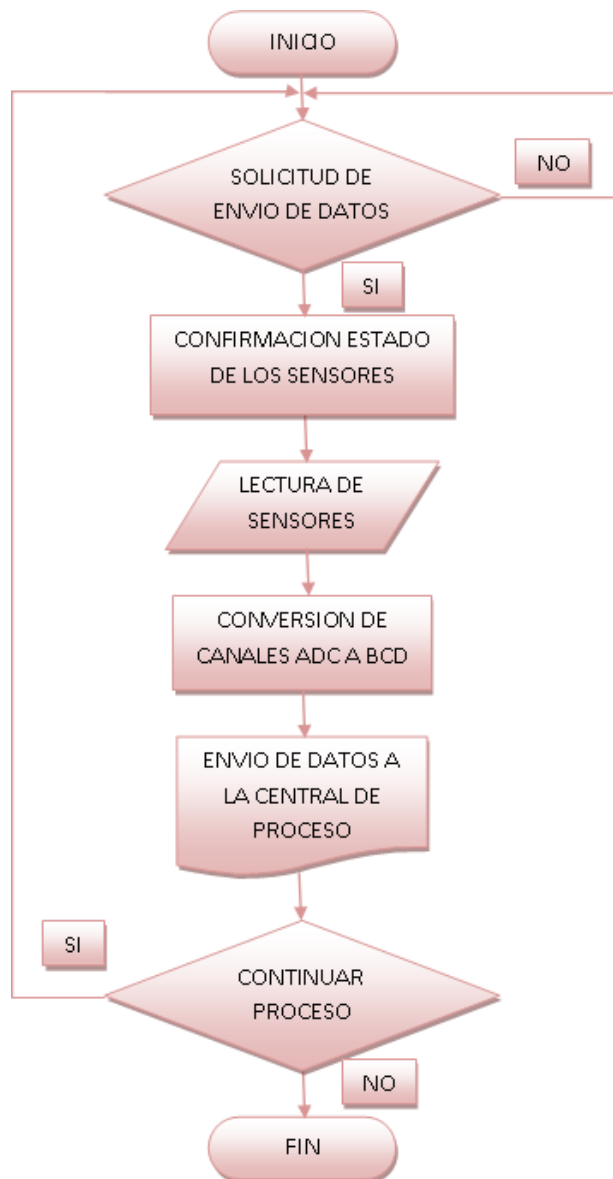


Figura 64. Diagrama de flujo de la estación de control

El diseño general del sistema se puede ver en la figura 65.

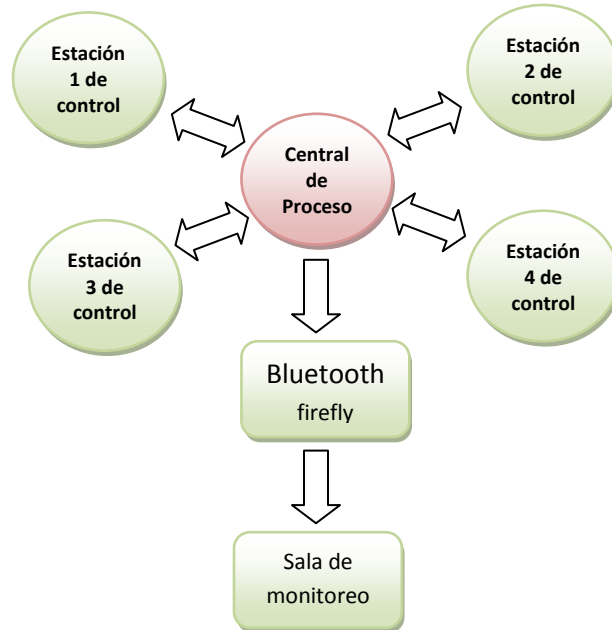


Figura 65. Diagrama funcional del Sistema General

### 2.5.1 Protocolo de transferencia de información

El protocolo realiza el siguiente proceso para la transferencia de información. En el diagrama de flujo de la figura 69 se observa el programa implementado en la estación central de proceso.

Procedimiento

- Pregunta a la estación n se esta lista.
- La estación envía dato listo y envía la trama de datos.
- La central transmite los datos a la sala de monitoreo por Bluetooth firefly.
- La central pregunta a la estación siguiente.
- La estación se identifica.
- La estación identifica el canal de conversión ADC.
- La estación envía la trama de datos.

Este proceso se puede observar en la figura 66.

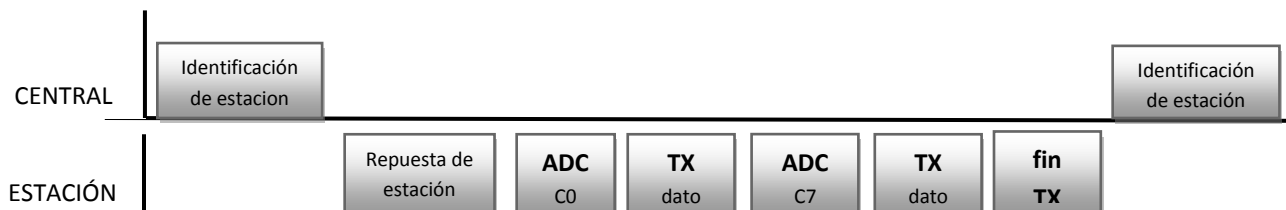


Figura 66. Proceso de transferencia de información

En la figura 67 se muestra la trama de datos transferida vía bluetooth.

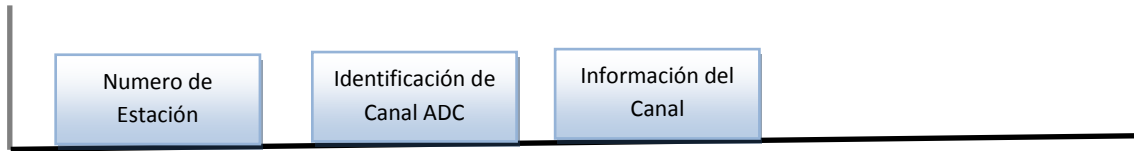


Figura 67. Trama de datos transferida vía bluetooth

Como las señales en el puente son de velocidad lenta y las frecuencias mas altas solo pueden alcanzar los 100Hz, usando el teorema de Niquist definimos los parámetros de transferencia y conversión ADC. Entonces tenemos que la  $f_{max} = 100Hz$  entonces por Niquist  $f_{muestreo} \geq 2f_{max}$  por lo tanto la frecuencia de muestreo mínima utilizada debe ser mayor a 200Hz.

Tenemos que la velocidad de transferencia en sistema bluetooth firefly es de 9600bps, para no tener problemas de aliasing se define la trama como

$$\frac{9600bps}{200HZ} = 48byte , \text{ en la figura 68 se presenta la distribución de la trama de datos.}$$

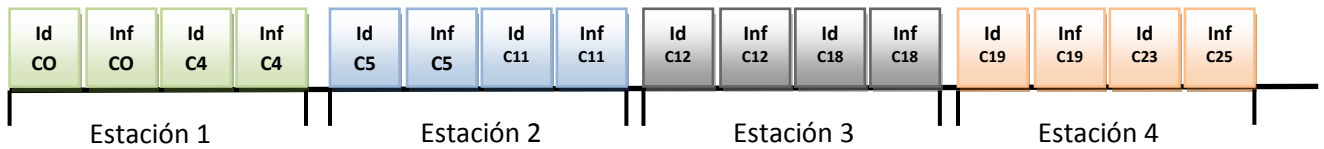


Figura 68. Distribución de la trama de datos

En la figura 69 se describe el diagrama de flujo del algoritmo de comunicación y transmisión implementado en la estación central de proceso.



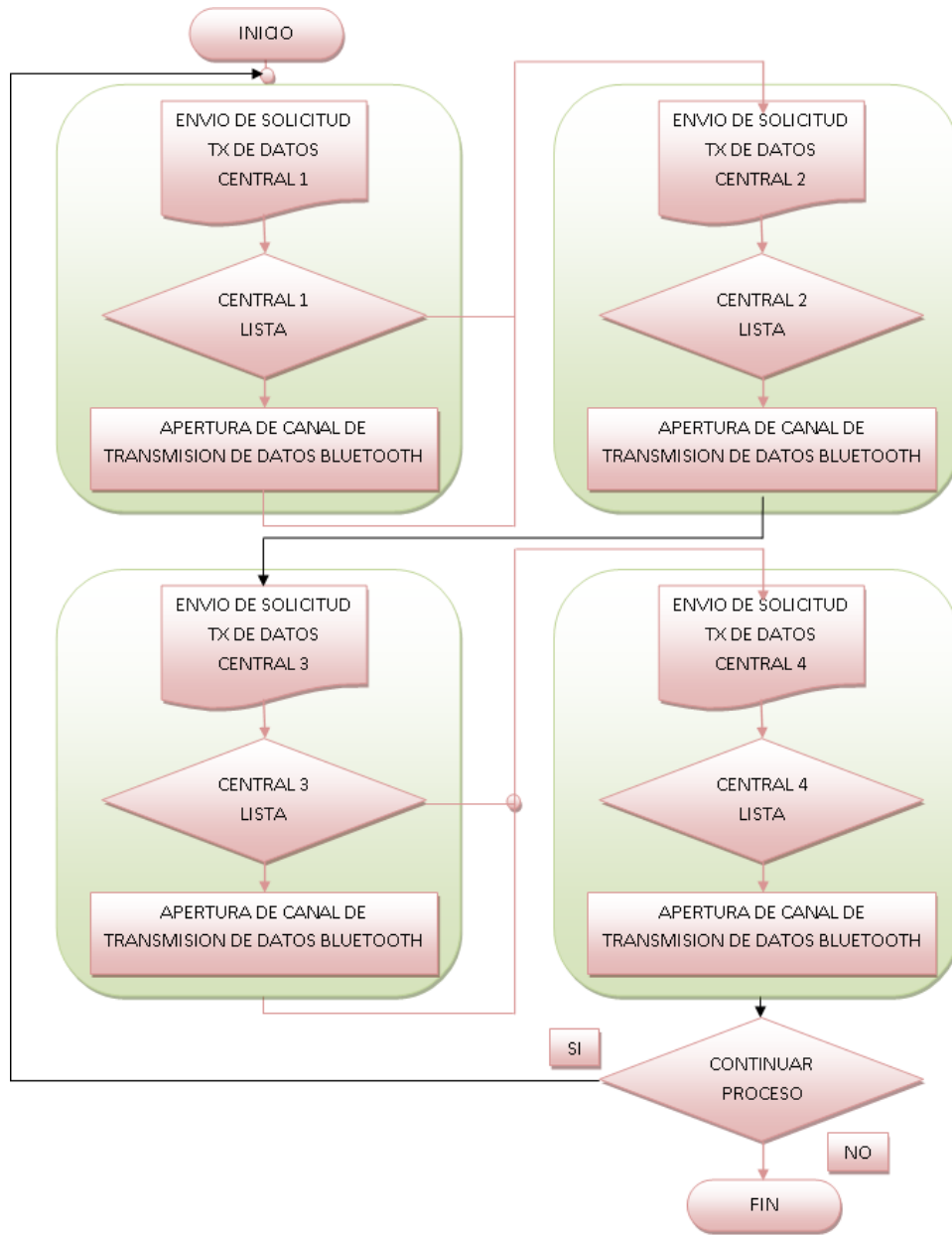


Figura 69. Diagrama de flujo estación central de proceso

### 2.5.2 Interface para el monitoreo de las variables estructurales.

La herramienta computacional utilizada para el diseño de esta interfaz fue Labview 7.1.

El software consta de un algoritmo que realiza cálculos matemáticos para determinar el valor de la inclinación en grados y la aceleración en  $m/s^2$ , Además administra la base de datos de todo el sistema.

La interface esta dividida en tres zonas, la primera corresponde a los inclinómetros, esta indica la información de sus ejes (X-Y) con su respectiva inclinación en grados, la segunda zona se encuentra los acelerómetros, donde se debe seleccionar alguno para visualizar las graficas de sus tres ejes(X-Y-Z) y la tercera zona corresponde a un visualizador donde se pueden observar todas las señales de los acelerómetros, con el fin de comparar toda la información correspondiente al sistema.

En la grafica 70 se presenta la interface grafica implementada en el sistema de instrumentación.

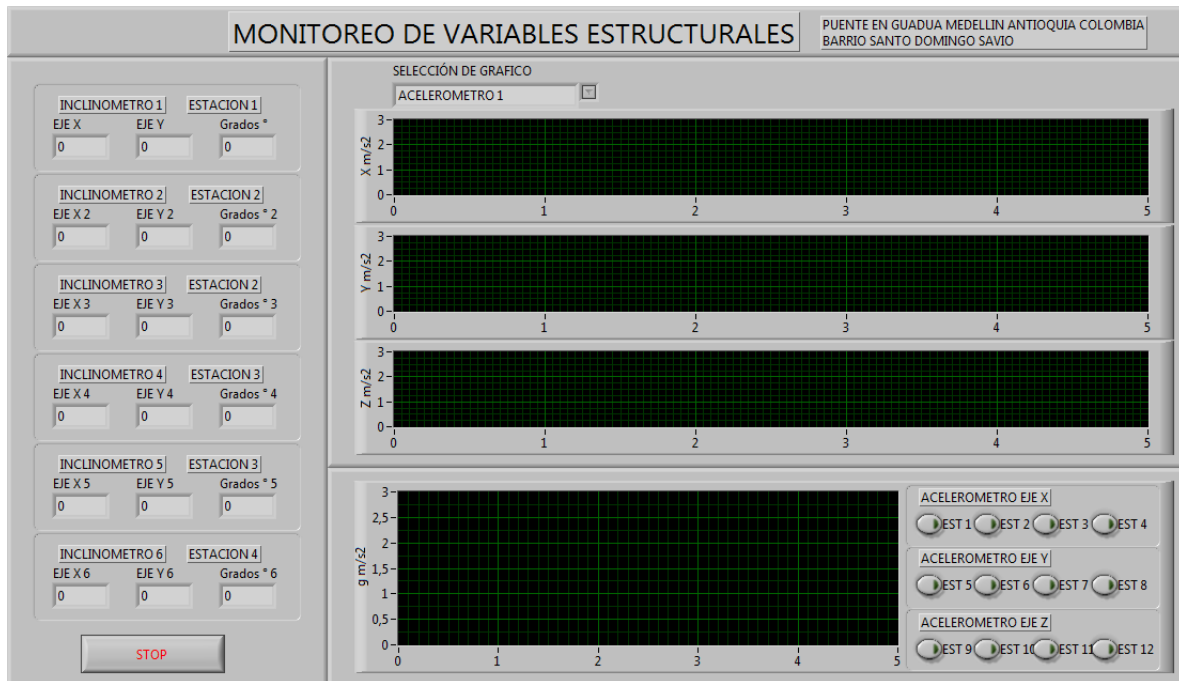


Figura 70. Interface para el monitoreo de las variables estructurales de puente en guadua

## 2.6 AMPLIFICADOR PROGRAMABLE

Un amplificador es un dispositivo con el que se puede multiplicar una señal eléctrica por un factor de ganancia, por lo cual se pueden obtener señales con características iguales a la original pero de mayor amplitud (amplificación) o de menor amplitud (atenuación). Algunos amplificadores tienen la posibilidad de tener un factor de ganancia unitario, con esto se logra que la señal original se conserve intacta y se puedan realizar acoples de impedancias entre diferentes elementos.

El factor de ganancia del amplificador INA2126 se controla comúnmente a través de dos pines determinados por el fabricante en este caso el pin 3 y 4, pines que se conectan a un elemento resistivo que según las especificaciones del amplificador este factor varía dependiendo de una expresión matemática (14).

$$G = 5 + \frac{80000}{R_g}$$

Ecuación 14. Ganancia del amplificador INA2126

Donde  $R_g$  es la resistencia encargada de proporcionar el factor de ganancia deseado en el amplificador de instrumentación.

Se debe tener en cuenta que la amplitud total de la señal de salida no debe superar los límites establecidos por el voltaje de alimentación dual del amplificador que en este caso es  $-12\text{V}/+12\text{V}$ .

Otro factor variante en los amplificadores es el ajuste de cero, que en este caso vale la pena resaltar, y lo que se hace con este voltaje es restar el nivel de la señal proveniente del sensor para conseguir una entrada en el amplificador de  $0\text{V}$  en modo diferencial. Esta acción se aplica en caso de que el alcance elegido por el usuario sea menor al voltaje mínimo del rango establecido, ya que entre más pequeño es el alcance más grande es el factor de ganancia. Por ejemplo, si se tiene una señal entre  $70\text{mV}$  y  $90\text{mV}$ , el alcance es igual a  $20\text{mV}$ . Si el mínimo voltaje de salida del amplificador es  $0\text{V}$  para  $70\text{mV}$  y el máximo voltaje de salida es de  $5\text{V}$  para  $90\text{mV}$ , el factor de ganancia está determinado por dicho voltaje máximo de salida sobre el alcance. Este caso en particular, el factor de ganancia da como resultado  $250$ , de tal forma que si en la entrada se obtiene  $70\text{mV}$  a la salida se obtiene  $17.5\text{V}$  y si la entrada esta en  $90\text{mV}$ , a la salida se obtiene un voltaje de  $22.5\text{V}$ .

Como se puede ver, la diferencia entre los dos resultados de salida es de 5v, pero dicha señal se está generando sobre un nivel de DC igual a 17.5v. Comúnmente este voltaje se controla mediante un divisor de voltaje conectado a la entrada negativa del amplificador, quedando configurado el amplificador de instrumentación como restador como se muestra en la figura 30.

El amplificador INA2126 cuenta con unos pin REFA o REFB, el cual actúa como voltaje de referencia, solo que en este caso actúa sobre la señal de salida más no sobre la señal de entrada.

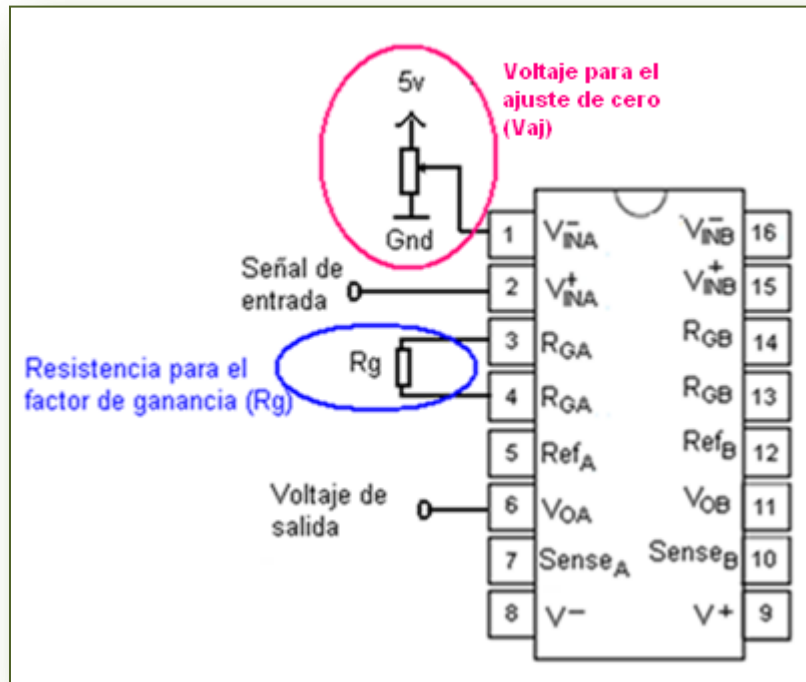


Figura 71. Esquema eléctrico del amplificador configurado como restador para el ajuste de cero y el factor de ganancia

Aunque en el mercado se encuentra una gran variedad de amplificadores de uso común, al momento de elegir el apropiado para el módulo, se encontró que gran parte de estos, no son funcionales cuando se desea controlar el factor de ganancia por medio de los potenciómetros digitales ya elegidos para el proyecto implementando el circuito de la figura 44. El inconveniente que se observó durante las pruebas realizadas era que dichos amplificadores presentaban a la salida un voltaje igual al de la alimentación de dichos integrados (-12V/12V), por lo cual se sacó como conclusión que dicho amplificador no presentaba variación alguna en este voltaje de salida a pesar de que se variara la resistencia que determinaba el factor de ganancia. Por este inconveniente después de probar distintos amplificadores, se encontró que el amplificador de instrumentación INA2126 no presentaba dicho inconveniente y mostraba un funcionamiento normal, por lo que

se decidió que éste sería el dispositivo a utilizar en el diseño e implementación del módulo.

A continuación, se realiza una descripción de la metodología empleada para lograr controlar las dos características fundamentales de un amplificador y las que mas influyen dentro de una etapa de acondicionamiento de señal, ya que dependen de las señales de entradas para las cuales puede trabajar el módulo: FACTOR DE GANANCIA, VOLTAJE DE REFERENCIA y NIVEL DE AJUSTE A CERO.

### 2.6.1 Factor de Ganancia

Teniendo en cuenta el resultado de la caracterización realizada a los potenciómetros digitales, se obtuvo que el valor de resistencia mínima y máxima obtenida fue aproximadamente de 65.7  $\Omega$  y 9000  $\Omega$  para un potenciómetro de 10K $\Omega$  y 150  $\Omega$  y 92800  $\Omega$  para un potenciómetro de 100 K $\Omega$ , respectivamente, con los cuales se lograban obtener factores de ganancia como se puede ver en la tabla 14.

|  | Resistencia Rg( $\Omega$ ) |       | Factor de ganancia |
|--|----------------------------|-------|--------------------|
| Potenciómetro digital de 10K $\Omega$  | Mínima                     | 65.7  | 1222.66            |
|  | Máxima                     | 9000  | 13.88              |
| Potenciómetro digital de 100K $\Omega$ | Mínima                     | 150   | 538.33             |
|  | Máxima                     | 92800 | 5.86               |

Tabla 14. Factor de ganancia mínimo y máximo de acuerdo el valor resistivo máximo y mínimo de los potenciómetros digitales.

Los valores anteriores son obtenidos utilizando únicamente un amplificador de instrumentación de acuerdo al circuito planteado en la figura 30. La ventaja que tiene esta configuración es que al utilizar el potenciómetro de 10K $\Omega$  como resistencia Rg, el valor máximo del factor de ganancia es grande comparado con el obtenido con el potenciómetro de 100K $\Omega$ . Pero a su vez, existe una desventaja de utilizar el potenciómetro de 10K $\Omega$  porque el mínimo factor de ganancia que se consigue es grande comparado con el de 100K $\Omega$ .

Existe otra configuración que puede ser implementada para manejar el factor de ganancia en el módulo, como lo es la configuración de los amplificadores en cascada (Ver figura 72), en el cual el factor de ganancia total viene dado por la multiplicación de los factores de ganancia de cada amplificador.

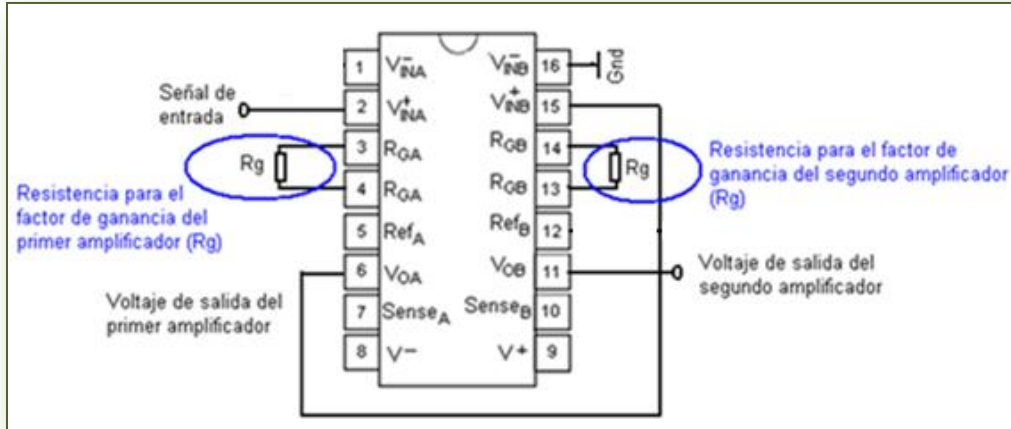


Figura 72. Esquema eléctrico del amplificador con el factor de ganancia configurando los amplificadores en cascada.

En la tabla 15, se puede visualizar el factor de ganancia para cada amplificador y el factor de ganancia total, teniendo en cuenta el rango de ganancia, es decir el valor mínimo y máximo de acuerdo a los valores obtenidos en la tabla 14 para cada amplificador, implementando el circuito de la figura 72.

|                                | Factor de ganancia del amplificador 1 | Factor de ganancia del amplificador 2 | Factor de ganancia total del amplificador en cascada |            |
|--------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|--|------------|
| Potenciómetro digital de 100KΩ | 1222.66                               | 1222.66                               | Máximo   | 1494897.48 |
|                                | 13.88                                 | 13.88                                 | Mínimo   | 192.65     |
| Potenciómetro digital de 10KΩ  | 538.33                                | 538.33                                | Máximo   | 289799.19  |
|                                | 5.86                                  | 5.86                                  | Mínimo   | 34.34      |

Tabla 15. Factor de ganancia mínimo y máximo de acuerdo utilizando la configuración de los amplificadores en cascada.

Con esta configuración, se puede decir que el factor de ganancia mínimo total obtenido con el potenciómetro de 100KΩ es 5 veces menor al obtenido con el potenciómetro de 10KΩ. De igual manera sucede con el factor de ganancia máximo.

Comparando los resultados de las tablas 12 y 13, los factores de ganancia mayores fueron obtenidos con los amplificadores configurados en cascada. Por lo tanto, es mas conveniente para el módulo implementar el amplificador programable como se plantea en el circuito de la figura 31, ya que de de esta manera pueden ser amplificadas señales del orden  $10^{-5}$  voltios, siendo mas comunes las variaciones de los sensores del orden de los milivoltios ( $10^{-3}$ ).

### 2.6.2 Nivel de Ajuste Cero y Voltaje de Referencia

El nivel de ajuste a cero juega un papel importante en la implementación del módulo, ya que permite ajustar el valor mínimo de entrada a cero y evitar inconvenientes de saturación que se pueden presentar cuando la diferencia entre los voltajes que se han establecido como límite de trabajo es menor que el menor de estos límites.

Para el control de este voltaje se realizaron pruebas con 2 configuraciones diferentes de los potenciómetros digitales.

En la figura 73, se puede ver el diagrama con la primera configuración planteada por el fabricante. En este tipo de configuración, el voltaje  $V_{DD}$  con el que se polariza el potenciómetro digital, hace que la resolución del voltaje dependa directamente de este y no del valor de resistencia total del potenciómetro digital.

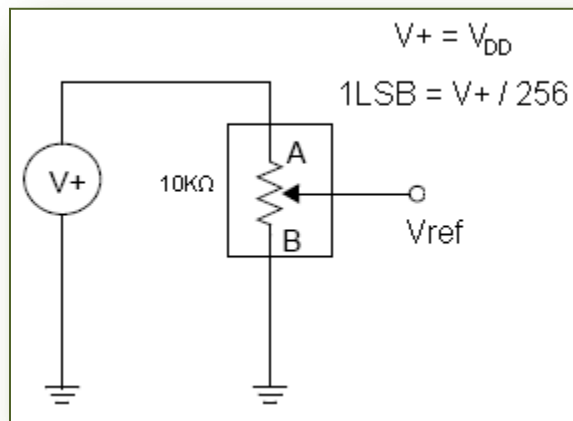


Figura 73. Variación del nivel de ajuste a cero utilizando un potenciómetro digital como divisor de voltaje

Para este caso, el voltaje  $V_{DD}$  con el cual fue polarizado el potenciómetro digital de  $10k\Omega$  fue de  $5V$ , obteniendo como resultado una resolución de  $20\text{ mV}$ . En cuanto al valor mínimo y máximo de voltaje se obtuvo un valor de  $0.198\text{ V}$  y  $4.97\text{ V}$ , respectivamente.

En la figura 46, se puede ver la segunda configuración utilizada conectando dos potenciómetros en serie de  $100k\Omega$  y  $10k\Omega$ .

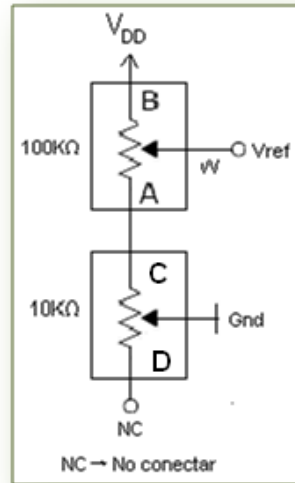


Figura 74. Variación del nivel de ajuste a cero utilizando dos potenciómetros digitales (10 KΩ y de 100 KΩ) conectados en serie.

En esta configuración se debe tener en cuenta que entre los terminales B y W existe un valor resistivo diferente o igual (según la posición del desplazador (w)) a la resistencia entre W y A. De forma similar, este circuito se puede plantear como tres resistencias conectadas en serie, polarizadas entre sus extremos con 0 V y 5 V.

Para calcular el valor de la resistencia entre los terminales A y W y B y W se puede utilizar las siguientes ecuaciones (15,16) planteadas por el fabricante.

$$R_{AW} = \frac{R_{AB}(256 - D_n)}{256} + R_W$$

Ecuación 15. Resistencia en el terminal AW

$$R_{BW} = \frac{R_{AB}(D_n)}{256} + R_W$$

Ecuación 16. Resistencia en el terminal BW

Donde,

$R_{AW}$  es la resistencia entre el terminal A y el desplazador (w).

$R_{BW}$  es la resistencia entre el terminal B y el desplazador (w).

$R_{AB}$  es la resistencia total del potenciómetro digital medida entre los terminales A y B.



$R_W$  es el mínimo valor de resistencia obtenido en la posición 0 del potenciómetro digital. Este valor es diferente de acuerdo al potenciómetro digital (10 K $\Omega$ , 50 K $\Omega$  y 100 K $\Omega$ ).

$D_n$  es la posición en la que se encuentra el desplazador ( $w$ ).

Al realizar las variaciones de la posición tanto para el potenciómetro digital de 10 K $\Omega$  como para el de 100 K $\Omega$ , se encontró que:

Cuando la posición del desplazador ( $w$ ) del potenciómetro digital de 100 K $\Omega$  y de 10 K $\Omega$  era 255, el voltaje medido en  $V_{ref}$  fue igual a 0.17 V.

Cuando la posición del desplazador ( $w$ ) del potenciómetro digital de 100 K $\Omega$  y de 10 K $\Omega$  era 0, el voltaje medido en  $V_{ref}$  fue igual a 4.87 V.

Cuando se variaba la posición del potenciómetro digital de 100 K $\Omega$  sin variar la posición del potenciómetro de 10 K $\Omega$  se obtuvo una resolución de 20 mV. Pero al realizar la operación inversa, la resolución fue de 2 mV.

Debido a la limitación que poseen los potenciómetros digitales para polarizarse en los terminales PA0 y PB0 con voltajes negativos, se decidió implementar un amplificador operacional configurado como se muestra en la figura 75, con el cual se obtuvo un rango de voltaje a la salida de este amplificador de 0V a -5V con el fin de restar un nivel de DC a la señal obtenida en la salida del segundo amplificador mediante el pin de referencia REFB. El circuito de prueba implementado teniendo en cuenta el factor de ganancia, el voltaje de referencia y el ajuste a cero, se puede visualizar en la figura 47.

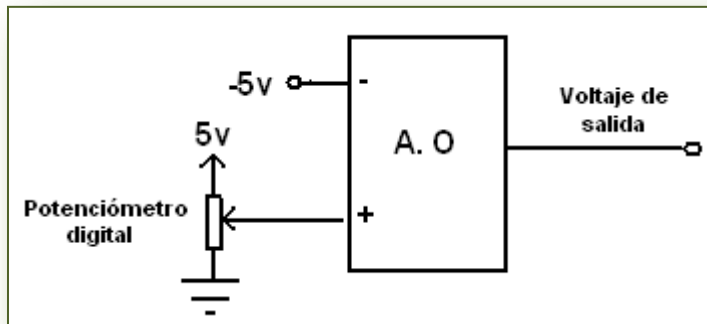


Figura 75. Configuración del circuito implementado para controlar el voltaje de referencia en los pines REFA y REFB.

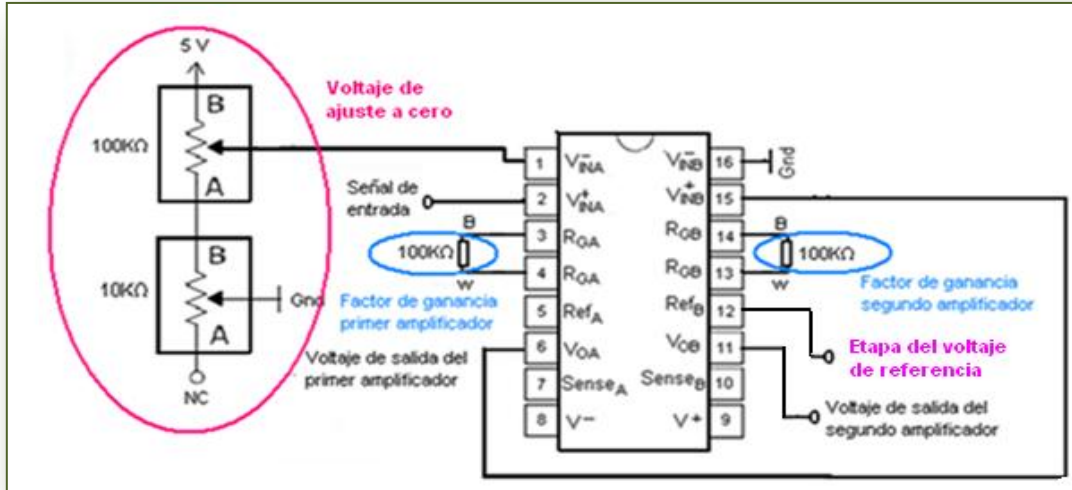


Figura 76. Circuito de prueba implementado para el factor de ganancia, el voltaje de ajuste a cero y el voltaje de referencia.

### 2.6.3 Comunicación Serial RS-422

En la figura 77, se plantea el modelo en diagrama de bloques del módulo de amplificación programable con potenciómetros digitales. En este modelo, el microcontrolador PIC 16F877A es el encargado de almacenar la información leída por el convertor ADC y enviarla a través del pin Tx de la comunicación RS-422 al computador, para poder visualizar la señal proveniente del sensor pero después de ser amplificada por el dispositivo INA2126. A su vez, la información proveniente del computador a través del pin Rx de la comunicación RS-422, debe ser enviada a los potenciómetros digitales a través del protocolo de comunicación SPI, ya que esta información almacena la posición en la cual se debe colocar los potenciómetros digitales, controlando así, el factor de ganancia y el voltaje de referencia.

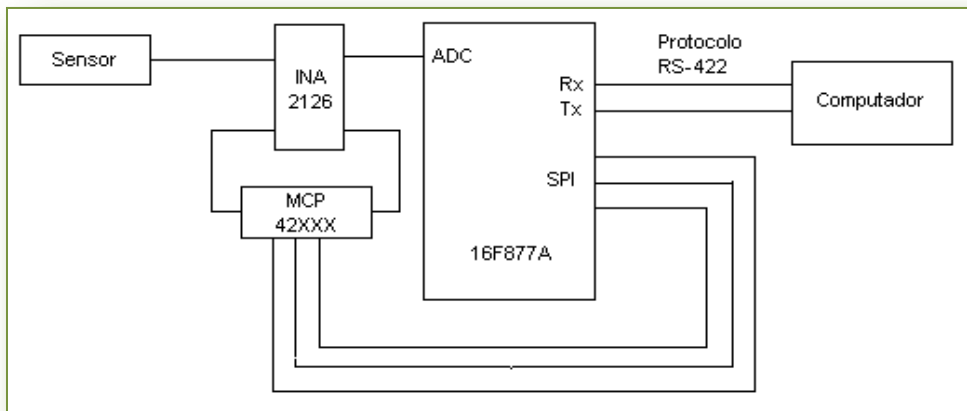


Figura 77. Diagrama de bloques del módulo de amplificación programable.

Para establecer la comunicación serial RS-422, es necesario realizar la configuración de los registros TXSTA, RCSTA, PIE1 y PIR1, como se muestra en la figura 50.

TXSTA

|       |       |
|-------|-------|
| Bit 7 | Bit 0 |
| 0     | 0     |
| 0     | 0     |
| 1     | 0     |
| 0     | 0     |
| 0     | 0     |
| 1     | 0     |
| 0     | 0     |

RCSTA

|       |       |
|-------|-------|
| Bit 7 | Bit 0 |
| 1     | 0     |
| 0     | 0     |
| 0     | 0     |
| 1     | 0     |
| 0     | 0     |
| 0     | 0     |
| 0     | 0     |

Figura 78. Configuración de los registros TXSTA y RCSTA.

La configuración de los registros PIE1 y PIR1 solo se centran en los bits RCIE y SSPIF, y RCIF y SSPIF, respectivamente. Estos registros son los encargados de las interrupciones y las banderas del módulo de comunicación SPI del microcontrolador.

En la figura 79, se puede visualizar el algoritmo expresado como diagrama de flujo del programa diseñado en la herramienta computacional sourceboost 6.40, para el funcionamiento del circuito en diagrama de bloques planteado en la figura 49.

El circuito implementado para el protocolo de comunicación serial RS-422 fue el que se planteó inicialmente en la figura 36.

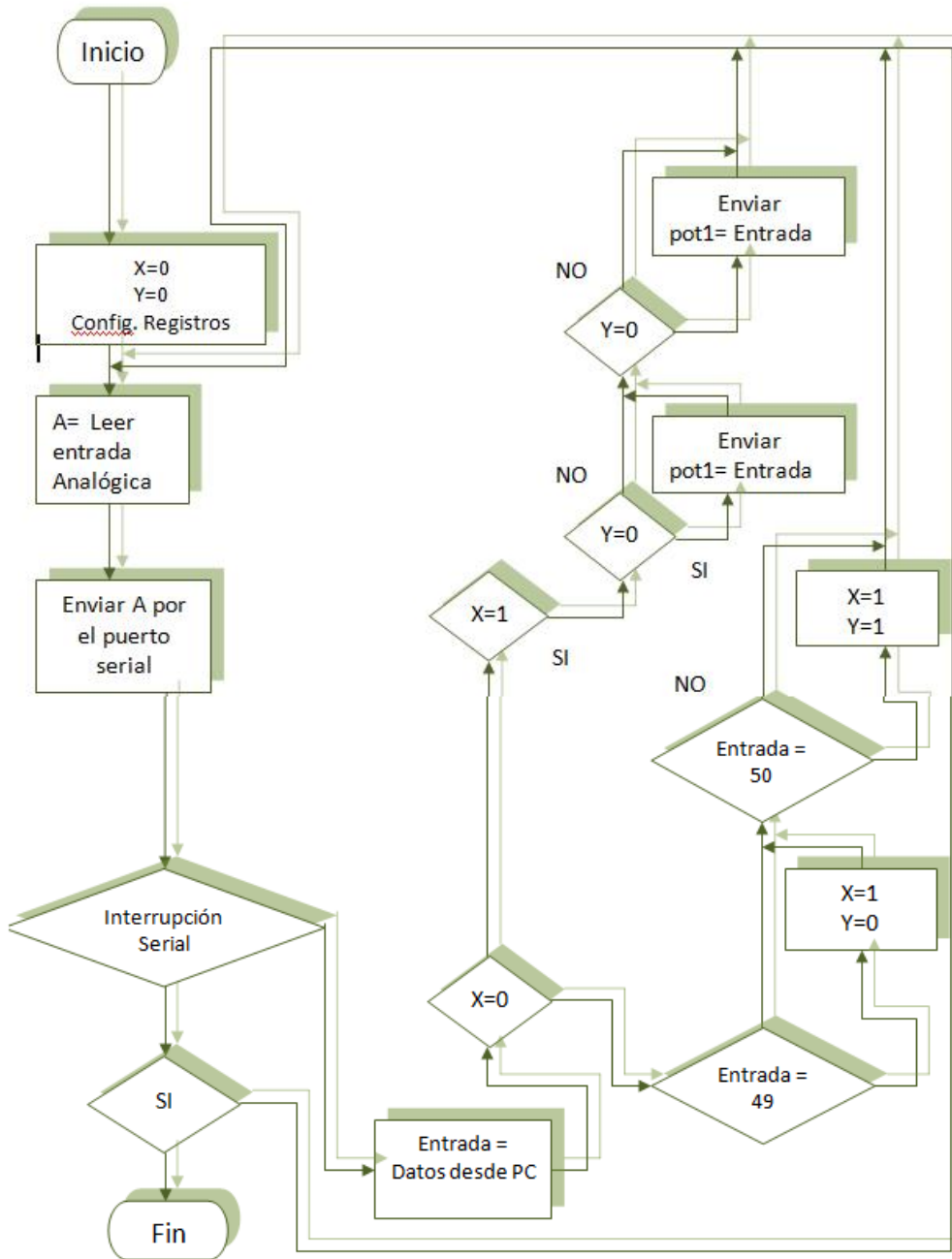


Figura 79. Diagrama de flujo del algoritmo diseñado para el funcionamiento del módulo de amplificación programable.

### 2.6.4 Interfaz Gráfica de Usuario (Amplificador Programable)

La herramienta computacional utilizada para el diseño de esta interfaz fue Labview 7.1.

El algoritmo expresado en diagrama de flujo de la figura 81, se explica la programación y la lógica diseñada para controlar las 2 variables de mayor interés, que consta de un sistema que realiza cálculos matemáticos para determinar el valor de resistencia para acondicionar el factor de ganancia y el nivel de ajuste a cero de acuerdo a la información proporcionada por el usuario.

Los valores de resistencia calculados, posteriormente son utilizados para determinar la posición en la cual se deben ubicar los potenciómetros digitales y así poder ser enviada a través de la comunicación serial RS-422.

Los modos en los cuales trabaja la interfaz dependen de la información que se le quiera suministrar al módulo. Para el caso del modo 1, la información necesaria para que realice los cálculos de resistencia en los cuales se debe posicionar el potenciómetro digital son: voltaje mínimo y máximo de entrada, voltaje máximo de salida y voltaje de entrada del amplificador el cual es leído por uno de los canales del conversor A/D.

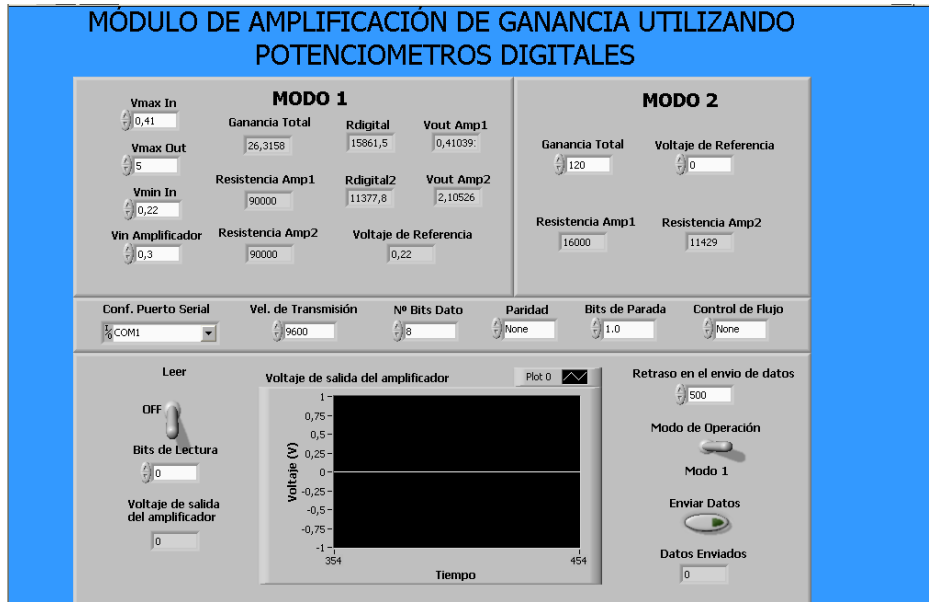


Figura 80. Panel frontal de la interfaz gráfica de usuario en Labview.

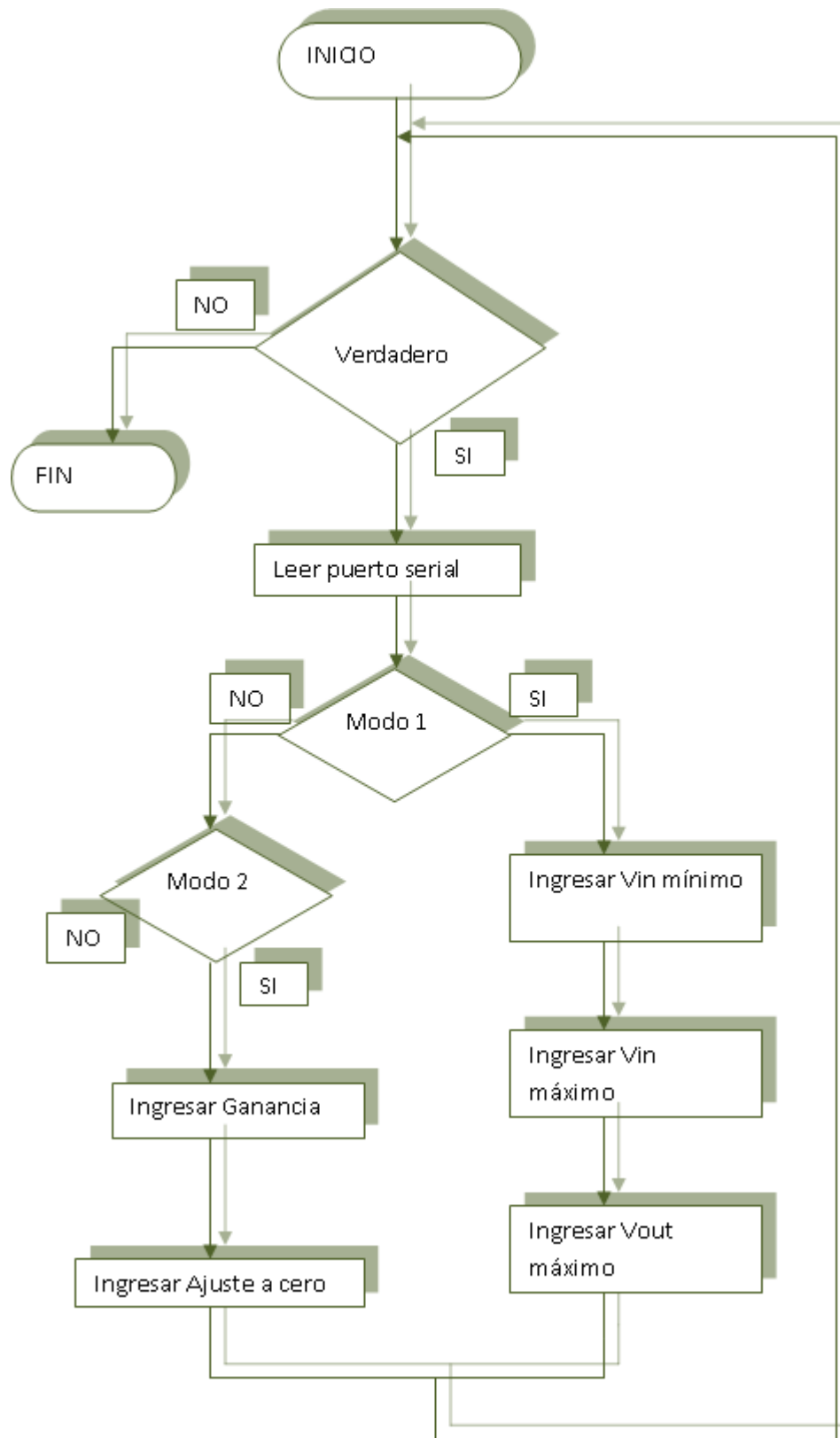


Figura 81. Diagrama de flujo de la interfaz gráfica en Labview.

## CAPITULO 3 PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se presentan las pruebas y resultados del sistema completo de instrumentación (ver figura 82). Se comienza con las pruebas estáticas y dinámicas realizadas a los sensores de inclinación y aceleración. Posteriormente se muestra las simulaciones del sistema de transmisión y el funcionamiento de la interfaz grafica utilizada en el centro de monitoreo. Por ultimo se presentan los resultados del diseño del amplificador programable.

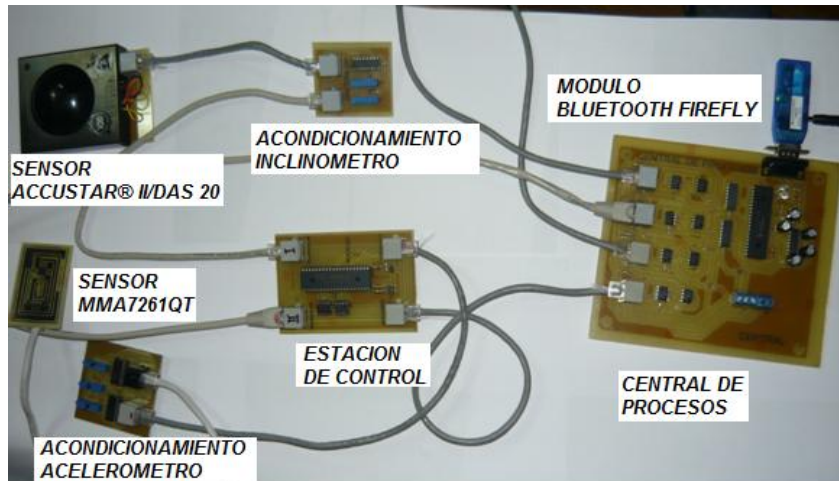


Figura 82.Sistema de instrumentación en el puente en guadua Medellín

### 3.1 SISTEMAS ESTÁTICO

#### 3.1.1 Sensor de inclinación ACCUSTAR® II/DAS 20

Para verificar el correcto funcionamiento de los sensores de inclinación, se realizó la caracterización para cada uno de ellos, para el primer sensor se tomaron muestras cada grado para dos ejes (X-Y ) hasta completar el giro completo de 360 grados, estas mediciones se realizaron tres veces. Como las variaciones fueron constantes para los otros cinco sensores las muestras se tomaron cada 5 grados.

Los datos obtenidos de la caracterización de los sensores están registrados en las tablas del capítulo de anexos.

Al tener los datos del muestreo se realiza los promedios con las expresiones matemáticas (6)(7) ,posteriormente se calcula la desviación estándar y la histéresis.

$$X(V) = \frac{X1 + X2 + X3}{3}$$

$$Y(V) = \frac{Y1 + Y2 + Y3}{3}$$

Los datos obtenidos de los promedios, desviación estándar y histéresis están registrados en las tablas del capítulo de anexos.

A continuación se encuentra el alcance, este indica cual es el valor de salida máximo y mínimo que se puede obtener, en tabla 17 esta relacionado para cada sensor. El error relativo nos indica que tan acertada fue la medición, en la tabla 18 se relacionan los datos de cada uno de los sensores.

| AICANCE DE LOS INCLINOMETROS |        |                |        |                |        |
|------------------------------|--------|----------------|--------|----------------|--------|
| INCLINOMETRO 1               |        | INCLINOMETRO 2 |        | INCLINOMETRO 3 |        |
| Alcance X                    |        | Alcance X      |        | Alcance X      |        |
| Máximo                       | Mínimo | Máximo         | Mínimo | Máximo         | Mínimo |
| 7,27                         | 2.0    | 7,24           | 1.98   | 7.26           | 2.01   |
| 5,27                         |        | 5,26           |        | 5.25           |        |
| Alcance Y                    |        | Alcance Y      |        | Alcance Y      |        |
| Máximo                       | Mínimo | Máximo         | Mínimo | Máximo         | Mínimo |
| 7,29                         | 2.01   | 7,25           | 1,99   | 7.25           | 1.99   |
| 5,28                         |        | 5,26           |        | 5,26           |        |
| INCLINOMETRO 4               |        | INCLINOMETRO 5 |        | INCLINOMETRO 6 |        |
| Alcance X                    |        | Alcance X      |        | Alcance X      |        |
| Máximo                       | Mínimo | Máximo         | Mínimo | Máximo         | Mínimo |
| 7,23                         | 1,98   | 7,26           | 2      | 7.26           | 2.01   |
| 5,25                         |        | 5,26           |        | 5.25           |        |
| Alcance Y                    |        | Alcance Y      |        | Alcance Y      |        |
| Máximo                       | Mínimo | Máximo         | Mínimo | Máximo         | Mínimo |
| 7,21                         | 1,98   | 7,28           | 2,01   | 7,25           | 1,99   |
| 5,23                         |        | 5,27           |        | 5,26           |        |

Tabla 16. Alcance de los inclinómetros



| INCLINOMETROS   |      |                 |      |                 |      |
|-----------------|------|-----------------|------|-----------------|------|
| INCLINOMETRO 1  |      | INCLINOMETRO 2  |      | INCLINOMETRO 3  |      |
| Error Máximo    |      | Error Máximo    |      | Error Máximo    |      |
| X               | Y    | X               | Y    | X               | Y    |
| 0,9             | 1.22 | 0,61            | 0,58 | 0,72            | 0,61 |
| Máximo Promedio |      | Máximo Promedio |      | Máximo Promedio |      |
| X               | Y    | X               | Y    | X               | Y    |
| 7,26            | 2.29 | 7,24            | 7,25 | 7,26            | 7,25 |
| INCLINOMETRO 4  |      | INCLINOMETRO 5  |      | INCLINOMETRO 6  |      |
| Error Máximo    |      | Error Máximo    |      | Error Máximo    |      |
| X               | Y    | X               | Y    | X               | Y    |
| 0,66            | 0,58 | 0,11            | 0,33 | 0,61            | 0,58 |
| Máximo Promedio |      | Máximo Promedio |      | Máximo Promedio |      |
| X               | Y    | X               | Y    | X               | Y    |
| 7,23            | 7,21 | 7,26            | 7,28 | 7,26            | 7,25 |

Tabla 17. Error Máximo - Máximo Promedio

Analizando los datos anteriores se puede concluir que los sensores con respecto a su funcionamiento presentan inconsistencias mínimas de acuerdo a los valores planteados por el fabricante de tal forma que no se presentan inconvenientes en el diseño del sistema de instrumentación. Además los valores se encuentran dentro del rango establecido por el fabricante.

Sin embargo, los datos teóricos son simplemente una base para conocer un poco el funcionamiento de estos dispositivos, pero no son un parámetro a seguir para todos sistemas implementados. Por esta razón, siempre se recomienda realizar una caracterización del dispositivo para poder establecer una relación entre el comportamiento práctico y teórico.

Por último se obtiene la respuesta de los sensores graficando como variable independiente el muestreo en grados (eje X) y como variable dependiente la salida del sensor (eje Y).

- **Inclinometro 1**

En la figura 83 se muestra el comportamiento del sensor en el eje X.

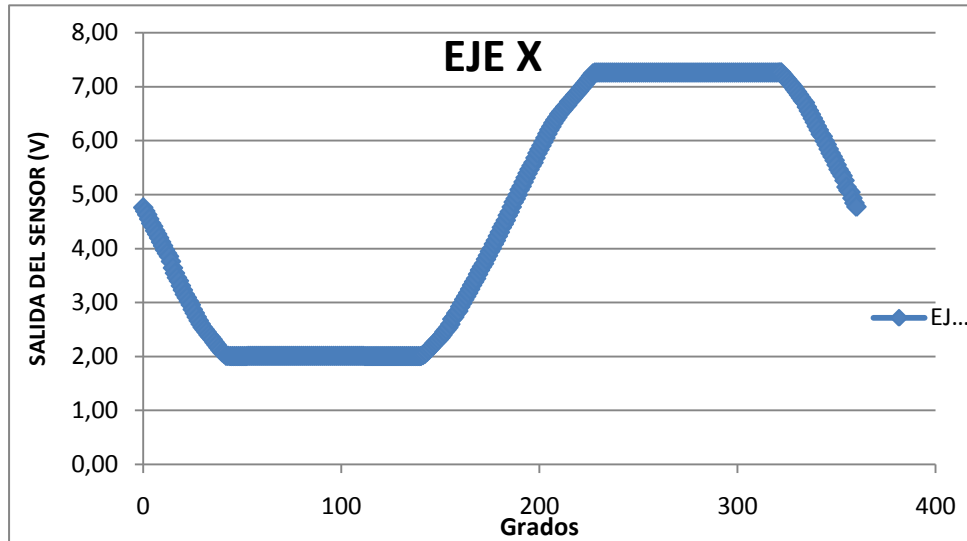


Figura 83. Comportamiento del inclinometro 1 en el eje X

En la figura 84 se muestra el comportamiento del sensor en el eje Y.

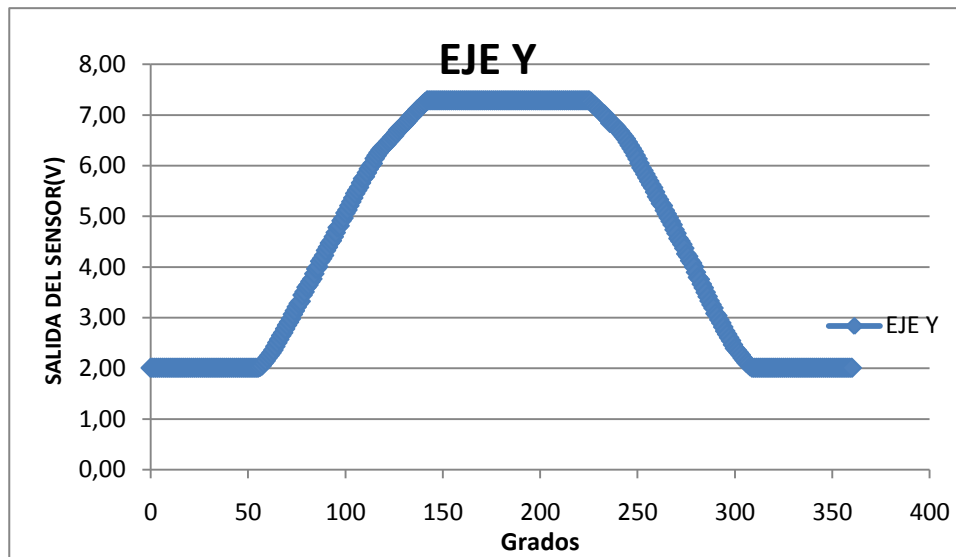


Figura 84. Comportamiento del inclinometro 1 en el eje Y

- **Inclinometro 2**

En la figura 85 se muestra el comportamiento del sensor en el eje X.

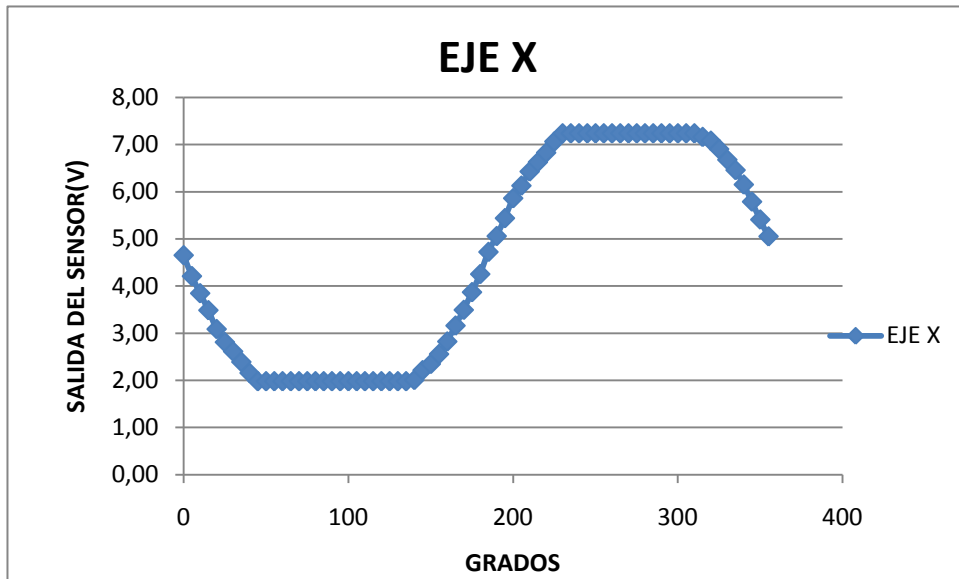


Figura 85. Comportamiento del inclinometro 2 en el eje X

En la figura 86 se muestra el comportamiento del sensor en el eje Y.

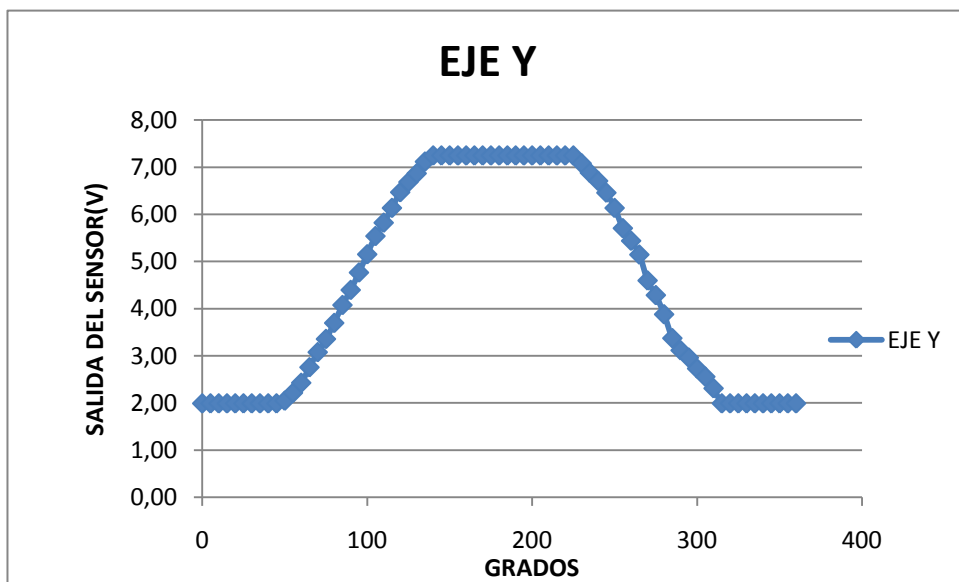


Figura 86. Comportamiento del inclinometro 2 en el eje Y

- **Inclinometro 3**

En la figura 87 se muestra el comportamiento del sensor en el eje X.

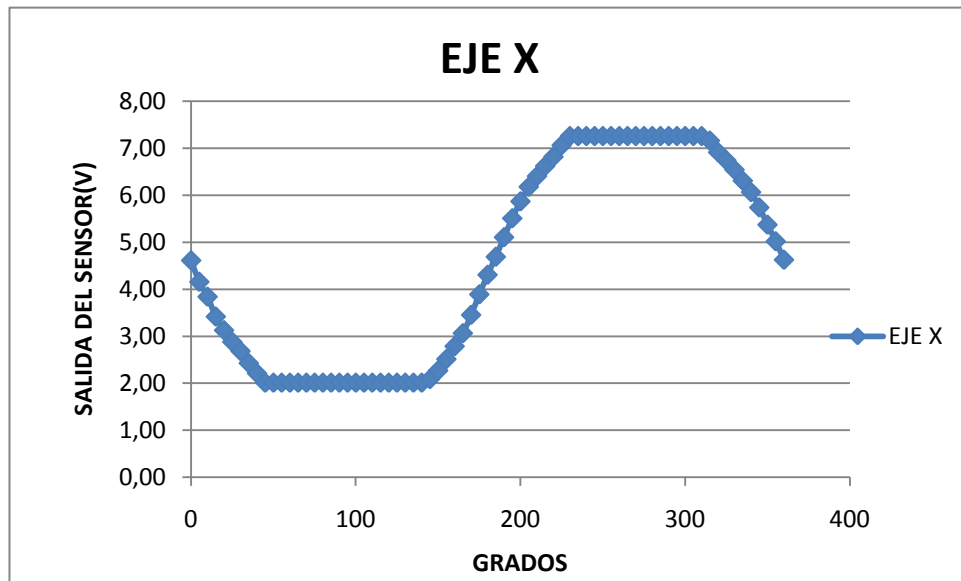


Figura 87. Comportamiento del inclinometro 3 en el eje X

En la figura 88 se muestra el comportamiento del sensor en el eje Y.

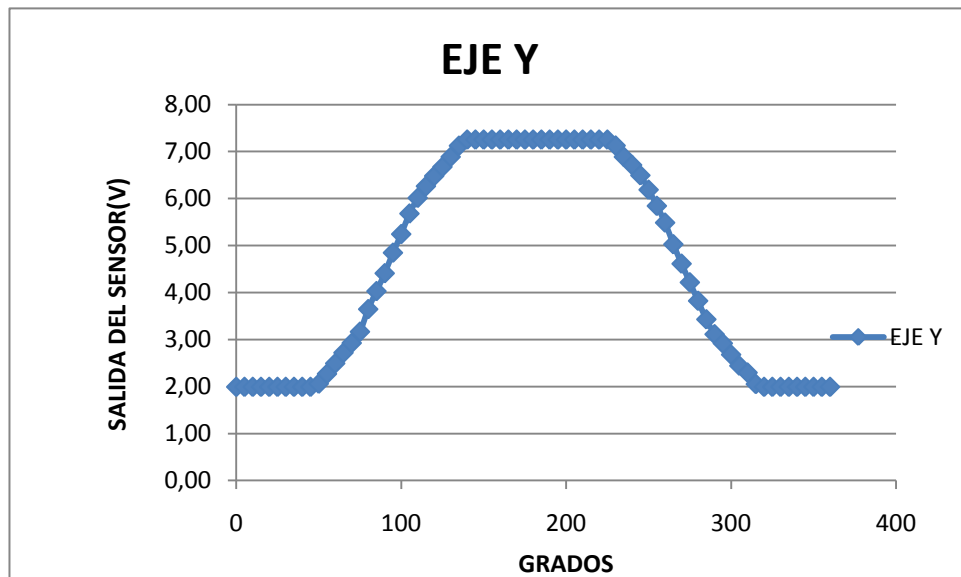


Figura 88. Comportamiento del inclinometro 3 en el eje Y

- **Inclinometro 4**

En la figura 89 se muestra el comportamiento del sensor en el eje X.

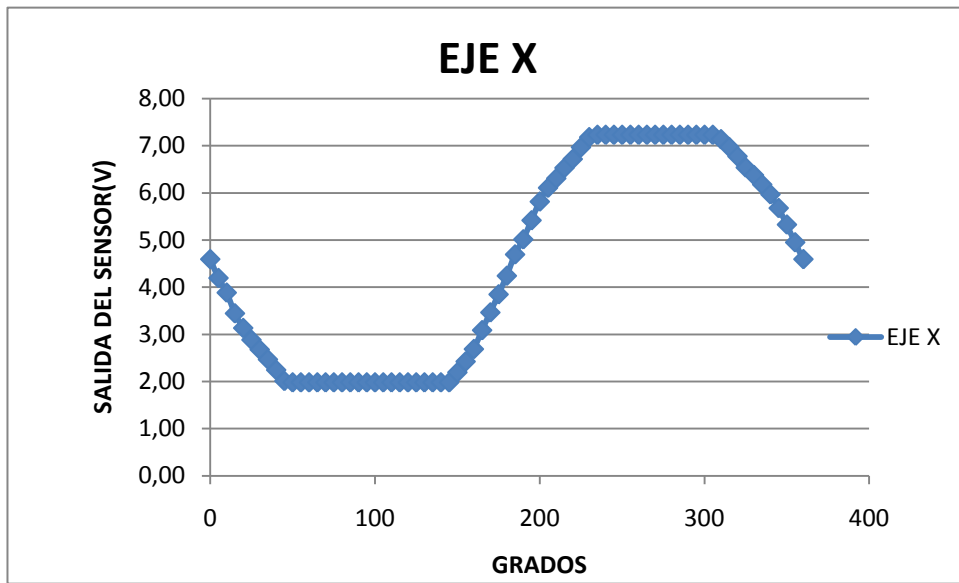


Figura 89. Comportamiento del inclinometro 4 en el eje X

En la figura 90 se muestra el comportamiento del sensor en el eje Y.

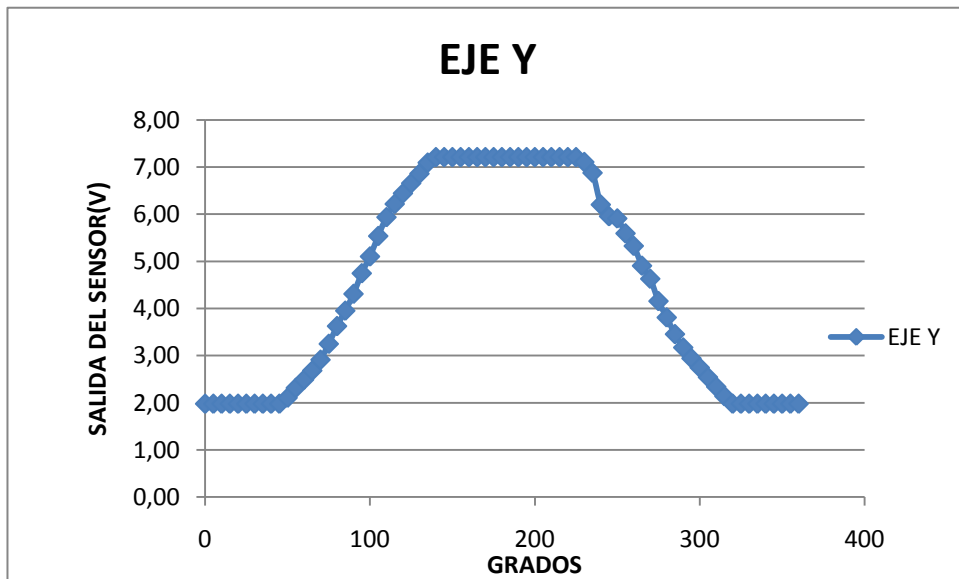


Figura 90. Comportamiento del inclinometro 4 en el eje Y

- **Inclinometro 5**

En la figura 91 se muestra el comportamiento del sensor en el eje X.

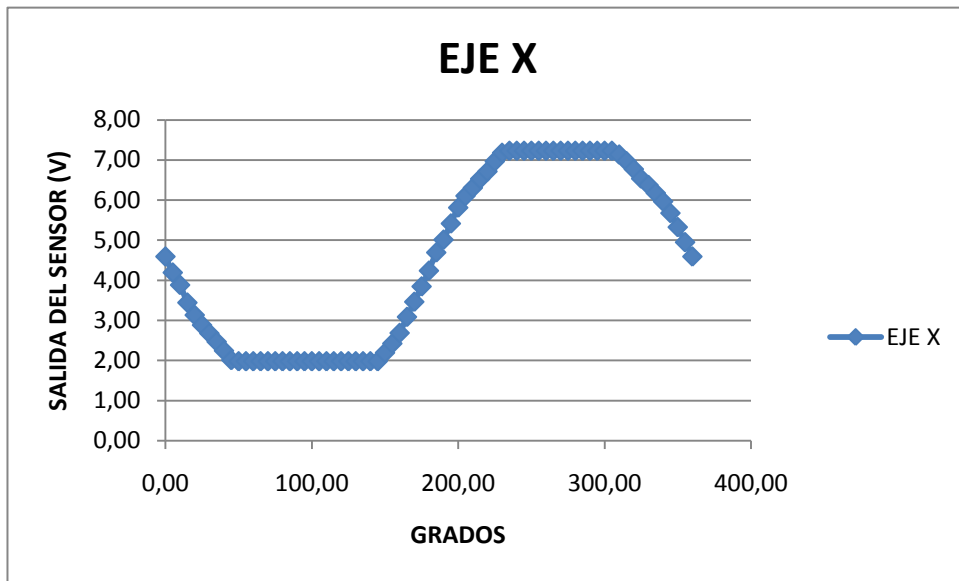


Figura 91. Comportamiento del inclinometro 5 en el eje X

En la figura 92 se muestra el comportamiento del sensor en el eje Y.

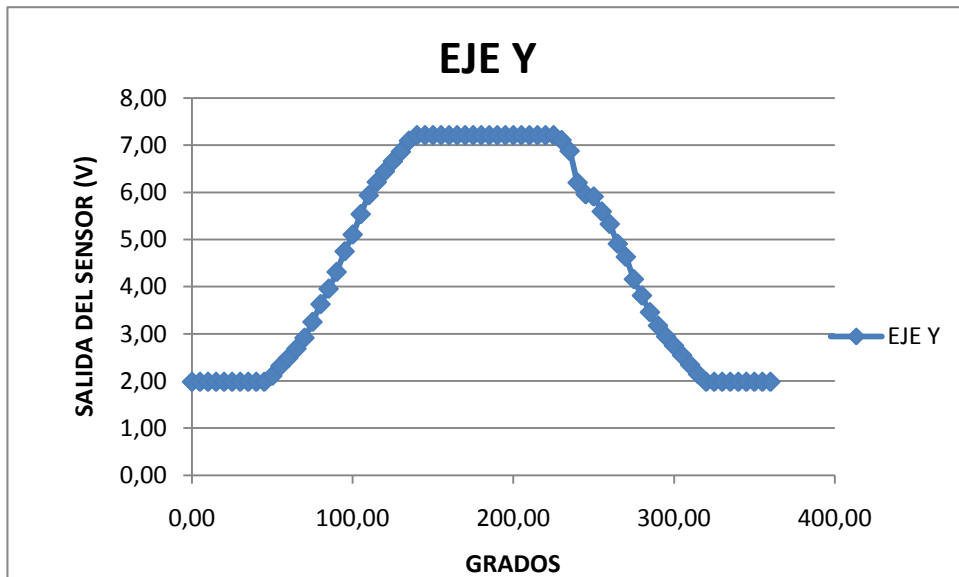


Figura 92. Comportamiento del inclinometro 5 en el eje Y

- **Inclinometro 6**

En la figura 93 se muestra el comportamiento del sensor en el eje X.

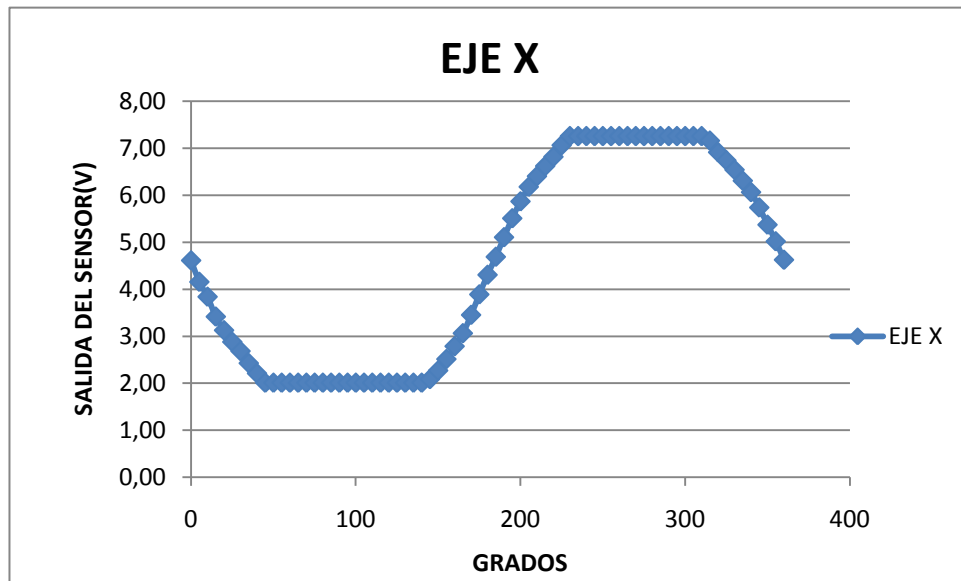


Figura 93. Comportamiento del inclinometro 6 en el eje X

En la figura 95 se muestra el comportamiento del sensor en el eje Y.

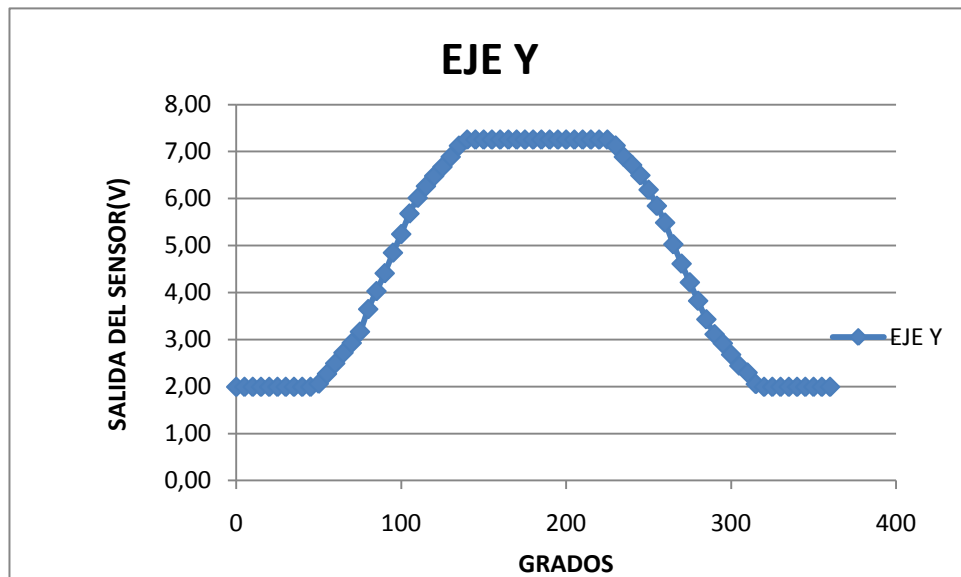


Figura 94. Comportamiento del inclinometro 6 en el eje Y

## 3.2 SISTEMA DINAMICO

### 3.2.1 Sensor de aceleración MMA 7261QT

Para verificar el funcionamiento del sistema de instrumentación dinámica se realizaron estimulaciones en diferentes zonas del puente. A continuación se muestran las diferentes graficas obtenidas en las pruebas por medio de un software implementado en LabView 7.1.

#### 3.2.1.1 Pruebas en el eje Z

En las figuras 95,96,97 se muestran las señales de salida acondicionadas del eje Z de los sensores de aceleración ubicados en las diferentes estaciones. Además se puede ver en la grafica inferior el comportamiento de todo el sistema.

- Prueba 1. Estimulación de la estructura en el sector norte (Estación 4).

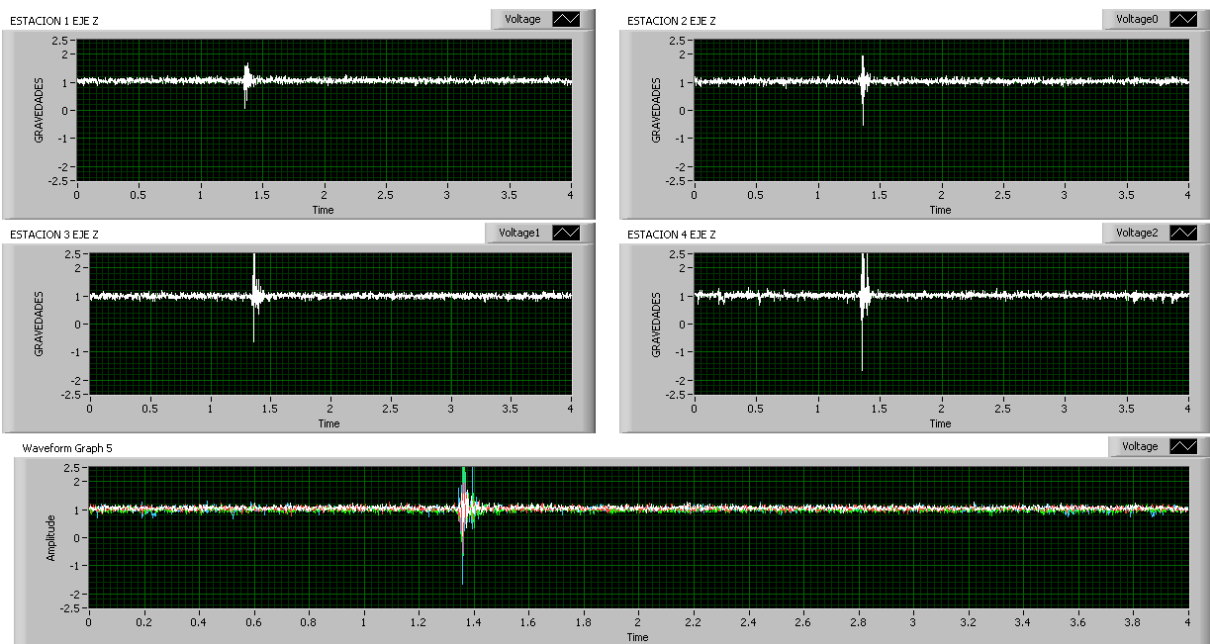


Figura 95. Señales de salida estimulación estación 4



- Prueba 2. Estimulación de la estructura en el sector central (Estación 2 y 3).

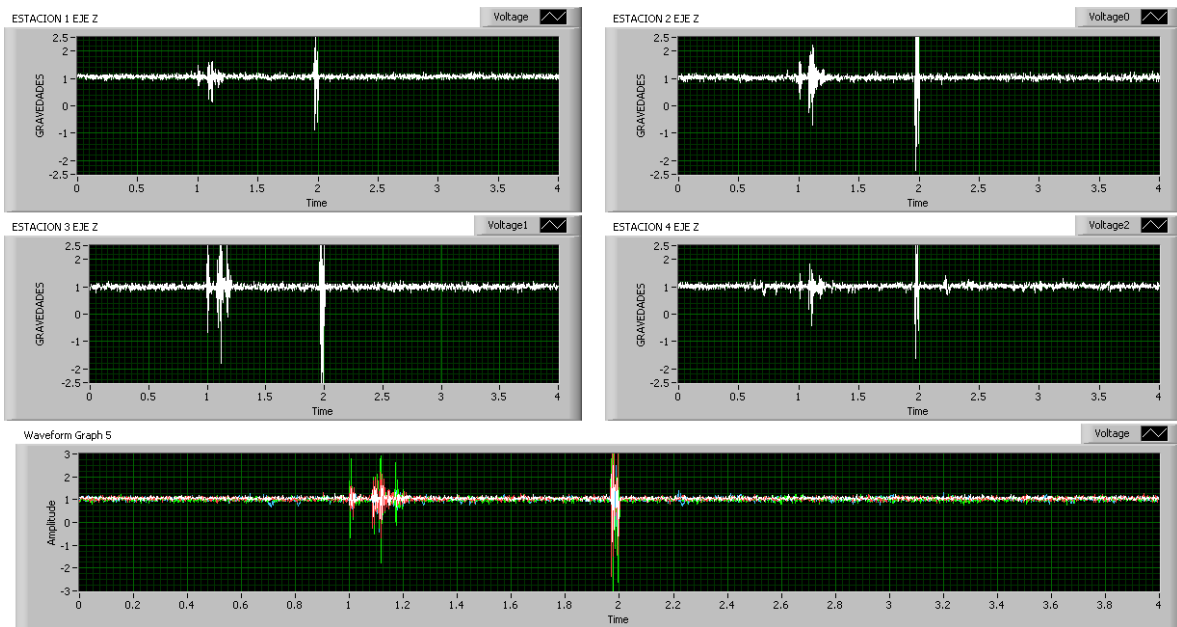


Figura 96.Seales de salida estimulación estación 2 y 3

Prueba 3. Estimulación de la estructura en el sector sur (Estación 1).

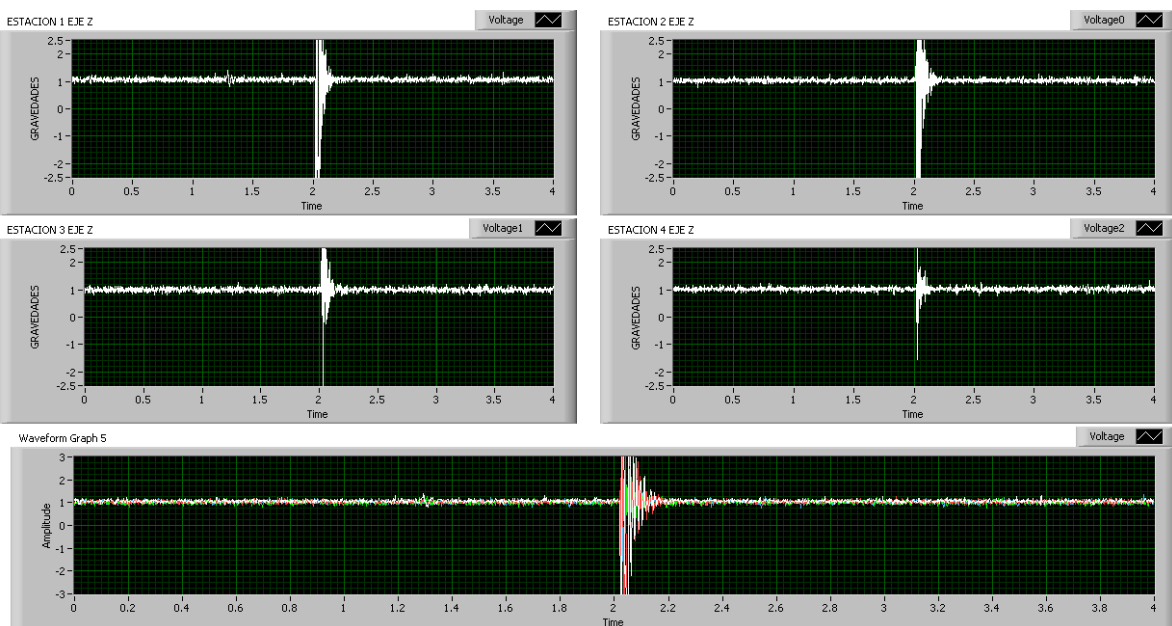


Figura 97.Seales de salida estimulación estación 1

### 3.2.1.2 Pruebas en el eje Y

En la figura 98 se muestran las señales de salida acondicionadas del eje Y de los sensores de aceleración ubicados en las diferentes estaciones. Además en la grafica inferior se puede ver el comportamiento de todo el sistema.

Prueba 1. Estimulación de la estructura en el sector central (Estación 2 y 3).

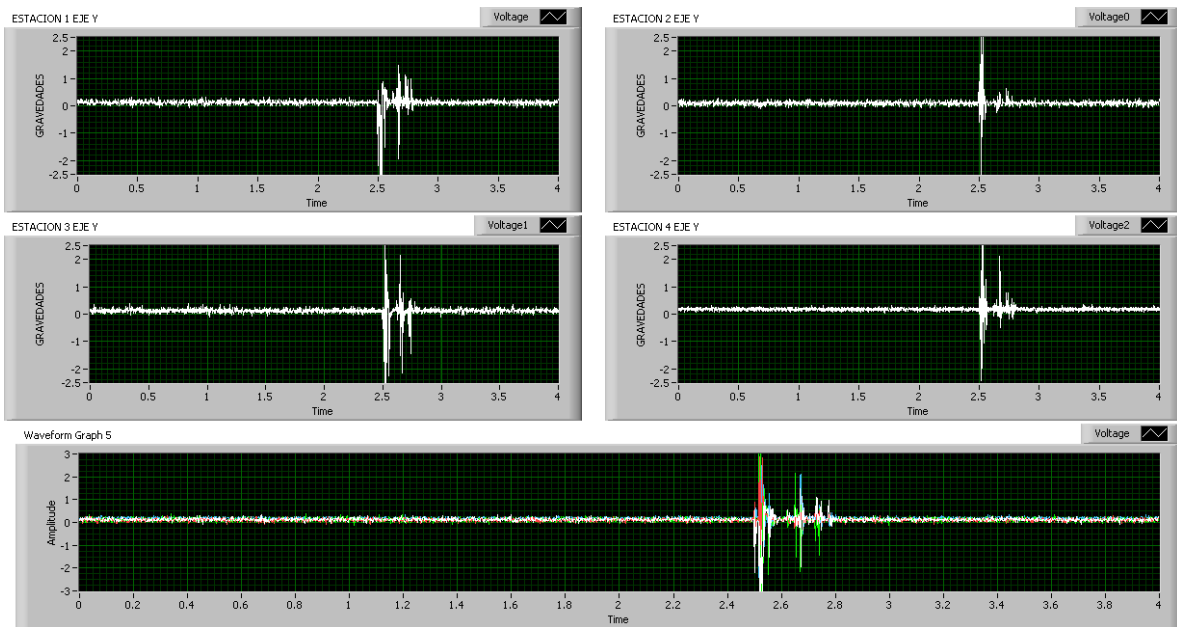


Figura 98. Señales de salida estimulación estación 2 y 3

### 3.2.1.3 Pruebas en el eje X

En la figura 99 se muestran las señales de salida acondicionadas del eje X de los sensores de aceleración ubicados en las diferentes estaciones. Además en la grafica inferior se puede ver el comportamiento de todo el sistema.

Prueba 1. Estimulación de la estructura en el sector central (Estación 2 y 3).

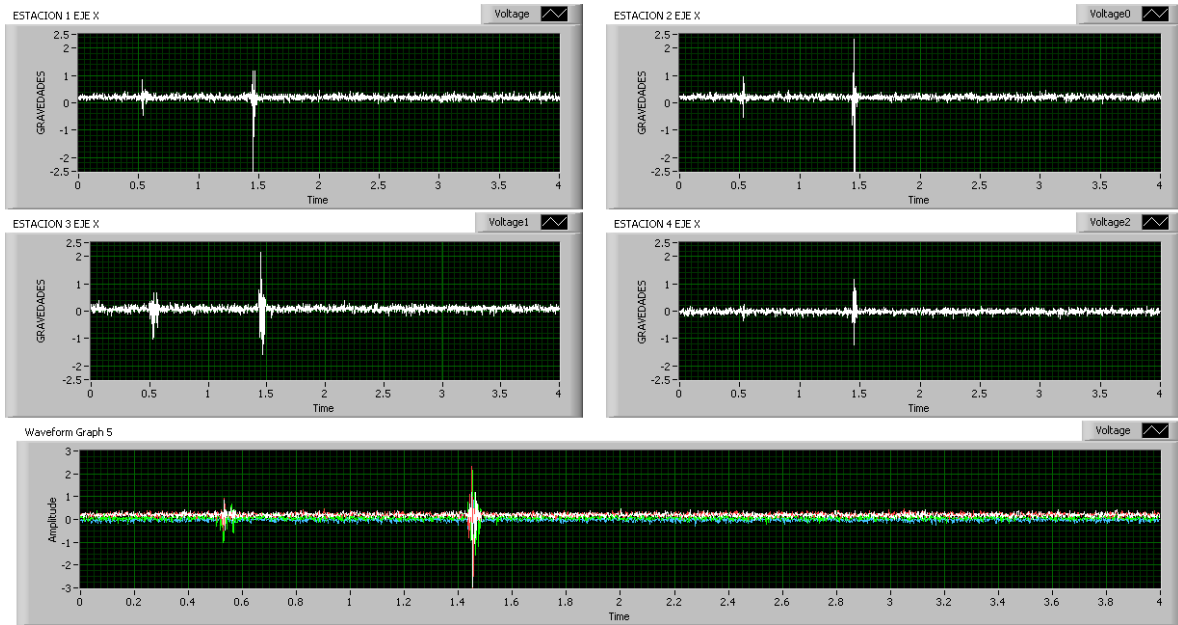


Figura 99. Señales de salida estimulación estación 2 y 3

### 3.2.1.4 Pruebas realizadas en el acelerómetro 1

En la figura 100, se muestran las señales de salida acondicionadas de los tres ejes (X,Y,Z ) del sensor de aceleración 1 ubicado en la estación 1. Además en la grafica inferior se puede ver el comportamiento de las tres señales.

- Estimulación estación 3

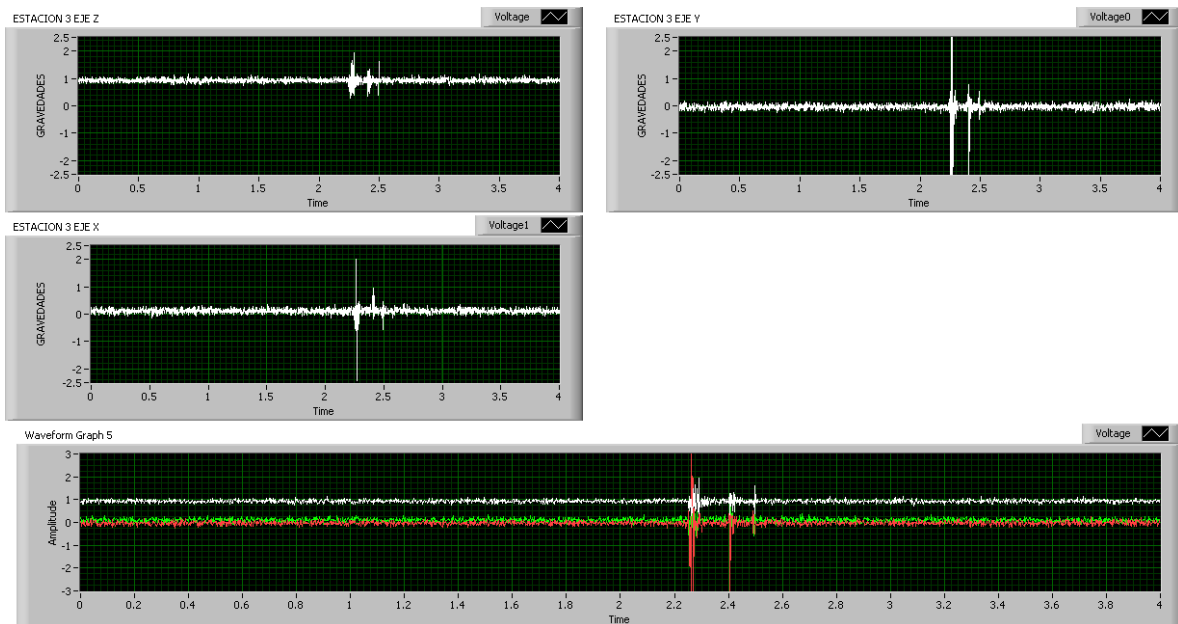


Figura 100. Señales de salida acelerómetro 1 estimulación estación 1

### 3.3 AMPLIFICADOR PROGRAMABLE

En la implementación del amplificador programable para conseguir un amplio rango de factores de ganancia y que no tuviera limitaciones en cuanto al voltaje de referencia y factor de ganancia necesitado a la hora de ser utilizado por el usuario, se encontraron dos inconvenientes que vale la pena resaltar:

El amplificador de instrumentación INA2126 no se puede configurar como seguidor de voltaje.

El amplificador de instrumentación INA2126 no puede operar con factores de ganancia menores a 5, de acuerdo a los factores de ganancia relacionados en la tabla 14.

A estos inconvenientes se puede sumar que los factores de ganancia mínimo y máximo determinados por el fabricante para dicho amplificador, no pueden ser alcanzados con los potenciómetros digitales, ya que para conseguir un factor de ganancia de 5 no se debía conectar la resistencia y para 10000 se requería que la resistencia  $R_g$  fuera de  $8\Omega$ .

En cuanto al nivel de ajuste a cero, se decidió implementar el diagrama de la configuración dos planteado en la figura 28, teniendo en cuenta que por medio de la variación resistiva de los potenciómetros digitales de  $100K\Omega$  y  $10K\Omega$  se puede ajustar este voltaje de una manera mas precisa gracias al ajuste fino que le proporciona el potenciómetro de  $10K\Omega$ .

Uno de los inconvenientes presentados en esta etapa del proyecto, fue que para voltajes de referencia negativos los potenciómetros digitales no podían estar polarizados con voltajes negativos, es decir  $V_{DD} \neq V_-$ , de lo contrario el dispositivo podría averiarse.

Por otro lado, ajustar el voltaje del nivel de ajuste a cero deseado en muchas ocasiones no es posible, debido a las pérdidas presentadas en el valor resistivo de los potenciómetros digitales, permitiendo ubicarse en un valor aproximado.

Algunas medidas realizadas variando el nivel de ajuste a cero teórico cada  $0,2 V$ , iniciando desde  $0 V$  hasta  $5 V$  que es el máximo voltaje que se puede obtener, arrojaron los datos que se muestran en la tabla 19.

| Nivel de ajuste a cero Teórico (V) | Nivel de ajuste a cero Práctico (V) | Error relativo (%) |
|------------------------------------|-------------------------------------|--------------------|
| 0                                  | 0,19                                | 95                 |
| 0,2                                | 0,37                                | 85                 |
| 0,4                                | 0,56                                | 40                 |
| 0,6                                | 0,74                                | 23,33              |
| 0,8                                | 0,93                                | 16,25              |
| 1                                  | 1,11                                | 11                 |
| 1,2                                | 1,29                                | 7,50               |
| 1,4                                | 1,47                                | 5                  |
| 1,6                                | 1,66                                | 3,75               |
| 1,8                                | 1,83                                | 1,67               |
| 2                                  | 2,02                                | 1                  |
| 2,2                                | 2,2                                 | 0                  |
| 2,4                                | 2,38                                | 0,83               |
| 2,6                                | 2,57                                | 1,15               |
| 2,8                                | 2,75                                | 1,79               |
| 3                                  | 2,94                                | 2,00               |
| 3,2                                | 3,12                                | 2,50               |
| 3,4                                | 3,31                                | 2,65               |
| 3,6                                | 3,5                                 | 2,78               |
| 3,8                                | 3,68                                | 3,16               |
| 4                                  | 3,88                                | 3                  |
| 4,2                                | 4,07                                | 3,10               |
| 4,4                                | 4,27                                | 2,95               |
| 4,6                                | 4,46                                | 3,04               |
| 4,8                                | 4,66                                | 2,92               |
| 5                                  | 4,87                                | 2,60               |

Tabla 18. Datos obtenidos para el análisis del nivel de ajuste a cero para el módulo de amplificación programa.

### 3.3.1 POTENCIOMETROS DIGITALES

En la tabla 20, se comparan los datos teóricos y prácticos obtenidos en la metodología de la caracterización, de algunas de las características más relevantes de los potenciómetros digitales: Resistencia mínima en la posición 0, resistencia total y la sensibilidad, teniendo en cuenta el porcentaje de error entre dichas medidas. La columna del error relativo se calcula comparando cada caracterización con el dato teórico.

| Características              | Potenciómetro | Caracterización 1 | Caracterización 2 | Valores teóricos (típicos) | Error Relativo (%) |        |
|------------------------------|---------------|-------------------|-------------------|----------------------------|--------------------|--------|
|                              |               |                   |                   |                            |                    |        |
| Resistencia en la posición 0 | 10 KΩ         | 59.5Ω             | 65.8Ω             | 52Ω-100 Ω                  | 14.42%             | 26.54% |
|                              | 100KΩ         | 136Ω              | 150Ω              | 125Ω-175 Ω                 | 8.8%               | 20%    |
| Resistencia total            | 10 KΩ         | 9000Ω             | 9150Ω             | 10 KΩ                      | -10%               | -8.5%  |
|                              | 100KΩ         | 92800Ω            | 96600Ω            | 100KΩ                      | -7.2%              | -3.45% |
| Sensibilidad (Ω/posición)    | 10 KΩ         | 35.0365Ω          | 35.6490Ω          | 39.0625Ω                   | -10.30%            | -8.73% |
|                              | 100KΩ         | 363.3882Ω         | 378.2352Ω         | 390.625Ω                   | -6.97%             | -3.17% |

Tabla 19. Comparación de los datos prácticos y teóricos para las características más relevantes de los potenciómetros digitales

Analizando los datos anteriores se puede concluir que tanto la resistencia total como la sensibilidad presentan pérdidas de acuerdo a los valores planteados por el fabricante de tal forma que no logran alcanzar los valores típicos para un correcto funcionamiento del potenciómetro digital. Con respecto a la resistencia en la posición 0, a pesar de presentar un error relativo con una diferencia casi del doble entre los potenciómetros digitales, los valores se encuentran dentro del rango establecido por el fabricante.

Sin embargo, los datos teóricos son simplemente una base para conocer un poco el funcionamiento de estos dispositivos, pero no son un parámetro a seguir para todos los potenciómetros que se vayan a utilizar. Por esta razón, siempre se recomienda realizar una caracterización del dispositivo para poder establecer una relación entre el comportamiento práctico y teórico.



## CONCLUSIONES

La toma de decisiones, en cuanto a estructuras donde se puedan presentar riesgos humanos debe hacerse siempre basado en un buen criterio de especialistas y, además deben ir siempre soportadas por un buen sistema de seguimiento. En la actualidad la tecnología de la instrumentación ha desarrollado sensores capaces de registrar variaciones con una precisión nunca antes lograda. También, se han desarrollado unidades de almacenamiento de datos de alto rendimiento y lo que antes dependía de una buena libreta de campo, ahora depende de un sistema de comunicación.

Para hacer el seguimiento de variables estructurales en el puente en guadua ubicado en el barrio santo domingo sabio en Medellín Colombia, El centro de construcción SENA Armenia solicitó el diseño de un sistema de monitoreo con el cual se realizó el seguimiento de las deformaciones de la estructura. Este sistema de bajo costo es un avance para el monitoreo de las construcciones del país.

El sistema desarrollado permite un monitoreo permanente de la estructura, además los datos registrados pueden indicar cuando las condiciones de la salud estructural no son óptimas y se puedan establecer planes de mantenimiento preventivo o correctivo de la estructura.

La instrumentación es fundamental en cualquier estructura y más aún en esta nueva técnica de construcción donde no se tienen registros del comportamiento de estructuras en guadua, este sistema permite establecer a futuro mediante el análisis de las bases de datos modelos para mejorar el rendimiento de la guadua y las técnicas ya establecidas de construcción.

De acuerdo a los requerimientos y necesidades del proyecto, el tipo de comunicación más eficiente y de mejor aplicación para este entorno es la comunicación RS 485, entre las estaciones de control y la central de proceso, aprovechando la versatilidad del módulo de comunicación Bluetooth firefly en la estructura del puente se obtuvo una manera confiable de transmitir los datos de las señales de los sensores a la interfaz de usuario para su respectivo almacenamiento.



De acuerdo a la bibliografía encontrada y las pruebas realizadas a otros amplificadores como el AD620 y la gama de los amplificadores LMXX el amplificador de instrumentación INA2126 presenta los mejores resultados en este tipo de implementación, siendo algo muy importante para resaltar debido al alto campo de aplicación y solución de problemas a nivel electrónico que puede representar.

Las herramientas computacionales son de gran ayuda en este tipo de proyectos, ya que permiten fortalecer y rediseñar los esquemas iniciales propuestos y satisfacer necesidades en el análisis de datos, la herramienta virtual diseñada para este trabajo permite tener un laboratorio en tiempo real sobre el comportamiento de la guadua en este tipo de estructuras, lo que será de gran ayuda en el aporte a las investigaciones relacionadas sobre las ventajas de esta materia prima que es tan abundante en nuestra región.

Se logró diseñar e implementar un módulo de amplificación programable capaz de controlar el factor de ganancia utilizando una configuración de amplificadores en cascada logrando obtener ganancias entre 34.34 y 289799.19, con una resolución del factor de ganancia entre 0,2 y 0,4. Así mismo, el rango de voltaje del nivel de ajuste a cero alcanzado con los potenciómetros digitales fue de 0.19 V hasta 4.87 V, teniendo en cuenta que la resolución de voltaje por cada posición de resistencia fue de 19mV.

De acuerdo a los resultados obtenidos durante la realización de este trabajo, se determinó que trabajar con estos potenciómetros digitales de la familia MCP42XXX no era la mejor opción para diseñar este tipo de aplicaciones donde se requieren dispositivos que proporcionen una mayor precisión y una mayor estabilidad en cuanto al valor resistivo, ya que este se ve afectador por la variación de temperatura y voltaje de alimentación.

## **BIBLIOGRAFÍA**

[1] Muñoz, E.E, Núñez F, Rodriguez W, Otalora C, Ruiz D. (2005), .Evaluación por confiabilidad estructural de puentes en acero apoyada en monitoreo e instrumentación". II Congreso Iberoamericano de Ingeniería Civil, Mérida, Venezuela.

[2] N. Galindez, J. Marulanda, P. Thomson, J.M. Caicedo, S.J. Dyke and A. Orozco "Implementation of a modal identification methodology on the Pereira -Dos quebradas cable-stayed bridge ,University of Washington,Seattle.

[3] Ang, A, H-S.(1973) "Structural Risk Analysis and Reliability-Based Design , Journal of Structural Engineering Division, ASCE, Vol 99, no. ST9.

[4] Código Colombiano de Diseño Sísmico de Puentes (1995), Ministerio de Transporte, Instituto Nacional de Vías, Asociación Colombiana de Ingeniería Sísmica.

[5] Daza, R.D., y Salazar, F., (2001), "Metodología de evaluación de puentes metálicos", Director Edgar Muñoz, Trabajo de grado para obtener título de Ingeniero Civil, Pontificia Universidad Javeriana.

[6] Muñoz, E.E, (2001) .Estudio de las causas del colapso de algunos puentes de Colombia". Ingeniería y Universidad, Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá, Colombia.

[7] Marín, E.J, García, O, y Restrepo, H, (2007), "Apliquemos Instrumentación". Colombia.

[8] Muñoz, E.E., Prieto, J.A., y Obregón, N., (2004 a), .Evaluación de puentes existentes mediante confiabilidad parcial. Aplicación para un puente en concreto preesforzado". Revista Ingeniería de Construcción, Chile.

[9] Muñoz, E.E, Valbuena, E.A., y Hernandez, R., (2004 b) .Estado y daños típicos de los puentes de la red vial nacional, basados en inspecciones principales, Revista Rutas, España.

[10] Spinelli,E.M. (2005 ). " Amplificadores de Instrumentación en Aplicaciones Biomédicas".IEEE Transactions on Biomedical Engineering.Vol,52 No.8 August 2005.

[11] Mays, L.,Tung, Y., (1992) "Hydrosystems engineering Management". McGraw Hill Series in Water Resources and environmental engineering.

[12] Sobrino, Juan A y Casas (1993), R. "Metodología de Evaluación Estructural de Puentes Existentes: Aplicación a un caso real en hormigón y acero". Barcelona. UPC. IV Trimestre, P.107-124.

[13] Blanco Sirit C. & Gajardo E., Sistema Instrumental de Seguimiento Remoto Automatizado del Viaducto N° 1, SAIR V-1, Ministerio de Infraestructura Proyecto. DCI-00- EP-090, Caracas, 2000.

[14] Blanco Sirit C. y Ortigao J.A.R., Sistema de Seguimiento de Taludes Torrenciales "Rio Watch 2000". XXI Congreso Venezolano de Geotecnia, Caracas 2000.

[15] Microchip Technology Inc. Comparing Digital Potentiometers to Mechanical Potentiometers.

[Online] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00219.pdf>

[16] Datasheet amplificador de instrumentación INA 2126. Texas Instruments. Copyright2000.[Online]

<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/ina2126.pdf>

[17] Datasheet MCP6S21. Microchip Inc. 2003. 1 de Agosto de 2008.

[18] Microchip Technology Inc. Comparing Digital Potentiometers to Mechanical Potentiometers.

[En línea] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00219.pdf>

[19] Datasheet LM 604. Microchip Inc. 2003. 1 de Agosto de 2008.

[20] Datasheet  $\pm 2.5g$  - 10g Three Axis Low-g Micromachined Accelerometer MMA7261Q. Freescale Semiconductor Rev 2.0, 3/2006. [Online] [www.freescale.com/files/sensors/doc/data\\_sheet/MMA7261QT.pdf](http://www.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA7261QT.pdf)

[21] Datasheet Dual Axis Clinometer AccuStar® II/DAS-20. Measurement Specialties.[Online][www.meas-spec.com/downloads/AccuStar\\_II\\_DAS\\_20.pdf](http://www.meas-spec.com/downloads/AccuStar_II_DAS_20.pdf)

[22] Datasheet Bluetooth firefly. Gridconnect. Copyright © 2005.

[Online][www.site.gridconnect.com/docs/PDF/Firefly\\_800314\\_c.pdf](http://www.site.gridconnect.com/docs/PDF/Firefly_800314_c.pdf)

[23] José María Angulo Usategui. Microcontroladores PIC Diseño practico de aplicaciones. SEGUNDA PARTE: PIC 16F877. Copyright 2000.

[24] Protocolos de Comunicación serial. 10 de Junio de 2010.

[Online] <http://eq3.uab.es/personal/baeza/comunicaciones/comunica.html>.

# ANEXOS

## ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DE LOS POTENCIÓMETROS DIGITALES DE 10KΩ

### ESPECIFICACIONES ELECTRICAS DE LOS POTENCIÓMETROS DIGITALES DE 10KΩ

#### DC CHARACTERISTICS: 10 kΩ VERSION

| Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $5.5V$ , $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ (TSSOP devices are only specified at $+25^{\circ}C$ and $+85^{\circ}C$ ). Typical specifications represent values for $V_{DD} = 5V$ , $V_{SS} = 0V$ , $V_B = 0V$ , $T_A = +25^{\circ}C$ . |                          |                |              |             |                  |   |
|---|--------------------------|----------------|--------------|-------------|------------------|---|
| Parameters  | Sym                      | Min            | Typ          | Max         | Units            | Conditions  |
| <b>Rheostat Mode</b>  |                          |                |              |             |                  |   |
| Nominal Resistance  | R                        | 8              | 10           | 12          | kΩ               | $T_A = +25^{\circ}C$ (Note 1)   |
| Rheostat Differential Non Linearity   | R-DNL                    | -1             | ±1/4         | +1          | LSB              | Note 2  |
| Rheostat Integral Non Linearity   | R-INL                    | -1             | ±1/4         | +1          | LSB              | Note 2  |
| Rheostat Tempco   | $\Delta R_{AB}/\Delta T$ | —              | 800          | —           | ppm/ $^{\circ}C$ |   |
| Wiper Resistance  | $R_W$                    | —              | 52           | 100         | Ω                | $V_{DD} = 5.5V$ , $I_W = 1$ mA, code 00h  |
|   | $R_W$                    | —              | 73           | 125         | Ω                | $V_{DD} = 2.7V$ , $I_W = 1$ mA, code 00h  |
| Wiper Current   | $I_W$                    | -1             | —            | +1          | mA               |   |
| Nominal Resistance Match  | $\Delta R/R$             | —              | 0.2          | 1           | %                | MCP42010 only, P0 to P1; $T_A = +25^{\circ}C$   |
| <b>Potentiometer Divider</b>  |                          |                |              |             |                  |   |
| Resolution  | N                        | 8              | —            | —           | Bits             |   |
| Monotonicity  | N                        | 8              | —            | —           | Bits             |   |
| Differential Non-Linearity  | DNL                      | -1             | ±1/4         | +1          | LSB              | Note 3  |
| Integral Non-Linearity  | INL                      | -1             | ±1/4         | +1          | LSB              | Note 3  |
| Voltage Divider Tempco  | $\Delta V_W/\Delta T$    | —              | 1            | —           | ppm/ $^{\circ}C$ | Code 80h  |
| Full Scale Error  | $V_{WFSE}$               | -2             | -0.7         | 0           | LSB              | Code FFh, $V_{DD} = 5V$ , see Figure 2-25   |
|   | $V_{WFSE}$               | -2             | -0.7         | 0           | LSB              | Code FFh, $V_{DD} = 3V$ , see Figure 2-25   |
| Zero Scale Error  | $V_{WZSE}$               | 0              | +0.7         | +2          | LSB              | Code 00h, $V_{DD} = 5V$ , see Figure 2-25   |
|   | $V_{WZSE}$               | 0              | +0.7         | +2          | LSB              | Code 00h, $V_{DD} = 3V$ , see Figure 2-25   |
| <b>Resistor Terminals</b>   |                          |                |              |             |                  |   |
| Voltage Range   | $V_{A,B,W}$              | 0              | —            | $V_{DD}$    |                  | Note 4  |
| Capacitance ( $C_A$ or $C_B$ )  |                          | —              | 15           | —           | pF               | $f = 1$ MHz, Code = 80h, see Figure 2-30  |
| Capacitance   | $C_W$                    | —              | 5.6          | —           | pF               | $f = 1$ MHz, Code = 80h, see Figure 2-30  |
| <b>Dynamic Characteristics (All dynamic characteristics use <math>V_{DD} = 5V</math>)</b>   |                          |                |              |             |                  |   |
| Bandwidth -3dB  | BW                       | —              | 1            | —           | MHz              | $V_B = 0V$ , Measured at Code 80h, Output Load = 30 pF  |
| Settling Time   | $t_S$                    | —              | 2            | —           | μs               | $V_A = V_{DD}$ , $V_B = 0V$ , ±1% Error Band, Transition from Code 00h to Code 80h, Output Load = 30 pF |
| Resistor Noise Voltage  | $e_{NWB}$                | —              | 9            | —           | nV/ $\sqrt{Hz}$  | $V_A = \text{Open}$ , Code 80h, $f = 1$ kHz   |
| Crosstalk   | $C_T$                    | —              | -95          | —           | dB               | $V_A = V_{DD}$ , $V_B = 0V$ (Note 5)  |
| <b>Digital Inputs/Outputs (CS, SCK, SI, SO) See Figure 2-12 for RS and SHDN pin operation</b>   |                          |                |              |             |                  |   |
| Schmitt Trigger High-Level Input Voltage  | $V_{IH}$                 | $0.7V_{DD}$    | —            | —           | V                |   |
| Schmitt Trigger Low-Level Input Voltage   | $V_{IL}$                 | —              | —            | $0.3V_{DD}$ | V                |   |
| Hysteresis of Schmitt Trigger Inputs  | $V_{HYS}$                | —              | $0.05V_{DD}$ | —           |                  |   |
| Low-Level Output Voltage  | $V_{OL}$                 | —              | —            | 0.40        | V                | $I_{OL} = 2.1$ mA, $V_{DD} = 5V$  |
| High-Level Output Voltage   | $V_{OH}$                 | $V_{DD} - 0.5$ | —            | —           | V                | $I_{OH} = -400$ μA, $V_{DD} = 5V$   |
| Input Leakage Current   | $I_{LI}$                 | -1             | —            | +1          | μA               | $\overline{CS} = V_{DD}$ , $V_{IN} = V_{SS}$ or $V_{DD}$ , includes $V_A$ SHDN=0                        |
| Pin Capacitance (All inputs/outputs)  | $C_{IN}, C_{OUT}$        | —              | 10           | —           | pF               | $V_{DD} = 5.0V$ , $T_A = +25^{\circ}C$ , $f_c = 1$ MHz  |
| <b>Power Requirements</b>   |                          |                |              |             |                  |   |
| Operating Voltage Range   | $V_{DD}$                 | 2.7            | —            | 5.5         | V                |   |
| Supply Current, Active  | $I_{DDA}$                | —              | 340          | 500         | μA               | $V_{DD} = 5.5V$ , $\overline{CS} = V_{SS}$ , $f_{SCK} = 10$ MHz, SO = Open, Code FFh (Note 6)           |
| Supply Current, Static  | $I_{DDS}$                | —              | 0.01         | 1           | μA               | $\overline{CS}$ , SHDN, RS = $V_{DD} = 5.5V$ , SO = Open (Note 6)                                       |
| Power Supply Sensitivity  | PSS                      | —              | 0.0015       | 0.0035      | %/%              | $V_{DD} = 4.5V - 5.5V$ , $V_A = 4.5V$ , Code 80h  |
|   | PSS                      | —              | 0.0015       | 0.0035      | %/%              | $V_{DD} = 2.7V - 3.3V$ , $V_A = 2.7V$ , Code 80h  |

- Note**
- $V_{AB} = V_{DD}$ , no connection on wiper.
  - Rheostat position non-linearity R-INL is the deviation from an ideal value measured between the maximum resistance and the minimum resistance wiper positions. R-DNL measures the relative step change from the ideal between successive tap positions.  $I_W = 50$  μA for  $V_{DD} = 3V$  and  $I_W = 400$  μA for  $V_{DD} = 5V$  for 10 kΩ version. See Figure 2-26 for test circuit.
  - INL and DNL are measured at  $V_W$  with the device configured in the voltage divider or potentiometer mode.  $V_A = V_{DD}$  and  $V_B = 0V$ . DNL specification limits of ±1 LSB max are specified monotonic operating conditions. See Figure 2-25 for test circuit.
  - Resistor terminals A,B and W have no restrictions on polarity with respect to each other. Full-scale and zero-scale error were measured using Figure 2-25.
  - Measured at  $V_W$  pin where the voltage on the adjacent  $V_W$  pin is swinging full-scale.
  - Supply current is independent of current through the potentiometers.

## DC CHARACTERISTICS: 100 kΩ VERSION

| Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +2.7V$ to $5.5V$ , $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ (TSSOP devices are only specified at $+25^{\circ}C$ and $+85^{\circ}C$ ). Typical specifications represent values for $V_{DD} = 5V$ , $V_{SS} = 0V$ , $V_B = 0V$ , $T_A = +25^{\circ}C$ . |                          |                |              |             |                  |   |
|---|--------------------------|----------------|--------------|-------------|------------------|---|
| Parameters  | Sym                      | Min            | Typ          | Max         | Units            | Conditions  |
| <b>Rheostat Mode</b>  |                          |                |              |             |                  |   |
| Nominal Resistance  | R                        | 70             | 100          | 130         | kΩ               | $T_A = +25^{\circ}C$ (Note 1)   |
| Rheostat Differential Non-Linearity   | R-DNL                    | -1             | $\pm 1/4$    | +1          | LSB              | Note 2  |
| Rheostat Integral Non-Linearity   | R-INL                    | -1             | $\pm 1/4$    | +1          | LSB              | Note 2  |
| Rheostat Tempco   | $\Delta R_{AB}/\Delta T$ | —              | 800          | —           | ppm/ $^{\circ}C$ |   |
| Wiper Resistance  | $R_W$                    | —              | 125          | 175         | Ω                | $V_{DD} = 5.5V$ , $I_W = 1$ mA, code 00h  |
|   | $R_W$                    | —              | 175          | 250         | Ω                | $V_{DD} = 2.7V$ , $I_W = 1$ mA, code 00h  |
| Wiper Current   | $I_W$                    | -1             | —            | +1          | mA               |   |
| Nominal Resistance Match  | $\Delta R/R$             | —              | 0.2          | 1           | %                | MCP42010 only, P0 to P1; $T_A = +25^{\circ}C$   |
| <b>Potentiometer Divider</b>  |                          |                |              |             |                  |   |
| Resolution  | N                        | 8              | —            | —           | Bits             |   |
| Monotonicity  | N                        | 8              | —            | —           | Bits             |   |
| Differential Non-Linearity  | DNL                      | -1             | $\pm 1/4$    | +1          | LSB              | Note 3  |
| Integral Non-Linearity  | INL                      | -1             | $\pm 1/4$    | +1          | LSB              | Note 3  |
| Voltage Divider Tempco  | $\Delta V_W/\Delta T$    | —              | 1            | —           | ppm/ $^{\circ}C$ | Code 80h  |
| Full-Scale Error  | $V_{WFSE}$               | -1             | -0.25        | 0           | LSB              | Code FFh, $V_{DD} = 5V$ , see Figure 2-25   |
|   | $V_{WFSE}$               | -1             | -0.35        | 0           | LSB              | Code FFh, $V_{DD} = 3V$ , see Figure 2-25   |
| Zero-Scale Error  | $V_{WZSE}$               | 0              | +0.25        | +1          | LSB              | Code 00h, $V_{DD} = 5V$ , see Figure 2-25   |
|   | $V_{WZSE}$               | 0              | +0.35        | +1          | LSB              | Code 00h, $V_{DD} = 3V$ , see Figure 2-25   |
| <b>Resistor Terminals</b>   |                          |                |              |             |                  |   |
| Voltage Range   | $V_{A,B,W}$              | 0              | —            | $V_{DD}$    |                  | Note 4  |
| Capacitance ( $C_A$ or $C_B$ )  |                          | —              | 11           | —           | pF               | $f = 1$ MHz, Code = 80h, see Figure 2-30  |
| Capacitance   | $C_W$                    | —              | 5.6          | —           | pF               | $f = 1$ MHz, Code = 80h, see Figure 2-30  |
| <b>Dynamic Characteristics (All dynamic characteristics use <math>V_{DD} = 5V</math>.)</b>  |                          |                |              |             |                  |   |
| Bandwidth -3dB  | BW                       | —              | 145          | —           | MHz              | $V_B = 0V$ , Measured at Code 80h, Output Load = 30 pF  |
| Settling Time   | $t_s$                    | —              | 18           | —           | μs               | $V_A = V_{DD}$ , $V_B = 0V$ , $\pm 1\%$ Error Band, Transition from Code 00h to Code 80h, Output Load = 30 pF |
| Resistor Noise Voltage  | $e_{NWB}$                | —              | 29           | —           | nV/ $\sqrt{Hz}$  | $V_A =$ Open, Code 80h, $f = 1$ kHz   |
| Crosstalk   | $C_T$                    | —              | -95          | —           | dB               | $V_A = V_{DD}$ , $V_B = 0V$ (Note 5)  |
| <b>Digital Inputs/Outputs (CS, SCK, SI, SO) See Figure 2-12 for RS and SHDN pin operation.</b>  |                          |                |              |             |                  |   |
| Schmitt Trigger High-Level Input Voltage  | $V_{IH}$                 | $0.7V_{DD}$    | —            | —           | V                |   |
| Schmitt Trigger Low-Level Input Voltage   | $V_{IL}$                 | —              | —            | $0.3V_{DD}$ | V                |   |
| Hysteresis of Schmitt Trigger Inputs  | $V_{HYS}$                | —              | $0.05V_{DD}$ | —           |                  |   |
| Low-Level Output Voltage  | $V_{OL}$                 | —              | —            | 0.40        | V                | $I_{OL} = 2.1$ mA, $V_{DD} = 5V$  |
| High-Level Output Voltage   | $V_{OH}$                 | $V_{DD} - 0.5$ | —            | —           | V                | $I_{OH} = -400$ μA, $V_{DD} = 5V$   |
| Input Leakage Current   | $I_{LI}$                 | -1             | —            | +1          | μA               | $CS = V_{DD}$ , $V_{IN} = V_{SS}$ or $V_{DD}$ , includes $V_A$ SHDN=0   |
| Pin Capacitance (All inputs/outputs)  | $C_{IN}$ , $C_{OUT}$     | —              | 10           | —           | pF               | $V_{DD} = 5.0V$ , $T_A = +25^{\circ}C$ , $f_c = 1$ MHz  |
| <b>Power Requirements</b>   |                          |                |              |             |                  |   |
| Operating Voltage Range   | $V_{DD}$                 | 2.7            | —            | 5.5         | V                |   |
| Supply Current, Active  | $I_{DDA}$                | —              | 340          | 500         | μA               | $V_{DD} = 5.5V$ , $CS = V_{SS}$ , $f_{SCK} = 10$ MHz, SO = Open, Code FFh (Note 6)                            |
| Supply Current, Static  | $I_{DDs}$                | —              | 0.01         | 1           | μA               | CS, SHDN, RS = $V_{DD} = 5.5V$ , SO = Open (Note 6)   |
| Power Supply Sensitivity  | PSS                      | —              | 0.0015       | 0.0035      | %/%              | $V_{DD} = 4.5V - 5.5V$ , $V_A = 4.5V$ , Code 80h  |
|   | PSS                      | —              | 0.0015       | 0.0035      | %/%              | $V_{DD} = 2.7V - 3.3V$ , $V_A = 2.7V$ , Code 80h  |

- Note**
- $V_{AB} = V_{DD}$ , no connection on wiper.
  - Rheostat position non-linearity R-INL is the deviation from an ideal value measured between the maximum resistance and the minimum resistance wiper positions. R-DNL measures the relative step change from the ideal between successive tap positions.  $I_W = 50$  μA for  $V_{DD} = 3V$  and  $I_W = 400$  μA for  $V_{DD} = 5V$  for 10 kΩ version. See Figure 2-26 for test circuit.
  - INL and DNL are measured at  $V_W$  with the device configured in the voltage divider or potentiometer mode.  $V_A = V_{DD}$  and  $V_B = 0V$ . DNL specification limits of  $\pm 1$  LSB max are specified monotonic operating conditions. See Figure 2-25 for test circuit.
  - Resistor terminals A,B and W have no restrictions on polarity with respect to each other. Full-scale and zero-scale error were measured using Figure 2-25.
  - Measured at  $V_W$  pin where the voltage on the adjacent  $V_W$  pin is swinging full-scale.
  - Supply current is independent of current through the potentiometers.

| PARAMETER                             | CONDITIONS                     | INA126P, U, E<br>INA2126P, U, E |                        |                      | INA126PA, UA, EA<br>INA2126PA, UA, EA |                |                      | UNITS                       |
|---------------------------------------|--------------------------------|---------------------------------|------------------------|----------------------|---------------------------------------|----------------|----------------------|-----------------------------|
|                                       |                                | MIN                             | TYP                    | MAX                  | MIN                                   | TYP            | MAX                  |                             |
| <b>INPUT</b>                          |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| Offset Voltage, RTI<br>vs Temperature | $V_S = \pm 1.35V$ to $\pm 18V$ |                                 | $\pm 100$<br>$\pm 0.5$ | $\pm 250$<br>$\pm 3$ |                                       | $\pm 150$<br>* | $\pm 500$<br>$\pm 5$ | $\mu V$<br>$\mu V/^\circ C$ |
| vs Power Supply (PSRR)                |                                |                                 | 5                      | 15                   |                                       | *              | 50                   | $\mu V/V$                   |
| Input Impedance                       |                                |                                 |                        | $10^9 \parallel 4$   |                                       | *              | *                    | $\Omega \parallel pF$       |
| Safe Input Voltage                    | $R_S = 0$                      | (V-)–0.5                        |                        | (V+) +0.5            | *                                     |                | *                    | V                           |
| Common-Mode Voltage Range             | $R_S = 1k\Omega$               | (V-)–10                         |                        | (V+) +10             | *                                     |                | *                    | V                           |
| Channel Separation (dual)             | $V_O = 0V$                     | $\pm 11.25$                     | $\pm 11.5$             |                      | *                                     | *              |                      | V                           |
| Common-Mode Rejection                 | $G = 5, dc$                    |                                 | 130                    |                      |                                       |                |                      | dB                          |
| INA2126U (dual SO-16)                 | $R_S = 0, V_{CM} = \pm 11.25V$ | 83                              | 94                     |                      | 74                                    | 90             |                      | dB                          |
|                                       |                                | 80                              | 94                     |                      |                                       |                |                      | dB                          |
| <b>INPUT BIAS CURRENT</b>             |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| vs Temperature                        |                                |                                 | –10<br>$\pm 30$        | –25                  |                                       | *              | –50                  | nA<br>$pA/^\circ C$         |
| Offset Current                        |                                |                                 | $\pm 0.5$              | $\pm 2$              |                                       | *              | $\pm 5$              | nA                          |
| vs Temperature                        |                                |                                 | $\pm 10$               |                      |                                       | *              |                      | $pA/^\circ C$               |
| <b>GAIN</b>                           |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| Gain Equation                         |                                | $G = 5$ to $10k$                |                        |                      |                                       | *              |                      | V/V                         |
| Gain Error                            |                                | $G = 5 + 80k\Omega/R_G$         |                        |                      |                                       | *              |                      | V/V                         |
| vs Temperature                        | $V_O = \pm 14V, G = 5$         |                                 | $\pm 0.02$             | $\pm 0.1$            |                                       | *              | $\pm 0.18$           | %                           |
| Gain Error                            | $G = 5$                        |                                 | $\pm 2$                | $\pm 10$             |                                       | *              | *                    | $ppm/^\circ C$              |
| vs Temperature                        | $V_O = \pm 12V, G = 100$       |                                 | $\pm 0.2$              | $\pm 0.5$            |                                       | *              | $\pm 1$              | %                           |
| Gain Error                            | $G = 100$                      |                                 | $\pm 25$               | $\pm 100$            |                                       | *              | *                    | $ppm/^\circ C$              |
| vs Temperature                        | $G = 100$                      |                                 | $\pm 25$               | $\pm 100$            |                                       | *              | *                    | $ppm/^\circ C$              |
| Nonlinearity                          | $G = 100, V_O = \pm 14V$       |                                 | $\pm 0.002$            | $\pm 0.012$          |                                       | *              | *                    | %                           |
| <b>NOISE</b>                          |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| Voltage Noise, $f = 1kHz$             |                                |                                 | 35                     |                      |                                       | *              |                      | $nV/\sqrt{Hz}$              |
| $f = 100Hz$                           |                                |                                 | 35                     |                      |                                       | *              |                      | $nV/\sqrt{Hz}$              |
| $f = 10Hz$                            |                                |                                 | 45                     |                      |                                       | *              |                      | $nV/\sqrt{Hz}$              |
| $f_B = 0.1Hz$ to $10Hz$               |                                |                                 | 0.7                    |                      |                                       | *              |                      | $\mu Vp-p$                  |
| Current Noise, $f = 1kHz$             |                                |                                 | 60                     |                      |                                       | *              |                      | $fA/\sqrt{Hz}$              |
| $f_B = 0.1Hz$ to $10Hz$               |                                |                                 | 2                      |                      |                                       | *              |                      | $pAp-p$                     |
| <b>OUTPUT</b>                         |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| Voltage, Positive                     | $R_L = 25k\Omega$              | (V+)–0.9                        | (V+)–0.75              |                      | *                                     | *              |                      | V                           |
| Negative                              | $R_L = 25k\Omega$              | (V-) +0.95                      | (V-) +0.8              |                      | *                                     | *              |                      | V                           |
| Short-Circuit Current                 | Short-Circuit to Ground        |                                 | +10/–5                 |                      |                                       | *              |                      | mA                          |
| Capacitive Load Drive                 |                                |                                 | 1000                   |                      |                                       | *              |                      | pF                          |
| <b>FREQUENCY RESPONSE</b>             |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| Bandwidth, –3dB                       | $G = 5$                        |                                 | 200                    |                      |                                       | *              |                      | kHz                         |
|                                       | $G = 100$                      |                                 | 9                      |                      |                                       | *              |                      | kHz                         |
|                                       | $G = 500$                      |                                 | 1.8                    |                      |                                       | *              |                      | kHz                         |
| Slew Rate                             | $V_O = \pm 10V, G = 5$         |                                 | 0.4                    |                      |                                       | *              |                      | V/ $\mu s$                  |
| Settling Time, 0.01%                  | 10V Step, $G = 5$              |                                 | 30                     |                      |                                       | *              |                      | $\mu s$                     |
|                                       | 10V Step, $G = 100$            |                                 | 160                    |                      |                                       | *              |                      | $\mu s$                     |
|                                       | 10V Step, $G = 500$            |                                 | 1500                   |                      |                                       | *              |                      | $\mu s$                     |
| Overload Recovery                     | 50% Input Overload             |                                 | 4                      |                      |                                       | *              |                      | $\mu s$                     |
| <b>POWER SUPPLY</b>                   |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| Voltage Range                         |                                | $\pm 1.35$                      | $\pm 15$               | $\pm 18$             | *                                     | *              | *                    | V                           |
| Current (per channel)                 | $I_O = 0$                      |                                 | $\pm 175$              | $\pm 200$            |                                       | *              | *                    | $\mu A$                     |
| <b>TEMPERATURE RANGE</b>              |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      |                             |
| Specification Range                   |                                | –40                             |                        | +85                  | *                                     |                | *                    | $^\circ C$                  |
| Operation Range                       |                                | –55                             |                        | +125                 | *                                     |                | *                    | $^\circ C$                  |
| Storage Range                         |                                | –55                             |                        | +125                 | *                                     |                | *                    | $^\circ C$                  |
| Thermal Resistance, $\theta_{JA}$     |                                |                                 |                        |                      |                                       |                |                      | $^\circ C/W$                |
| 8-Pin DIP                             |                                |                                 | 100                    |                      |                                       | *              |                      | $^\circ C/W$                |
| SO-8 Surface-Mount                    |                                |                                 | 150                    |                      |                                       | *              |                      | $^\circ C/W$                |
| MSOP-8 Surface-Mount                  |                                |                                 | 200                    |                      |                                       | *              |                      | $^\circ C/W$                |
| 16-Pin DIP (dual)                     |                                |                                 | 80                     |                      |                                       | *              |                      | $^\circ C/W$                |
| SO-16 (dual)                          |                                |                                 | 100                    |                      |                                       | *              |                      | $^\circ C/W$                |
| SSOP-16 (dual)                        |                                |                                 | 100                    |                      |                                       | *              |                      | $^\circ C/W$                |

\* Specification same as INA126P, INA126U, INA126E; INA2126P, INA2126U, INA2126E.

# ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS SENSORES

Freescale Semiconductor  
Technical Data

MMA7261Q  
Rev 2.0, 3/2006



## ±2.5g - 10g Three Axis Low-g Micromachined Accelerometer

The MMA7261Q low cost capacitive micromachined accelerometer features signal conditioning, a 1-pole low pass filter, temperature compensation and g-Select which allows for the selection among 4 sensitivities. Zero-g offset full scale span and filter cut-off are factory set and require no external devices. Includes a Sleep Mode that makes it ideal for handheld battery powered electronics.

### Features

- Selectable Sensitivity (2.5g/3.3g/6.7g/10g)
- Low Current Consumption: 500  $\mu$ A
- Sleep Mode: 3  $\mu$ A
- Low Voltage Operation: 2.2 V – 3.6 V
- 6mm x 6mm x 1.45mm QFN
- Fast Turn On Time
- High Sensitivity (2.5 g)
- Integral Signal Conditioning with Low Pass Filter
- Robust Design, High Shocks Survivability
- Environmentally Preferred Package
- Low Cost

### Typical Applications

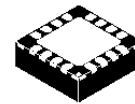
- HDD MP3 Player: Freefall Detection
- Laptop PC: Freefall Detection, Anti-Theft
- Cell Phone: Image Stability, Text Scroll, Motion Dialing, E-Compass
- Pedometer: Motion Sensing
- PDA: Text Scroll
- Navigation and Dead Reckoning: E-Compass Tilt Compensation
- Gaming: Tilt and Motion Sensing, Event Recorder
- Robotics: Motion Sensing

| ORDERING INFORMATION |                   |                 |                     |
|----------------------|-------------------|-----------------|---------------------|
| Device Name          | Temperature Range | Package Drawing | Package             |
| MMA7261Q             | - 20 to +85°C     | 98ASA10651D     | QFN-16, Tube        |
| MMA7261QR2           | - 20 to +85°C     | 98ASA10651D     | QFN-16, Tape & Reel |

MMA7261Q

MMA7261Q: XYZ AXIS  
ACCELEROMETER  
 $\pm$ 2.5g/3.3g/6.7g/10g

Bottom View



16 LEAD  
QFN  
98ASA10651D

Top View

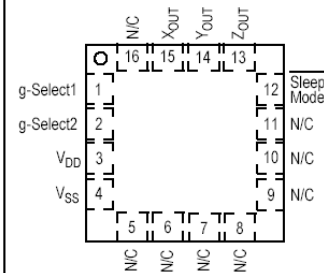


Figure 1. Pin Connections

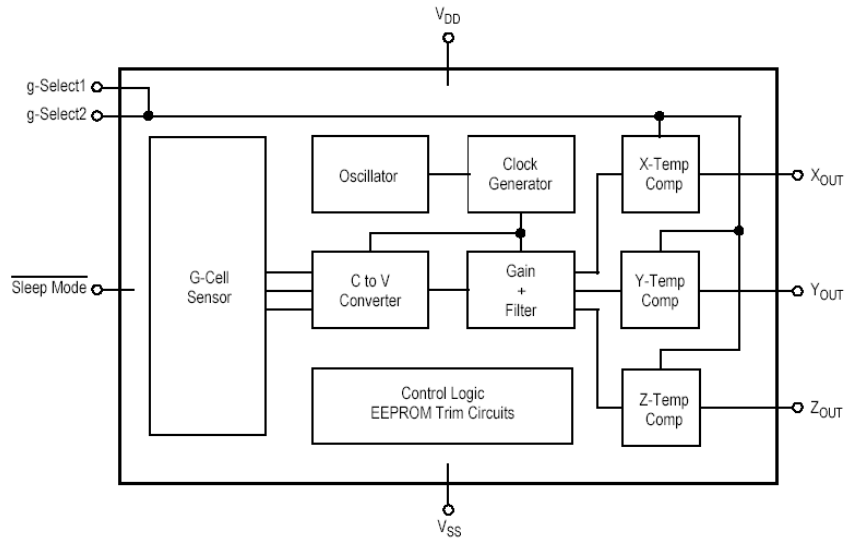


Figure 2. Simplified Accelerometer Functional Block Diagram

Table 1. Maximum Ratings

(Maximum ratings are the limits to which the device can be exposed without causing permanent damage.)

| Rating                          | Symbol     | Value        | Unit |
|---------------------------------|------------|--------------|------|
| Maximum Acceleration (all axis) | $g_{max}$  | $\pm 2000$   | g    |
| Supply Voltage                  | $V_{DD}$   | -0.3 to +3.6 | V    |
| Drop Test <sup>(1)</sup>        | $D_{drop}$ | 1.8          | m    |
| Storage Temperature Range       | $T_{stg}$  | -40 to +125  | °C   |

1. Dropped onto concrete surface from any axis.

### ELECTRO STATIC DISCHARGE (ESD)

**WARNING:** This device is sensitive to electrostatic discharge.

Although the Freescale accelerometer contains internal 2000 V ESD protection circuitry, extra precaution must be taken by the user to protect the chip from ESD. A charge of over 2000 volts can accumulate on the human body or associated test equipment. A charge of this magnitude can

alter the performance or cause failure of the chip. When handling the accelerometer, proper ESD precautions should be followed to avoid exposing the device to discharges which may be detrimental to its performance.



**Table 2. Operating Characteristics**Unless otherwise noted:  $-20^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ ,  $2.2\text{ V} \leq V_{DD} \leq 3.6\text{ V}$ , Acceleration = 0g, Loaded output<sup>(1)</sup>

| Characteristic   | Symbol           | Min           | Typ        | Max           | Unit                           |
|--|------------------|---------------|------------|---------------|--------------------------------|
| Operating Range <sup>(2)</sup>   |                  |               |            |               |                                |
| Supply Voltage <sup>(3)</sup>  | $V_{DD}$         | 2.2           | 3.3        | 3.6           | V                              |
| Supply Current   | $I_{DD}$         | —             | 500        | 800           | $\mu\text{A}$                  |
| Supply Current at Sleep Mode <sup>(4)</sup>                                    | $I_{DD}$         | —             | 3          | 10            | $\mu\text{A}$                  |
| Operating Temperature Range  | $T_A$            | -20           | —          | +85           | $^{\circ}\text{C}$             |
| Acceleration Range, X-Axis, Y-Axis, Z-Axis                                     |                  |               |            |               |                                |
| g-Select1 & 2: 00  | $g_{FS}$         | —             | $\pm 2.5$  | —             | g                              |
| g-Select1 & 2: 10  | $g_{FS}$         | —             | $\pm 3.3$  | —             | g                              |
| g-Select1 & 2: 01  | $g_{FS}$         | —             | $\pm 6.7$  | —             | g                              |
| g-Select1 & 2: 11  | $g_{FS}$         | —             | $\pm 10.0$ | —             | g                              |
| Output Signal  |                  |               |            |               |                                |
| Zero g ( $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , $V_{DD} = 3.3\text{ V}$ ) <sup>(5)</sup> | $V_{OFF}$        | 1.485         | 1.65       | 1.815         | V                              |
| Zero g   | $V_{OFF, T_A}$   | —             | $\pm 2$    | —             | $\text{mg}/^{\circ}\text{C}$   |
| Sensitivity ( $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , $V_{DD} = 3.3\text{ V}$ )           |                  |               |            |               |                                |
| 2.5g   | $S_{2.5g}$       | 444           | 480        | 516           | $\text{mV/g}$                  |
| 3.3g   | $S_{3.3g}$       | 333           | 360        | 387           | $\text{mV/g}$                  |
| 6.7g   | $S_{6.7g}$       | 167           | 180        | 193           | $\text{mV/g}$                  |
| 10g  | $S_{10g}$        | 111           | 120        | 129           | $\text{mV/g}$                  |
| Sensitivity  | $S, T_A$         | —             | $\pm 0.03$ | —             | $\%/^{\circ}\text{C}$          |
| Bandwidth Response   |                  |               |            |               |                                |
| XY   | $f_{-3dB}$       | —             | 350        | —             | Hz                             |
| Z  | $f_{-3dB}$       | —             | 150        | —             | Hz                             |
| Noise  |                  |               |            |               |                                |
| RMS (0.1 Hz – 1 kHz) <sup>(4)</sup>  | $\eta_{RMS}$     | —             | 4.7        | —             | $\text{mVrms}$                 |
| Power Spectral Density RMS (0.1 Hz – 1 kHz) <sup>(4)</sup>                     | $\eta_{PSD}$     | —             | 350        | —             | $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Control Timing   |                  |               |            |               |                                |
| Power-Up Response Time <sup>(6)</sup>  | $t_{RESPONSE}$   | —             | 1.0        | 2.0           | ms                             |
| Enable Response Time <sup>(7)</sup>  | $t_{ENABLE}$     | —             | 0.5        | 2.0           | ms                             |
| Sensing Element Resonant Frequency   |                  |               |            |               |                                |
| XY   | $f_{GCELL}$      | —             | 6.0        | —             | kHz                            |
| Z  | $f_{GCELL}$      | —             | 3.4        | —             | kHz                            |
| Internal Sampling Frequency  | $f_{CLK}$        | —             | 11         | —             | kHz                            |
| Output Stage Performance   |                  |               |            |               |                                |
| Full-Scale Output Range ( $I_{OUT} = 30\ \mu\text{A}$ )                        | $V_{FSO}$        | $V_{SS}+0.25$ | —          | $V_{DD}-0.25$ | V                              |
| Nonlinearity, $X_{OUT}$ , $Y_{OUT}$ , $Z_{OUT}$                                | $NL_{OUT}$       | -1.0          | —          | +1.0          | %FSO                           |
| Cross-Axis Sensitivity <sup>(8)</sup>  | $V_{XY, XZ, YZ}$ | —             | —          | 5.0           | %                              |

1. For a loaded output, the measurements are observed after an RC filter consisting of a 1.0 k $\Omega$  resistor and a 0.1  $\mu\text{F}$  capacitor on  $V_{DD}$ -GND.

2. These limits define the range of operation for which the part will meet specification.

3. Within the supply range of 2.2 and 3.6 V, the device operates as a fully calibrated linear accelerometer. Beyond these supply limits the device may operate as a linear device but is not guaranteed to be in calibration.

4. This value is measured with g-Select in 2.5g mode.

5. The device can measure both + and – acceleration. With no input acceleration the output is at midsupply. For positive acceleration the output will increase above  $V_{DD}/2$ . For negative acceleration, the output will decrease below  $V_{DD}/2$ .

6. The response time between 10% of full scale Vdd input voltage and 90% of the final operating output voltage.

7. The response time between 10% of full scale Sleep Mode input voltage and 90% of the final operating output voltage.

8. A measure of the device's ability to reject an acceleration applied 90° from the true axis of sensitivity.

MMA7261Q

## PRINCIPLE OF OPERATION

The Freescale accelerometer is a surface-micromachined integrated-circuit accelerometer.

The device consists of two surface micromachined capacitive sensing cells (g-cell) and a signal conditioning ASIC contained in a single integrated circuit package. The sensing elements are sealed hermetically at the wafer level using a bulk micromachined cap wafer.

The g-cell is a mechanical structure formed from semiconductor materials (postillion) using semiconductor processes (masking and etching). It can be modeled as a set of beams attached to a movable central mass that move between fixed beams. The movable beams can be deflected from their rest position by subjecting the system to an acceleration (Figure 3).

As the beams attached to the central mass move, the distance from them to the fixed beams on one side will increase by the same amount that the distance to the fixed beams on the other side decreases. The change in distance is a measure of acceleration.

The g-cell beams form two back-to-back capacitors (Figure 3). As the center beam moves with acceleration, the distance between the beams changes and each capacitor's value will change, ( $C = A\epsilon/D$ ). Where A is the area of the beam,  $\epsilon$  is the dielectric constant, and D is the distance between the beams.

The ASIC uses switched capacitor techniques to measure the g-cell capacitors and extract the acceleration data from the difference between the two capacitors. The ASIC also signal conditions and filters (switched capacitor) the signal, providing a high level output voltage that is ratiometric and proportional to acceleration.

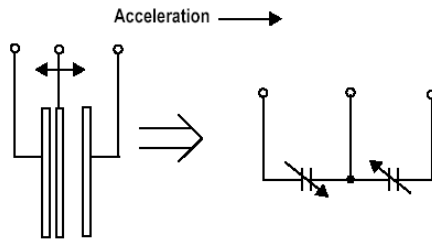


Figure 3. Simplified Transducer Physical Model

## SPECIAL FEATURES

### g-Select

The g-Select feature allows for the selection among 4 sensitivities present in the device. Depending on the logic input placed on pins 1 and 2, the device internal gain will be changed allowing it to function with a 2.5g, 3.3g, 6.7g, or 10g sensitivity (Table 3). This feature is ideal when a product has applications requiring different sensitivities for optimum performance. The sensitivity can be changed at anytime during the operation of the product. The g-Select1 and g-Select2 pins can be left unconnected for applications requiring only a 2.5g sensitivity as the device has an internal pull-down to keep it at that sensitivity (480mV/g).

Table 3. g-Select pin Descriptions

| g-Select2 | g-Select1 | g-Range | Sensitivity |
|-----------|-----------|---------|-------------|
| 0         | 0         | 2.5g    | 480mV/g     |
| 0         | 1         | 3.3g    | 360mV/g     |
| 1         | 0         | 6.7g    | 180mV/g     |
| 1         | 1         | 10g     | 120mV/g     |

### Sleep Mode

The 3 axis accelerometer provides a Sleep Mode that is ideal for battery operated products. When Sleep Mode is active, the device outputs are turned off, providing significant reduction of operating current. A low input signal on pin 12 (Sleep Mode) will place the device in this mode and reduce the current to 3uA typ. For lower power consumption, it is recommended to set g-Select1 and g-Select2 to 2.5g mode. By placing a high input signal on pin 12, the device will resume to normal mode of operation.

### Filtering

The 3 axis accelerometer contains onboard single-pole switched capacitor filters. Because the filter is realized using switched capacitor techniques, there is no requirement for external passive components (resistors and capacitors) to set the cut-off frequency.

### Ratiometricity

Ratiometricity simply means the output offset voltage and sensitivity will scale linearly with applied supply voltage. That is, as supply voltage is increased, the sensitivity and offset increase linearly; as supply voltage decreases, offset and sensitivity decrease linearly. This is a key feature when interfacing to a microcontroller or an A/D converter because it provides system level cancellation of supply induced errors in the analog to digital conversion process.

## BASIC CONNECTIONS

### Pin Descriptions

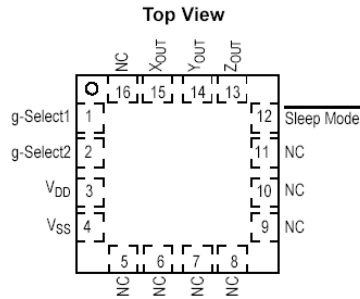


Figure 4. Pinout Description

Table 4. Pin Descriptions

| Pin No. | Pin Name         | Description                                      |
|---------|------------------|--|
| 1       | g-Select1        | Logic input pin to select g level.               |
| 2       | g-Select2        | Logic input pin to select g level.               |
| 3       | V <sub>DD</sub>  | Power Supply Input                               |
| 4       | V <sub>SS</sub>  | Power Supply Ground                              |
| 5 - 7   | N/C              | No internal connection. Leave unconnected.       |
| 8 - 11  | N/C              | Unused for factory trim. Leave unconnected.      |
| 12      | Sleep Mode       | Logic input pin to enable product or Sleep Mode. |
| 13      | Z <sub>OUT</sub> | Z direction output voltage.                      |
| 14      | Y <sub>OUT</sub> | Y direction output voltage.                      |
| 15      | X <sub>OUT</sub> | X direction output voltage.                      |
| 16      | N/C              | No internal connection. Leave unconnected.       |

### PCB Layout

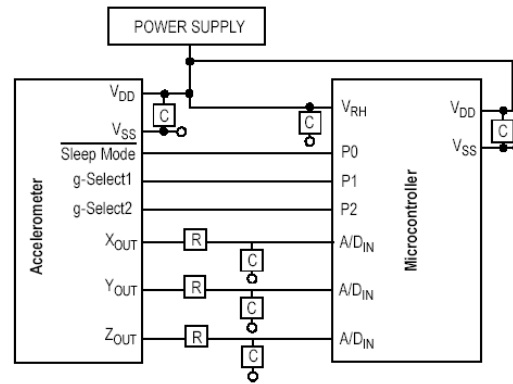


Figure 6. Recommended PCB Layout for Interfacing Accelerometer to Microcontroller

#### NOTES:

1. Use 0.1  $\mu\text{F}$  capacitor on V<sub>DD</sub> to decouple the power source. Do not exceed capacitor values of 2.2 or 3.3  $\mu\text{F}$  on V<sub>DD</sub>-GND.
2. Physical coupling distance of the accelerometer to the microcontroller should be minimal.
3. Flag underneath package is connected to ground.
4. Place a ground plane beneath the accelerometer to reduce noise, the ground plane should be attached to all of the open ended terminals shown in Figure 6.
5. Use an RC filter with 1.0 k $\Omega$  and 0.1  $\mu\text{F}$  on the outputs of the accelerometer to minimize clock noise (from the switched capacitor filter circuit).
6. PCB layout of power and ground should not couple power supply noise.
7. Accelerometer and microcontroller should not be a high current path.
8. A/D sampling rate and any external power supply switching frequency should be selected such that they do not interfere with the internal accelerometer sampling frequency (11 kHz for the sampling frequency). This will prevent aliasing errors.

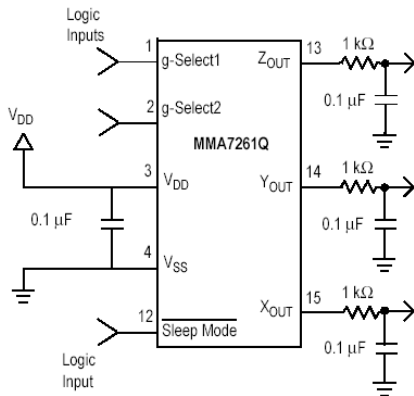


Figure 5. Accelerometer with Recommended Connection Diagram

MMA7261Q

# AccuStar® II/DAS 20

## Dual Axis Clinometer

### DESCRIPTION

**AccuStar® II/DAS-20** combines the function of two clinometers in one package. The unique dome shaped design features a capacitance based sensor which produces output signals directly proportional to the relative tilt in two axes.

Designed for high volume applications, AccuStar® II/DAS-20 is priced to compete with much less capable mercury switches and other low cost level sensors.

There are four output connections providing a choice of ratiometric, pulse width modulation (PWM) digital output. A mating connector (sold separately) provides the user with an easy plug-in connection. Null and scale factor are adjustable.



### FEATURES

- ◆ Microprocessor-Based Electronics
- ◆ Two Clinometers In One Package
- ◆ Adaptable Design DC Powered
- ◆ Ratiometric and PW Digital Output in One Model
- ◆ Trimmable Outputs

### APPLICATIONS

- ◆ Platform Leveling
- ◆ Measure Pitch and Roll
- ◆ Tip Over Protection for Manlifts
- ◆ Automatic Leveling Systems
- ◆ Wheel Alignment

### environmental

|  |              |
|--|--------------|
| <b>Temperature Range</b>                       |              |
| Operating                                      | -20° to 65°C |
| Storage  | -55° to 65°C |
| <b>Temperature</b>                             |              |
| Coefficient of Null                            | 0.01%/°C     |
| <b>Temperature Coefficient of Scale Factor</b> |              |
|  | 0.10%/°C     |

### electrical

|                                 |   |
|---------------------------------|---|
| <b>Voltage Supply (nominal)</b> | 9 VDC   |
| <b>Voltage Supply Range</b>     | Regulated 5.0 to 15.0 VDC   |
| <b>Current</b>                  | 10 mA   |
| <b>Analog Output</b>            |   |
| Scale Factor* @ 9 VDC           | 100 mV/degree ±10%  |
| <b>Load Resistance (min)</b>    | 10K Ohms  |
| <b>Null Voltage</b>             | 1/2 supply voltage ±10%   |
| <b>Pulse Width Output</b>       |   |
| Null                            | 50% (duty cycle)  |
| Scale Factor                    | 0.7% / degree (nominal)   |
| Duty Cycle                      | t <sub>2</sub> / (t <sub>1</sub> + t <sub>2</sub> ) t <sub>1</sub> and t <sub>2</sub> varies from 0.2 to 0.7 msec |
| <b>Frequency</b>                | 100 Hz nominal  |

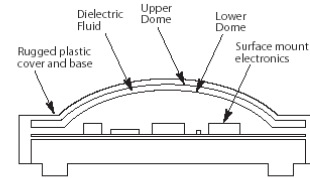
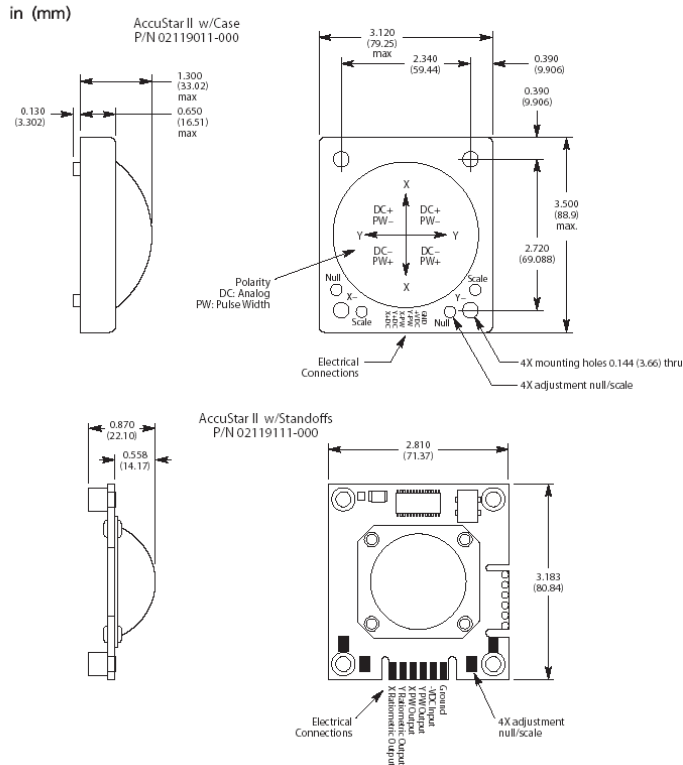
### performance specifications

|                                  |   |
|----------------------------------|---|
| <b>Range</b>                     | ±20°  |
| <b>Threshold / Resolution</b>    | 0.01  |
| <b>Linearity</b>                 |   |
| Null to 10°                      | ±0.2°   |
| 10° to 12°                       | ±2.5% of reading                                |
| 12° to 15°                       | ±3.0% of reading                                |
| 15 to 20°                        | Monotonic                                       |
| <b>Null Repeatability</b>        | ±0.1  |
| <b>Frequency Response (-3db)</b> | 0.25 Hz<br>(0.50 Hz available, consult factory) |
| <b>Weight</b>                    |   |
| With Case                        | 91 grams  |
| Without Case                     | 31 grams  |



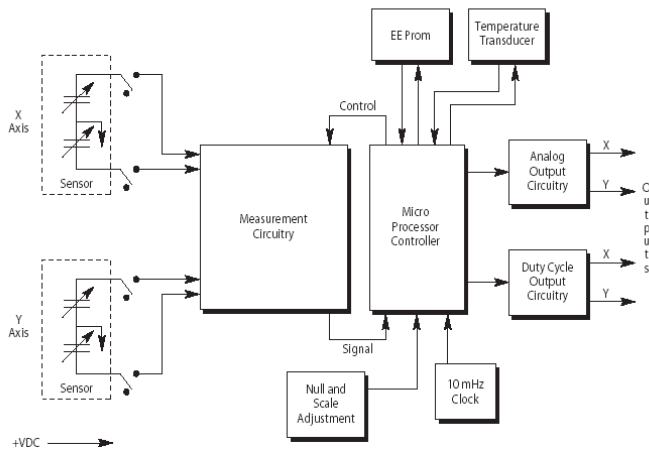
# AccuStar® II/DAS 20

## dimensions



Physically the sensor is composed of two hermetically sealed domes spaced about 1/8" apart. The lower, polyester plastic dome has 4 capacitive plates while the aluminum, upper dome acts as a ground. A fluid with a high dielectric constant is sealed within the dome sandwich, leaving an air bubble space about the size of a quarter. The bubble is centered at level position and will move from one side to the other as the device is tilted.

## dual axis block diagram



## ordering information

| Number       | Description            |
|--------------|------------------------|
| 02119011-000 | Clinometer w/case      |
| 02119111-000 | Clinometer w/standoffs |
| 09-01-1061A  | Mating Molex connector |

Note: Connector is recommended for model 02119011-000 (Clinometer w/case).



