

**DISEÑO DE UN SISTEMA INTELIGENTE PARA EL MONITOREO Y GESTIÓN DE SALUD
ESTRUCTURAL EN EL PUENTE UNETE – AGUAZUL (CASANARE)**

AUTORES:

Ludy Marinela Fajardo
María Paula Carreño
Sergio Lavao Osorio

PRESENTADO A:

Camilo Otálora, Ing, MSc



**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
BOGOTÁ D.C. 2021**

CONCEPCIÓN

1. Introducción

1.1 Planteamiento del problema, posibles usuarios y justificación

Colombia, por su ubicación geográfica, posee una topografía muy variada debido al gran número de montañas y cordilleras que la recubren como se puede observar en la Figura 1. Es por esta topografía que se necesita un gran número de puentes que logren conectar a las principales, medianas y pequeñas vías del país. El monitoreo periódico de estos puentes requiere de equipo capaz de percibir pequeñas alteraciones que comprometen el estado estructural del puente y que resultan imperceptibles para el humano, convirtiéndose en una labor costosa en tiempo y dinero. La falta de monitoreo ha dado como resultado que no se tenga un sistema de prevención óptimo y que un porcentaje notable de estos puentes puedan desplomarse sin previo aviso. Una problemática que se puede resolver con la llegada de nuevas tecnologías, sistemas eléctricos y electrónicos que facilitan la labor de monitoreo y sensorizado constante.

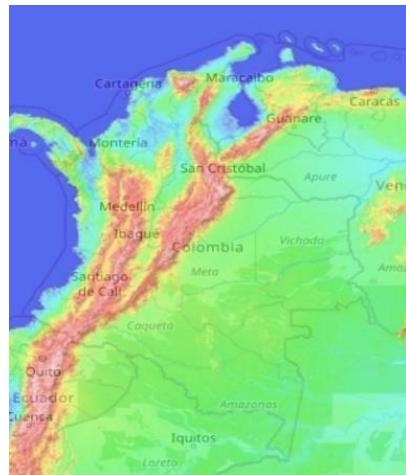


Figura 1. Mapa Topográfico de Colombia [1].

Los posibles clientes (usuarios) de este sistema enfocado a la gestión de puentes pueden ser entidades gubernamentales, tales como el INVIA (Instituto Nacional de Vías), o firmas de construcción que quieran instrumentar sus estructuras.

1.2 Antecedentes y estado del arte

En relación con los proyectos, trabajos y artículos enfocados hacia esta problemática, se ha analizado las posibles soluciones que se han planteado a lo largo del tiempo. En este punto se va a mencionar de una manera crítica y objetiva, solo haciendo énfasis a ellas en lo que a nuestra solución compete.

El primer artículo que a citar es “Diseño e implementación de una red de sensores para la adquisición de variables relacionadas con la vigilancia estructural de puentes.” **David Magín Flórez, Camilo Otálora Sánchez, Carlos Iván Páez** [2].

Presenta el diseño para una red sensorial enfocada a la vigilancia estructural de los puentes, el cual fue implementado en una estructura real en el viaducto Cesar Gaviria Trujillo, Risaralda, Colombia, obteniendo los resultados esperados. El correcto funcionamiento de su sistema da una noción sobre qué tipo de sensores se debe utilizar, mencionando tres en concreto. El Lineal Diferencial Transformer (LVDT), Acelerómetros piezoelectricos y los sensores de tipo Strain gauges, los cuales son utilizados para medir micro desplazamientos, deformaciones y vibraciones respectivamente. Cada uno de estos sensores corresponden a un Nodo Sensor que contribuyen a la detección de variables físicas [2].

Como fuente principal de alimentación se utilizó energía solar, obtenida mediante paneles solares, y como respaldo baterías tipo níquel-cadmio (NiCd) de 700 mAh para cada uno de los sensores con recarga autónoma. Cada Nodo Sensor posee un encapsulado metálico para aislarlo atmosférica y electromagnéticamente [2].

Por otro lado, en México, más exactamente en el estado de Veracruz se realizó un monitoreo a un puente atirantado con ciertas imperfecciones estructurales, sin embargo, es un puente de gran importancia dado a que interconecta el centro y el sur del país. Este es un gran ejemplo del cual se puede tomar cierta información dado a la geografía que se encuentra alrededor del puente es similar al problema que se está analizando, además de que es el primer puente monitoreado en tiempo real por el centro de monitoreo de puentes y estructuras inteligentes de la secretaría de comunicaciones y transporte [3].

Para el monitoreo de este puente se instalaron 24 medidores de deformación, 2 Acelerómetros, 8 inclinómetros, 1 censor de desplazamiento, 2 cámaras de video, una estación climatológica y una estación sísmica integrando un sistema de monitoreo continuo y en tiempo real con la ayuda de 94 celdas fotovoltaicas para la alimentación de este sistema. Todos los resultados y datos obtenidos por el conjunto de sensores son analizados para poder diagnosticar la salud del puente y realizar posibles predicciones en casos de colapso o algún otro daño mayor. Todos estos instrumentos se instalaron en tres fases principales, en primer lugar, se realizó la instalación de los paneles solares y las baterías que darían alimentación a el conjunto de sensores, en una segunda etapa se colocaron los dispositivos de adquisición de datos basados en sensores de fibra óptica, el cual consiste en 15 lazos que son muestrados por un interrogador SM-130-700 y un multiplexor SM-041-416 a una frecuencia de muestreo de 500 muestras por segundo. Lo anterior brinda una idea de cómo podrían ser instalados todos los dispositivos implementados en este proyecto [3].

Los sensores utilizados para la medición de la deformación del concreto fueron instalados en las placas y vigas del puente, y en las columnas que sostienen las semi-arpas del puente con una separación de 30 metros entre sí. Por otro lado, los acelerómetros se ubicaron en los tirantes del puente para así poder medir las aceleraciones en los ejes “X” y “Y”; además se colocaron inclinómetros en la parte superior de las torres para así poder tener un mayor espectro de vigilancia en cuanto a el movimiento e inclinación de la infraestructura dado a que con estos sensores se puede obtener información sobre un eje “Z”, lo que daría una noción sobre como poder monitorear los pequeños movimientos del puente a analizar en este documento [3].

Finalmente, el sistema de análisis y recolección de datos se ubicó en una columna a una altura de 12 metros dentro una caja térmica e impermeable [3].

Dada la gran cantidad de información recolectada en el puente “Río Papaloapan”, fue necesario el desarrollo de una estrategia de monitoreo dividida en tres categorías, donde la primera se basa en monitoreos locales comprendidos en la estructura local a través de los datos recolectados, en una segunda categoría se toman estrategias de monitoreo global donde se analiza información por grupos de sensores del mismo tipo, finalmente una tercera categoría denominada monitoreo de predicción en la cual se adopta una posición de predicción de fallo en la estructura con toda la información recolectada y una base de datos con documentación histórica en cuanto a eventos sísmicos, accidentes y sobrecargas vehiculares [3].

En la primera fase del monitoreo (monitoreo estructural), se obtuvo que los extensómetros son muy sensibles a el paso de vehículos y a las deformaciones del puente por cambios de temperatura generando amplitudes diferentes que se deben analizar por separado. Los acelerómetros, se dividen en dos grupos: el primero instalado en los tirantes y semi arpas y un segundo grupo instalado en las torres. Del primer grupo se obtuvo información necesaria para el cálculo de la tensión de los tirantes y las frecuencias naturales de los mismos. Para el segundo grupo, se obtiene las frecuencias naturales de las torres en dirección “X” y “Y”. En cuanto a los inclinómetros, se obtuvo información únicamente relacionada con cambios térmicos [3].

De lo anterior se puede poner en cuestión el uso de algunos sensores y su ubicación de acuerdo con los resultados obtenidos, sin embargo, estos resultados podrían dar algunas ideas del ruido o señales intrusas que pueden aparecer en la medición de los sensores implementados en la solución que presenta este documento.

2. Objetivo general y específicos

2.1 Objetivo general

Diseñar y fabricar un prototipo electrónico de sensorizado continuo enfocado a la gestión y monitoreo estructural del puente Únate Casanare

2.2 Objetivos específicos

- Realizar la caracterización digital de magnitudes físicas monitoreadas de manera análoga con rango de 60 dBs.
- Diseñar un sistema de alimentación para el conjunto de los sensores de monitoreo.
- Presentar la información digitalizada de manera organizada para que un usuario pueda hacer uso de esta.

3. Requerimientos de la solución

Se requiere un sistema de monitoreo de estructuras de puentes que cuente con 3 sensores análogos encargados de monitorear distintas variables físicas que afecten el bienestar de un puente.

El sistema debe ser capaz de digitalizar las señales análogas provenientes de cada uno de los sensores con un rango dinámico de al menos 60 decibeles. De igual manera, la información recolectada debe estar actualizada y disponible en cualquier momento.

Es fundamental facilitar la visualización de las señales; la información debe estar organizada de tal manera que observar el comportamiento de cada una de las variables físicas no sea una tarea difícil. Así mismo, se debe resaltar aquella información que se salga de los rangos del comportamiento normal.

Al estar expuesto a diversas condiciones naturales, el sistema debe ser duradero; los sensores deben estar seguros y cubiertos para evitar errores en la transmisión de información. Cada uno de los componentes del sistema deben ser versátiles y capaces de adaptarse a distintas condiciones y/o estructuras de puentes. En caso de daños, los componentes deben ser de fácil remplazo e instalación para no comprometer el monitoreo del puente por largos períodos de tiempo.

Como última medida es necesario no comprometer la seguridad de los componentes manejando una estética disimulada y de bajo perfil.

4. Marco teórico

Estructura de un puente:

La estructura de un puente se compone principalmente por una Superestructura y una Subestructura.

- **Superestructura:** Corresponde a los componentes estructurales que en conjunto conforman el tramo horizontal. Esta a su vez está compuesta por:
 - **Tablero:** Compuesto por elementos estructurales que soportan las cargas de los vehículos de forma directa [4].
 - **Estructura Portante:** Esta estructura se apoya en los extremos de la subestructura de manera que las cargas procedentes del tablero se transmitan a los estribos y/o pilas [5].
 - **Accesorios del Tablero:** Dan funcionalidad al puente además de brindar seguridad a peatones y vehículos [5].

- **Subestructura:** Tiene la función de transmitir las cargas de la superestructura a la cimentación de manera eficiente. Se conforma de:

- **Fundaciones:** Transmiten toda la carga al suelo dando origen a los asentamientos [5].
- **Estríbos:** Soportan la superestructura en los extremos del puente además de establecer la conexión entre terraplén y superestructura [5].
- **Pilares:** Son elementos de apoyo que conducen los esfuerzos de la superestructura hacia las fundiciones [5].

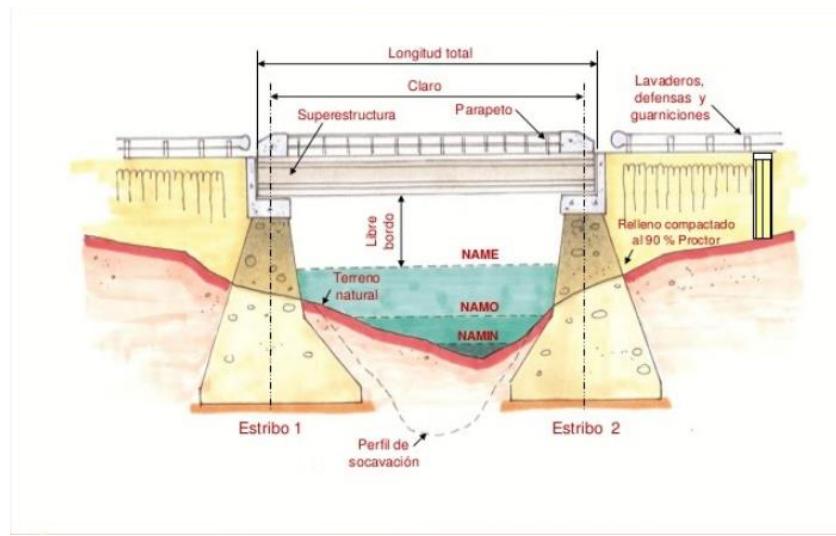


Figura 2. Estructura de un puente [6].

Galga Extensiometrica (Strain Gauges):

La galga extensiometrica es un sensor que mide la deformación, presión o carga bajo el concepto de efecto piezoresistivo en el cual se genera una variación en la resistividad eléctrica. La importancia de esta galga es que generalmente se utiliza en estructuras para medir tensiones entre dos puntos que se puede interpretar como la fatiga que la estructura ha sufrido a lo largo del tiempo [7].

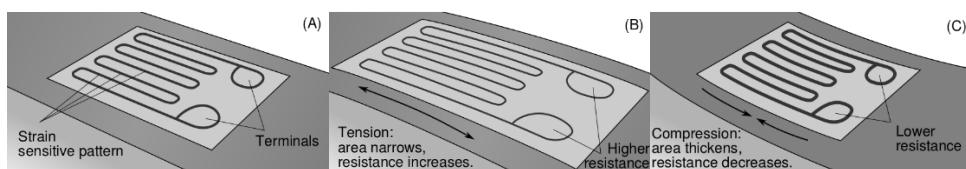


Figura 3. Concepto visual Galga Extensiometrica [7].

Socavación:

El nivel de agua suele ser un gran problema debido a la socavación que provoca que puede desembocar en consecuencias negativas para la estructura del puente. Para entender mejor este problema se debe aclarar conceptos básicos de socavación [8].

La socavación está asociada al aumento de la profundidad del cauce debido a un aumento del nivel de agua en el río además de estar relacionado con el transporte de materiales del lecho del río cuando hay inundaciones o crecientes. La socavación puede confundirse con la erosión dado a que tienen comportamientos similares, sin embargo, cuando ocurre una socavación en un cauce, este vuelve a recuperarse con el tiempo lo que es contrario a la erosión [8].

Por otra parte, la socavación está estrechamente relacionada con el fallo de los cimientos de un puente debido a que los puentes generan una reducción del ancho del cauce aumentando el caudal su velocidad, lo que produce socavaciones de varios metros y a su vez inestabilidad en los cimientos del puente. [8]

El estudio de la socavación en puentes se ha dividido en cinco componentes:

- Socavación no recuperable:

Es el cambio del fondo del cauce que se produce por muchos años. Esta profundización del cauce se produce gracias a fenómenos geomorfológicos que son acelerados por causas externas como la construcción de puentes. Para el control de esta socavación se debe hacer una investigación de la hidrología, geología, geomorfología e historia del cauce del río para poder establecer modelos de predicción [8].

Este tipo de degradación suele ser omitido en el cálculo de socavación ya que no es detectado y se asume como insignificante. El cambio dinámico del ambiente que rodea un río causa que su cauce se deforme además de modificar las características hidráulicas. Todos estos cambios tardan un gran tiempo en notarse, sin embargo, producen graves daños al completar todo el periodo de cambio [8].

- Socavación por aumento del caudal:

El aumento del cauce y velocidad de un río produce una socavación en poco tiempo (horas o días), pero se recupera cuando el nivel de la corriente baja. Este tipo de socavación es muy estudiada en el ámbito del monitoreo de puentes debido a que sus cambios son muy grandes y en poco tiempo [8].

- Socavación por contracción del cauce:

Al contraer el cauce de un río por construcciones externas como puentes, la velocidad aumenta considerablemente produciendo socavaciones importantes en la zona.

Algunos de los programas utilizados para el cálculo de la socavación producida por puentes son: WSPRO, HEC-RAS, BRI-STARS, entre otros. Los cuales ayudan y facilitan considerablemente el cálculo de este tipo de daños [8].

- Socavación local en los estribos:

Es una socavación adicional que se produce en los estribos de un puente. Esta perturbación se debe sumar a la causada por la contracción lo cual hace que el fondo del río se vea afectado y se debiliten los cimientos donde se apoyan los estribos [8].

- Socavación local en las pilas:

La interferencia de las pilas del puente genera turbulencias que hacen que aumente la profundidad del río donde se encuentran estas pilas [8].

Los anteriores puntos dan una visión general acerca de los problemas que puede causar la socavación del río en los puentes.

Temperatura:

La temperatura es una magnitud física descrita como el nivel de energía térmica que posee un cuerpo, o medio, en el cual las partículas que lo componen colisionan; estas micro colisiones transforman energía cinética en energía térmica [9].

La importancia de saber la magnitud de la temperatura en las estructuras es que da información acerca de la dilatación y contracción térmica de los materiales del puente que afectan la vida útil del mismo [10].

Adquisición de datos:

El proceso de digitalización de variables físicas se puede explicar de forma muy general a través del siguiente diagrama:

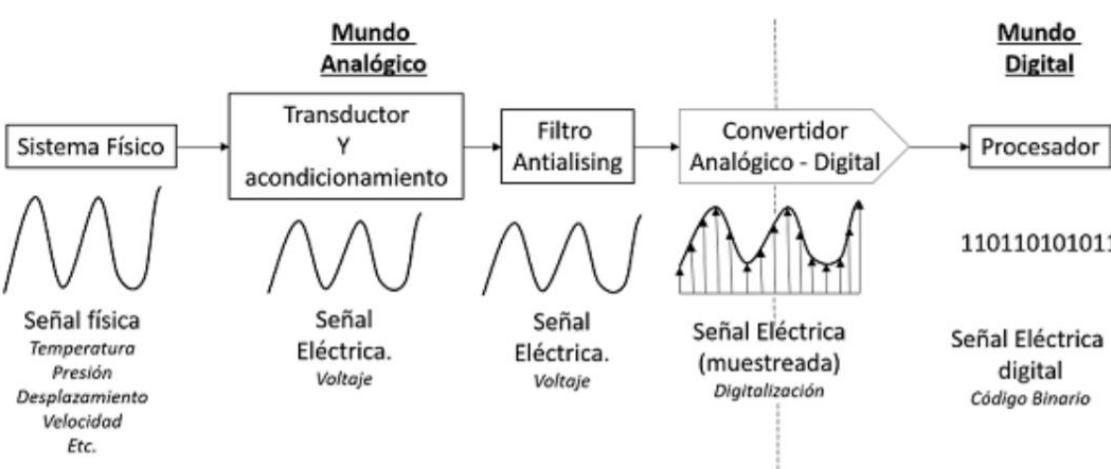


Figura 4. Sistema: Conversión análoga digital [11].

Conversión Análogo/Digital:

La conversión análogo digital es una herramienta de gran utilidad para traducir magnitudes físicas análogas en un lenguaje digital discreto que se pueda utilizar en sistemas electrónicos.

Estos sistemas se describen de la siguiente manera:

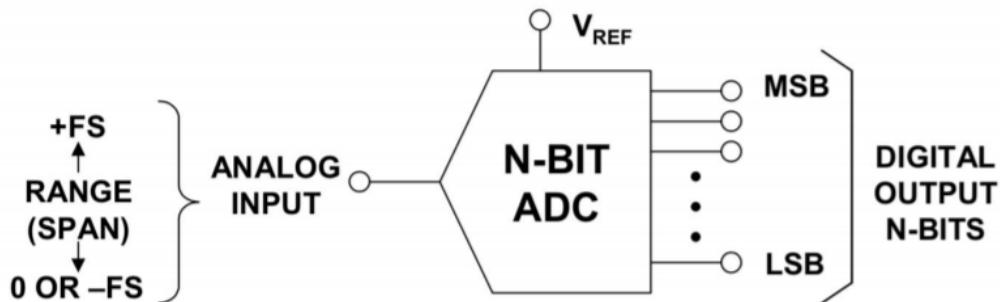


Figura 5: Descripción de un sistema conversor análogo digital [12].

Como se observa en la Figura 8. se tiene un rango de adquisición análogo que se representará en n bits después de realizar la conversión. Dentro de los conversores Análogo Digitales más utilizados se encuentran:

- Conversión AD por PWM.
- Conversión AD por Sobre muestreo
- Conversión AD Sigma Delta.

[12]

Sobremuestreo

El sobremuestreo se refiere a muestrear la señal a una tasa de muestreo muy por encima de la frecuencia de Nyquist, mediante esta técnica se mejora la primera representación de la señal de entrada, se debe tener en cuenta que esta no mejora la resolución ADC, sino que proporciona un numero de muestras mayor, lo que permite un seguimiento más preciso de la señal original. Por cada bit adicional de resolución la señal se debe muestrear 4 veces

$$f_{oversampling} = 4^n \cdot f_{nyquist}$$

Decimación

Esta viene de la mano con el sobremuestreo, se puede utilizar para aumentar la precisión de las mediciones, sin embargo se deben cumplir determinados criterios:

Sistema de generación solar.

Estos sistemas tienen como función transformar la energía solar en energía eléctrica. El sistema se suele componer de:

- Celdas fotovoltaicas (panel solar).
- Control (regulador de voltaje).
- Almacenamiento (baterías).

Las celdas fotovoltaicas o paneles solares consisten en dispositivos semiconductores de dos capas en los que incide la luz solar y genera un diferencial de voltaje capaz de conducir corriente a través de un circuito externo para realizar cualquier aplicación [13].

Las celdas fotovoltaicas están construidas a partir de silicio tratado y rebanado para obtener las celdas individuales, posteriormente se le añade boro si se desea un semiconductor tipo p o fósforo para un tipo n. Cada una de estas celdas produce aproximadamente 0.5 Voltios, sin embargo, se puede conducir más corriente si se tiene una mayor superficie de celda [13].

En aplicaciones comunes donde se necesita más de 0.5 Voltios se conectan los paneles solares en serie para así poder obtener un voltaje adecuado. Así mismo, se pueden conectar en paralelo para obtener más corriente. Todas estas conexiones se deben encapsular para absorber esfuerzos mecánicos y darle una mayor protección contra el medio; también se le añade un marco metálico para términos de montaje.

Para evitar que la energía almacenada en la batería se consuma por los paneles cuando se carece de luz solar se dispone de diodos de bloqueo; estos diodos a su vez evitan que se invierta el flujo de corriente en paneles conectados paralelamente cuando en uno de ellos haya más o menos sombra. Las curvas características para las celdas fotovoltaicas están asociadas con la representación de la relación entre la corriente o la potencia generada con el voltaje de los bordes del panel como se muestra la ilustración [13].

Por otra parte, las baterías son de gran importancia en este sistema puesto que son las encargadas de otorgar energía cuando el panel solar no está en funcionamiento. En las noches o en días nublados, las baterías son las encargadas de dar toda la energía para que los circuitos alimentados por ellas puedan tener un funcionamiento correcto. Por esta razón, las baterías tienen un semiciclo de carga y otro de descarga [13].

Para poder caracterizar una batería se deben tener en cuenta los siguientes aspectos:

- Capacidad: La capacidad, medida en Amper-Hora, da la información sobre el producto entre la corriente que descarga la batería y las horas de uso. Esta medida puede ayudar a calcular y caracterizar el modelo de la batería que se utilizará en un proyecto [13].

- Ritmos de carga y descarga: El ritmo de carga de una batería define la capacidad. Si el ritmo de carga aumenta la capacidad de la batería disminuye, por otro lado, la capacidad aumenta si disminuye el ritmo de descarga [13].
- Temperatura: El comportamiento normal de una batería se asume en una temperatura ambiente de 27 °C aproximadamente. En temperaturas bajas la capacidad de una batería disminuye significativamente y en temperaturas altas la capacidad aumenta. Los cambios de temperatura previamente mencionados disminuyen la vida útil de una batería [13].
- Profundidad de descarga: Describe la capacidad total de la batería sin que se realice una recarga [13].

5. Descripción de la solución propuesta

5.1 Descripción general de la solución

Luego de considerar las distintas variables que afectan el bienestar estructural de los puentes, se decidió optar por un sistema de monitoreo que se enfoqué principalmente en el censado de 2 de estas variables:

5.1.1 Inclinación de estribos y tablero:

Analizando algunas de las variables que causan el colapso de puentes, se notó que en reiteradas ocasiones se mencionaba que la inclinación de estribos y tableros de un puente hacen parte de los aspectos que causan más daño a la estructura, como es el caso del puente Tobasía, ubicado en las poblaciones Miraflores y Paez al sur oriente del departamento de Boyacá sobre el río Tobasía. Este puente fue construido en el año 2000 y colapsó en 2003 a causa de la socavación que se produjo en el estribo izquierdo y la pila central. La socavación hizo que los estribos del puente tengan un cierto grado de inclinación que posteriormente se resumiría en el colapso de estos. Por otro lado, en Inglaterra, el puente Ferroviario Tay colapsó el 28 de diciembre de 1897, 19 meses después de su apertura. Se manejaron muchas teorías alrededor de las causas que generaron el desastre y uno de las más aceptadas estaba dirigida al esfuerzo aplicado a la estructura producido por los fuertes vientos que coocaban con la zona central del puente donde se encontraba la parte más alta; este esfuerzo hizo que la estructura tuviese una inclinación estructural, concentrándose entre las vigas y las columnas, ocasionando el desplome de la estructura junto con el tren de pasajeros que circulaba con él. [14] Así mismo, el 27 de julio de 2019 el puente del río Catatumbo colapsó a causa de fuerte ráfaga de viento que hicieron que la estructura metálica tenga una fuerte inclinación lateral, causando así su destrucción. [15]

Por las causas ya mencionadas se ha decidido monitorear los grados de inclinación que puede tener la estructura de puente, centrando el análisis a la inclinación de los estribos y el tablero,

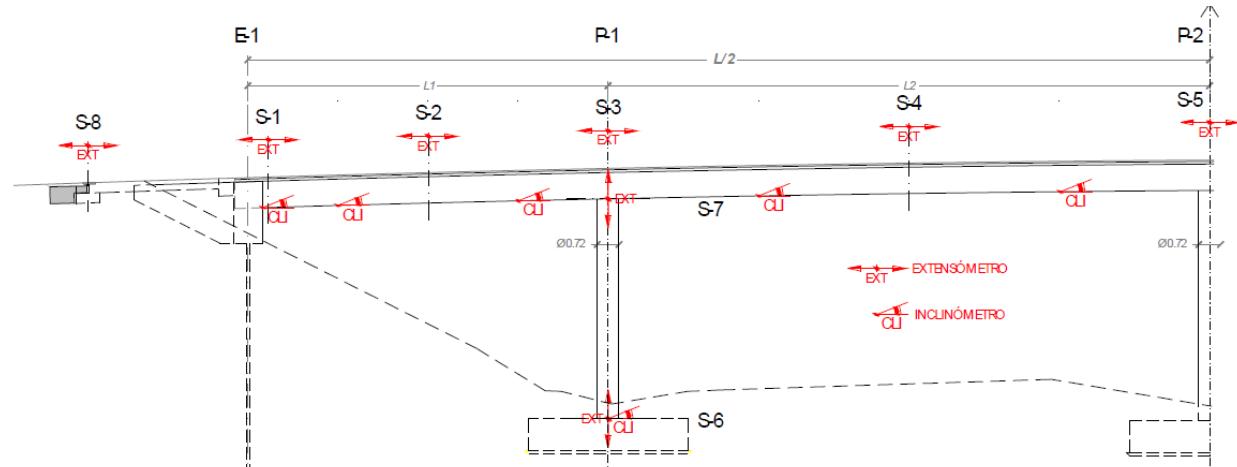


Figura 6. Disposición de sensores en autovía Ávila-Salamanca [16]

5.1.2 Fatiga:

Debido a las diferentes cargas dinámicas y estáticas que están presentes en la estructura a lo largo del tiempo, la fatiga es un factor de importancia. Cuando a fatiga en estructura de puentes nos referimos, basados en los estudios e investigaciones previas, la fatiga estructural se puede representar mediante Strain Gauges, usaremos como referente el puente de Naini en India, debido a que, de los 210 sensores presentes en la estructura, 80 fueron Strain Gauges los cuales fueron ubicados como se observa en la siguiente ilustración [17].

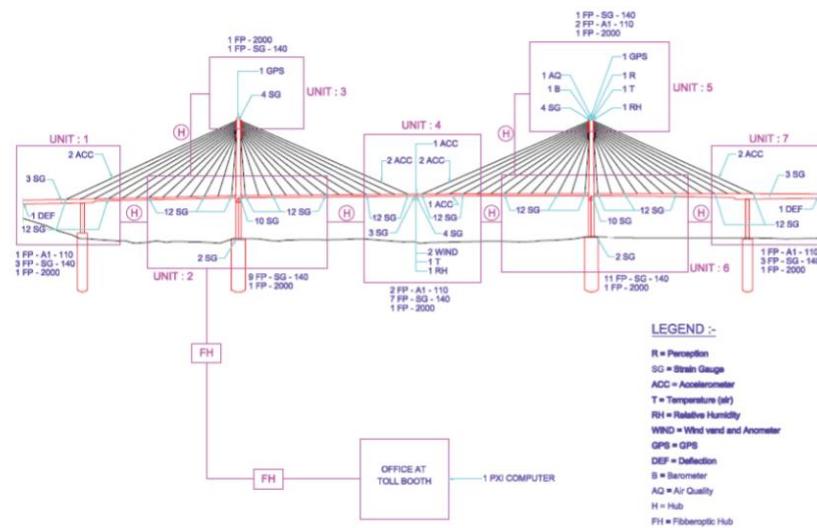


Figura 7. Ubicación de Strain Gauges puente de Naini India.

Como se observa en la Figura 7. Ubicación de Strain Gauges puente de Naini India.,

los sensores Strain Gauges (SG) están estratégicamente ubicados en el tablero del puente cerca

de su centro de masa, esto debido a que cuando la estructura sufre deformaciones, están tienden a flexionarse respecto al centro de masa, como se observa en la siguiente ilustración.

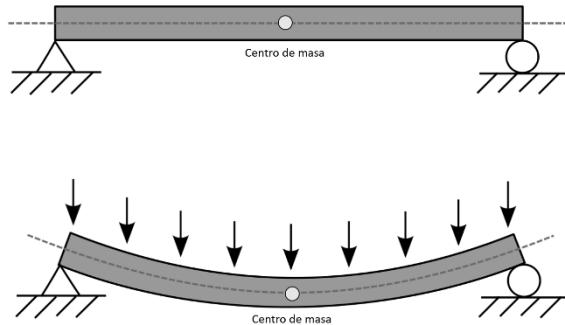


Figura 8 Deformaciones respecto del centro de masa

El efecto de las altas temperaturas afecta a las características de resistencia y de deformación, tanto del concreto como del acero, generándose incrementos de esfuerzos, causados por las dilataciones que son transmitidos a través de los nudos rígidos de la estructura. En consecuencia, estos efectos implican que el concreto sea cada vez menos resistente, y con capacidad reducida para deformarse antes de romperse por ello se decidió utilizar un sensor de temperatura y determinar a su vez si la estructura está presentando mayores deformaciones debido a la temperatura y ayudar a corregir los datos entregados por las strain gauge debido a su coeficiente de dilatación [25], estos sensores se colocaran cerca al tablero, siendo este la zona de mayor interés y ubicados estratégicamente para tener la misma incidencia de temperatura que los nodos strain gauge.

El sistema de monitoreo está basado en un modelo de adquisición de datos por nodos. Cada uno de los nodos está compuesto por un sensor responsable de medir una de las variables previamente mencionadas expresándola como una señal de voltaje, una fuente de alimentación que garantice el funcionamiento continuo, un sistema de filtrado, una conversión análogo-digital y un sistema de comunicación inalámbrico.

La alimentación del sistema se conformará por una celda fotovoltaica en compañía de una batería que permita el funcionamiento de los nodos durante el día y la noche.

Una vez la señal de voltaje es filtrada y digitalizada en cada uno de los nodos, esta será enviada para ser analizada en una estación de control.

5.2 Arquitectura de alto nivel

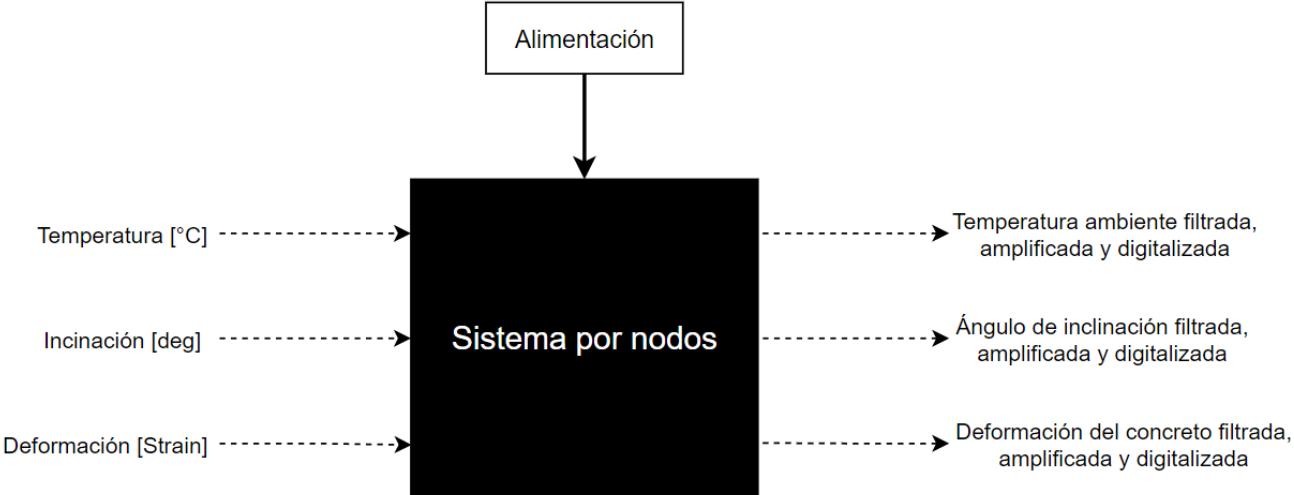


Figura 9. Arquitectura de alto nivel

Como se presenta en la anterior figura, el diagrama de caja negra del sistema presentaría 3 entradas de sensores las cuales corresponden a variables físicas como la temperatura, la inclinación y la deformación las cuales luego de pasar por el sistema se obtienen una señal digital, filtrada y amplificada, para que a partir de ellas se logre la estimar el comportamiento de las condiciones del puente

5.3 Diagrama de bloques.

En la siguiente figura se puede apreciar el diagrama de bloques del sistema de monitoreo.

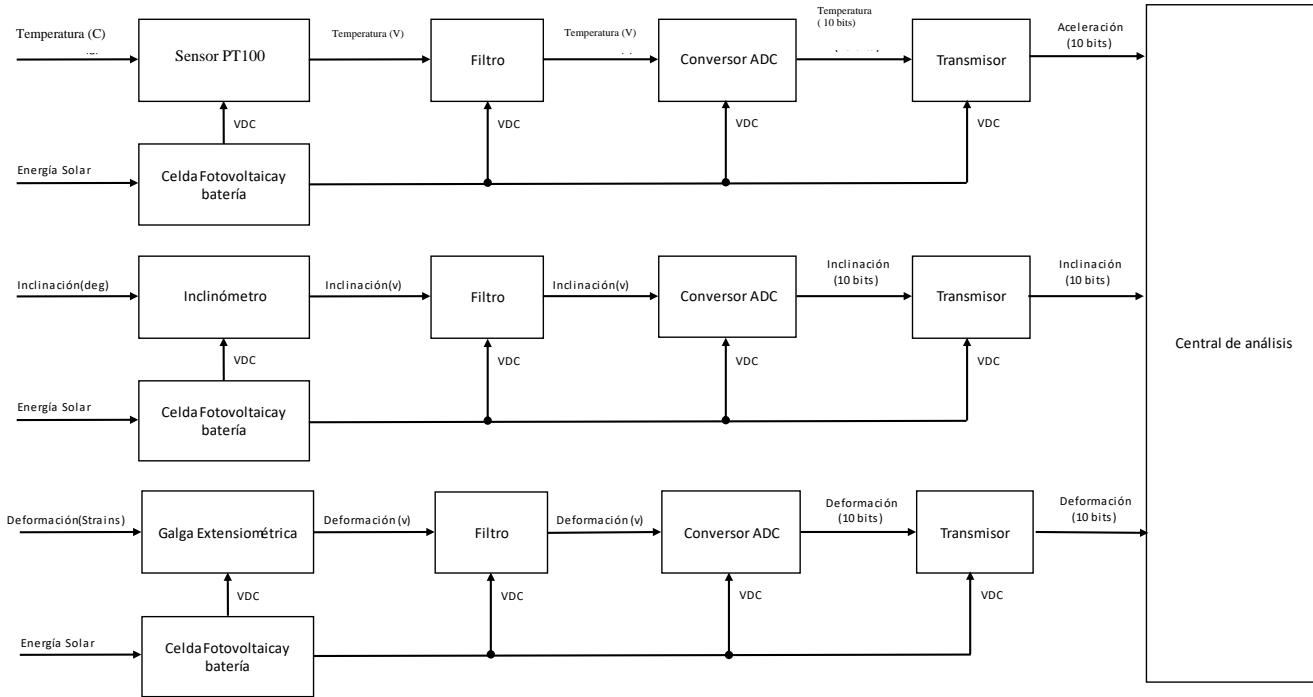


Figura 10. Diagrama de bloques.

Inclinómetro: Recibe una perturbación que causa que una capacitancia variable cambie el voltaje de la señal de salida. Este bloque tiene una entrada de voltaje resultante de la salida del bloque Celda fotovoltaica y batería que sirve de alimentación del sensor.

Galga extensiométrica: Recibe una variable física de deformación que afecta la resistencia cambiando el voltaje de la señal de salida. Este bloque tiene una entrada de voltaje resultante de la salida del bloque Celda fotovoltaica y batería que sirve de alimentación del sensor.

Sensor PT100: Recibe una variable física de temperatura que afecta la resistencia del material, cambiando el voltaje de la señal de salida. Este bloque tiene una entrada de voltaje resultante de la salida del bloque Celda fotovoltaica y batería que sirve de alimentación del sensor.

Filtro: Elimina señales de ruido que se encuentren fuera de los rangos de medida de cada uno de los sensores. Recibe energía del bloque celda fotovoltaica y batería

Conversor ADC: Convierte cada una de las señales análogas de entrada en una señal digital de 10 bits con un rango dinámico de 60bits, lo que permite eliminar datos que afectarían el análisis de las variables censadas. Recibe energía del bloque celda fotovoltaica y batería

Transmisor: Recibe la señal digitalizada del conversor ADC y es enviada a la central de análisis mediante un módulo XBEE. Recibe energía del bloque celda fotovoltaica y batería

Celda fotovoltaica y batería: Recibe la luz solar y la transforma en energía eléctrica mediante materiales semiconductores, esta energía carga una batería que alimenta el sensor, el filtro, el conversor ADC y el transmisor.

Central de análisis: Se encarga de procesar los datos provenientes de cada uno de los transmisores para que puedan ser analizados.

5.4 Especificaciones básicas del sistema

5.4.1 Inclinómetro SA103T-D40

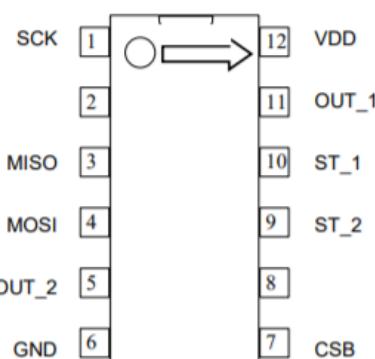
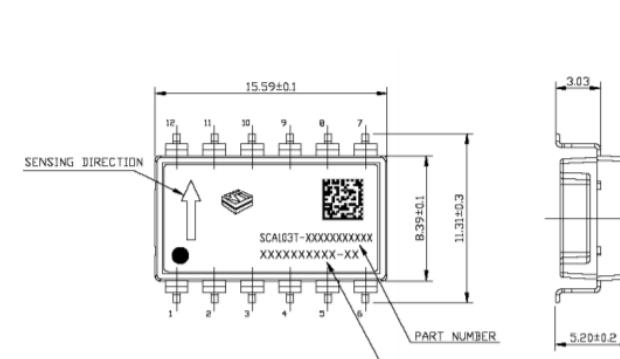
Inclinómetro SA103T-D40	
	
Características	
Número de ejes	1 eje
Rango Medición	-20° a 20°
Rango Temperatura de operación	-40°C a 125°C
Exactitud	± 0.001°
Dimensiones	0.048m*0.1m*0.06m
Masa	50 gr
Banda de funcionamiento	0 a 10 Hz
Consumo	4-5mA
Alimentación	4.75 – 5.25V
Descripción: Inclinómetro de eje único de alta precisión, combina una dependencia de temperatura extremadamente baja, alta resolución y bajo ruido junto con un robusto diseño de elemento sensor, para hacer del SCA103T una opción ideal para alta precisión instrumentos de nivelación. Insensible a las vibraciones debido a que tienen una detección excesivamente amortiguada además de soportar choques mecánicos de 20000 g.	

Tabla 1. Especificaciones inclinómetro

5.4.2 Galga extensiométrica KFH-20-120C1

La elección de la galga extensiométrica que se ilustra en la siguiente tabla está basada en los estudios realizados por la universidad de Lyon I, en el cual ponen a prueba esta galga extensiométrica en condiciones extremas, a altas presiones, temperaturas y en diferentes superficies de materiales, en los cuales se encuentran concreto permeable y concreto poroso [18].

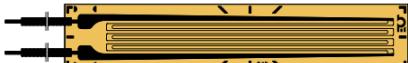
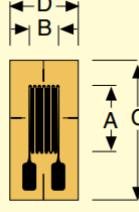
Galga extensiométrica KFH-20-120C1	
	 <div style="background-color: #ffffcc; padding: 5px;"> Dimensions Key: GRID A: Active gage length B: Active gage width CARRIER C: Matrix length D: Matrix width </div>
Características	
Resistencia nominal	120Ω
Tolerancia	0.35%
Rango Temperatura de operación	-10°C a 155°C
Voltaje máximo	7V
Factor de galga	2
Dimensiones	(20*3.0*25.2*4.8) mm
Banda de funcionamiento	0 a 50 Hz
Rango de medición	20000 - 25000 (μ Strain) dilatación y contracción
Descripción: Se hace uso de estos sensores para poder medir y hacer seguimiento de las grietas presentes en la estructura del puente, debido a que este dispositivo puede brindar un informe de manera precisa ante un pequeño cambio en el tamaño de estas.	

Tabla 2. Especificaciones galgas extensiométrica.

5.4.3 Sensor de temperatura PT100

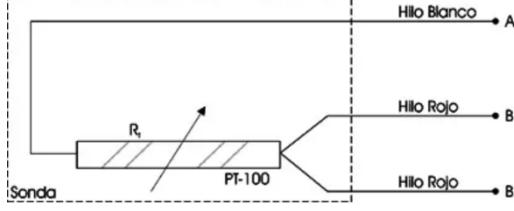
Sensor de temperatura PT100	
	
Características	
Resistencia	100Ω @ 0°C / 109.74 Ω @ 25°C / 146.06 @ 120°C
Modo de conexión	3 hilos
Corriente de excitación	0.18mA (0.1-2mA)
Rango de medición	-100°C a 400°C
Banda de funcionamiento	0 a 10 Hz
Exactitud	0.5°C
Descripción: Es un detector de temperatura resistivo, es decir, un sensor de temperatura cuyo principio de medición es la variación de la resistencia de un conductor en función de su temperatura, se trata de una bobina de platino con valor de 100 Ohms a 0°C y un coeficiente positivo de temperatura, lo que quiere decir, que su valor nominal se incrementa como consecuencia del aumento de la temperatura. Se hará uso de este para poder determinar la exposición de los materiales del puente y determinar tanto la fatiga como posibles errores en la medición de la galga.	

Tabla 3 Especificaciones sensor PT100

5.5 Restricciones del sistema.

Dentro de las restricciones del sistema, se encuentran:

Nodo Inclinómetro			
Especificaciones	sensor (SST 400)	Batería (KB1250F1)	Celda fotovoltaica (Spectralite 5)
Dimensión	0.048m*0.1m*0.06m	0.09m*0.07m*0.101 m	0.12m*0.24m
Rango	-20° a 20°	-	-
masa	50 gr	1.8 kg	2gr
Rango de temperatura	-25 a 85°C	-10 a 60°C	-

Tabla 4. Nodo inclinómetro

Nodo Strain Gauge			
Especificaciones	Sensor (KFH-20-120C1)	Batería (Panasonic NiCD)	Celda fotovoltaica (Spectralite 5)
Dimensión	20mm*5mm*1mm	0.02m*0.05m*0.05 m	0.12m*0.24m
Impedancia	120Ohm	-	-
Masa	2 gr	5gr	2gr
Rango de temperatura	-75 a 200°C	-10 a 80°C	-

Tabla 5. Nodo Strain Gauges

Nodo Inclinómetro			
Especificaciones	sensor (PT100)	Batería (KB1250F1)	Celda fotovoltaica (Spectralite 5)
Dimensión	0.048m*0.1m*0.06m	0.09m*0.07m*0.101 m	0.12m*0.24m
Rango	-100°C a 400°C	-	-
Corriente	0.18mA (0.1-2mA)	1.8 kg	2gr
Rango de temperatura	-100°C a 400°C	-10 a 60°C	-

Tabla 6. Nodo Temperatura

6. Acondicionamiento de señales.

6.1 Galga extensiométrica

GAGE PATTERN Leads not shown	MODEL NO. Pkg of 10	NOM. RESIS- TANCE (Ω)	DIMENSIONS mm (inch)				MAX V* (Vrms)	TEMP COMP	TERMINATION AND LEAD LENGTH					
			GRID		CARRIER									
			A	B	C	D								
Shown actual size, 20 mm	20 mm GRID													
		KFH-20-120-C1-11L1M2R	120	20 (0.79)	3.0 (0.12)	25.2 (0.99)	4.8 (0.19)	7	ST	Two 1 m leads				
		KFH-20-120-C1-11L3M3R	120					7	ST	Three 3 m leads				
SPECIFICATIONS														
Strain Gage Construction							Foil strain gage with embedded measuring grid							
Measuring Grid							Constantan 3.8 or 5 (150 or 197), depending upon strain gage type							
Material														
Thickness														
Carrier														
Material							Polyimide 45 ± 10 (1.772 ± 394)							
Thickness														
Connections							PTFE wire, Ø - 0.051 mm ² , approximately 50 mm long, connected to AWG 28 ribbon cables (PVC insulated) through solder sleeves in 2- or 3-wire configurations							
Nominal Resistance¹			Ω		120 or 350 depending upon gage									
Resistance Tolerance¹			$\%$		±0.35									
with 0.6 mm and 1.5 mm grid length			$\%$		±1									
Gage Factor					approximately 2 (stated on package)									
Gage Factor Tolerance			$\%$		±1									
with 0.6 mm and 1.5 mm grid length			$\%$		±1.5									
Temperature coefficient of gage factor			1/K [1/°F]		(115 ± 10) × 10 ⁻⁶ [(64 ± 5.5) × 10 ⁻⁶]									
Nominal value of gage factor temperature coefficient					Specified on each package									

$$\varepsilon_a = \text{Strain}$$

$$\sigma_a = \text{Stress}$$

$$S = \text{Strain Gage Factor}$$

$$\varepsilon_{\text{amax}} = 500\mu \pm 2\%$$

$$S = 2$$

$$R = 120\Omega$$

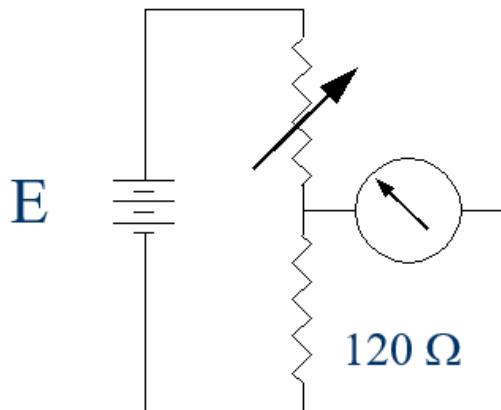
$$\frac{\Delta R}{R} = S\varepsilon_a$$

$$\Delta R = S\varepsilon_a R$$

$$\Delta R = (120\Omega)(2)(500\mu)$$

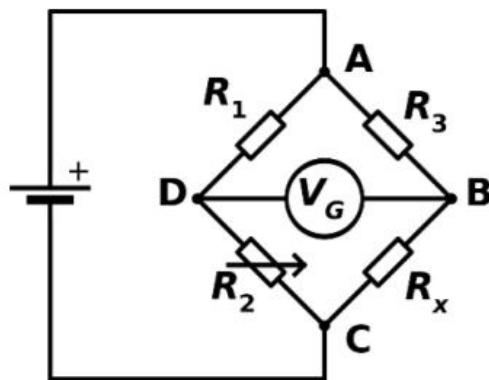
$$\Delta R = 210\text{m}$$

Montaje 1



En este montaje se tiene un grave problema de consumo, por ende, no se puede utilizar.

Montaje Puente de Wheatstone.



$$V_G = V_S \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_x}{R_x + R_3} \right)$$

Se tiene un valor referencia en el ADC de 2.5V y una fuente de 5V, la resistencia de la galga sin resistencia es de 120Ω, por ende;

$$0 = 5V \left(\frac{120\Omega}{120\Omega + 120\Omega} - \frac{120\Omega}{120\Omega + 120\Omega} \right)$$

Amplitud máxima de voltaje diferencial

$$5V \left(\frac{120 \cdot 12\Omega}{120\Omega + 120 \cdot 12\Omega} - \frac{120\Omega}{120\Omega + 120\Omega} \right) = 1.25m[V] \text{ Pico.}$$

1000[V/V]

Magnitud requerida en banda de paso

$$20\text{LOG}(1000) = 60\text{dB}$$

6.1.1 Diseño circuitual de filtrado y acondicionamiento (Galga extensiométrica)

El diseño se divide en 2 etapas, 1 de amplificación, donde se empleará un amplificador instrumental con ganancia de 101V/V, y una de filtrado con topología MFB (Multiple Feed Back) empleando un solo amplificador.

- **Etapa amplificación**

Para la etapa de amplificación se utilizará el amplificador instrumental INA333AIDGKT, a continuación, se pueden observar sus especificaciones.

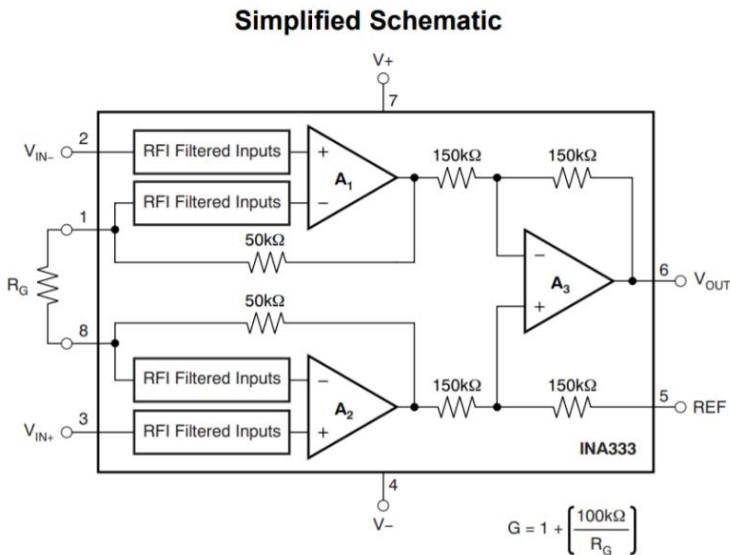


Figura 11 Diagrama esquemático INA333

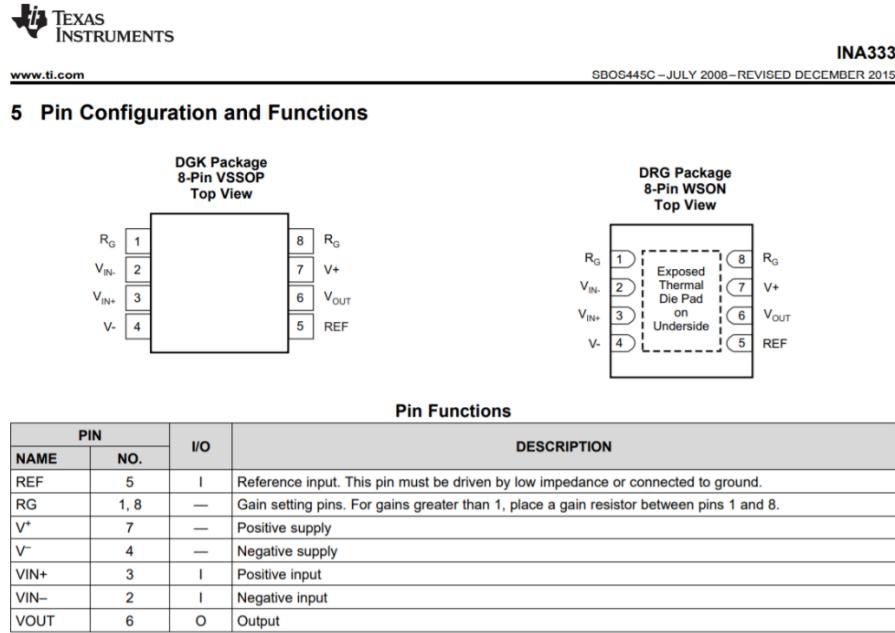


Figura 12. Pines INA333.

Con una resistencia RG de 100Ohm (Valor de resistencia comercial), es posible obtener una ganancia de 101V/V.

- **Etapa Filtrado**

Haciendo uso de la herramienta de Matlab Analog filter design se crea el modelo del filtro analógico de segundo orden con una ganancia de 20dB en la banda de paso, y se empleará el amplificador del MCP604 como se muestra en la siguiente figura.

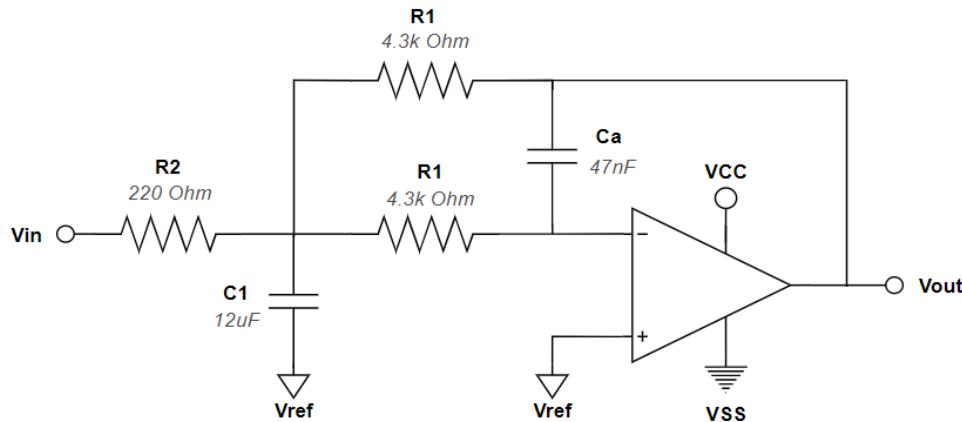


Figura 13 Filtro analógico etapa de filtrado Lowpass Galgas extensiométricas

Para el filtro de segundo orden solo es necesaria una etapa. Los valores de los componentes y especificaciones utilizadas en el diseño anterior se encuentran en la siguiente tabla:

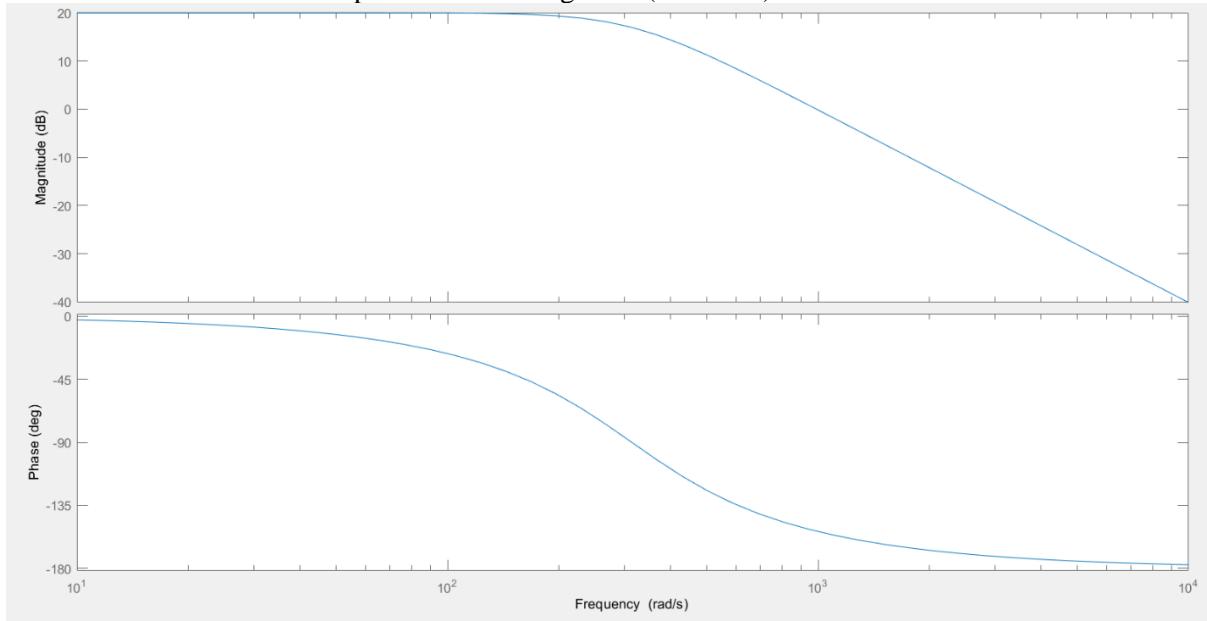
<i>Filtro antialiasing Galga extensiométrica</i>	
<i>Orden</i>	2
<i>Configuración</i>	Multiple Feedback
<i>Frecuencia de corte</i>	50Hz
<i>Ganancia</i>	20 dB
<i>Tipo</i>	Butterworth

<i>Componentes del filtro</i>	
<i>R1</i>	4.3kΩ
<i>R2</i>	220Ω
<i>C1</i>	12uF
<i>Ca</i>	47nF
<i>OPA</i>	MCP604

De acuerdo con lo anterior se obtiene la siguiente función de transferencia de segundo orden:

$$\frac{3.95M}{s^2 + 0.8ks + 394k}$$

Al graficarla la función de transferencia de la ecuación se obtienen las siguientes gráficas correspondientes a la respuesta de magnitud y fase.



6.1.2 Diseño Antialiasing, Análisis de bloques sobremuestreo y decimación (Simulink) (Galga extensiométrica)

- **Calculo frecuencia sobremuestreo**

Se muestra a continuación la ecuación para calcular el orden del filtro, como requerimiento el orden del filtro debe ser 2, por lo tanto, podemos despejar Fs que corresponde a la frecuencia de muestreo.

$$M = \frac{DR}{6 * \log_2 \left(\frac{f_s}{2f_a} \right)}$$

Donde;

Pendiente=dB/Octava

M=Orden de filtro (2)

DR=Rango Dinamico (60dB)

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

fa=Frecuencia de corte (50Hz)

$$2 = \frac{60}{6 * \log_2 \left(\frac{f_s}{100} \right)} ; f_s = 2^5 * 100$$

$$f_s = 3.2 \text{kHz}$$

$$f_{os} = 6.4 \text{kHz}$$

Para el oversampling, necesitamos multiplicar por una constante k la frecuencia de Nyquist, teniendo entonces que el valor de k estaría dado por: $f_{OS} = kf_s$

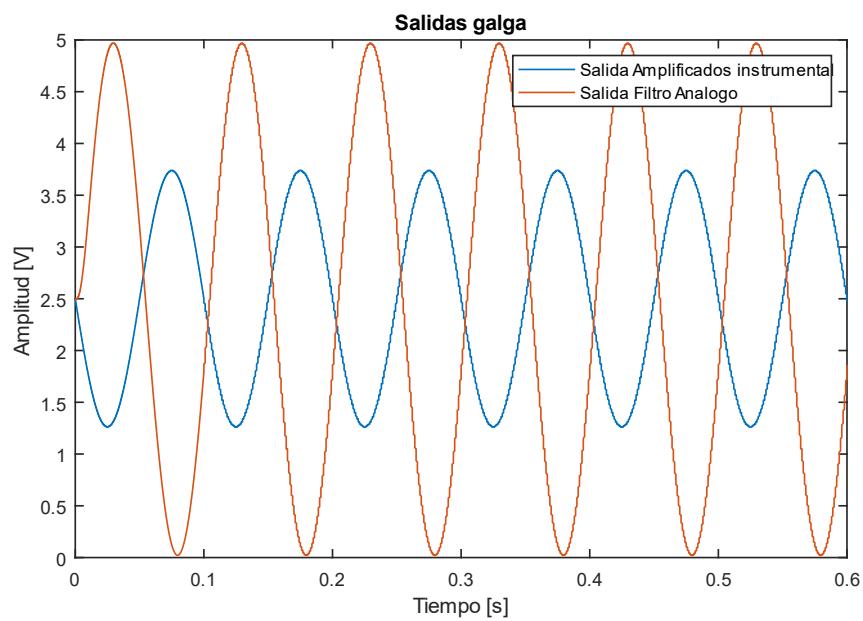
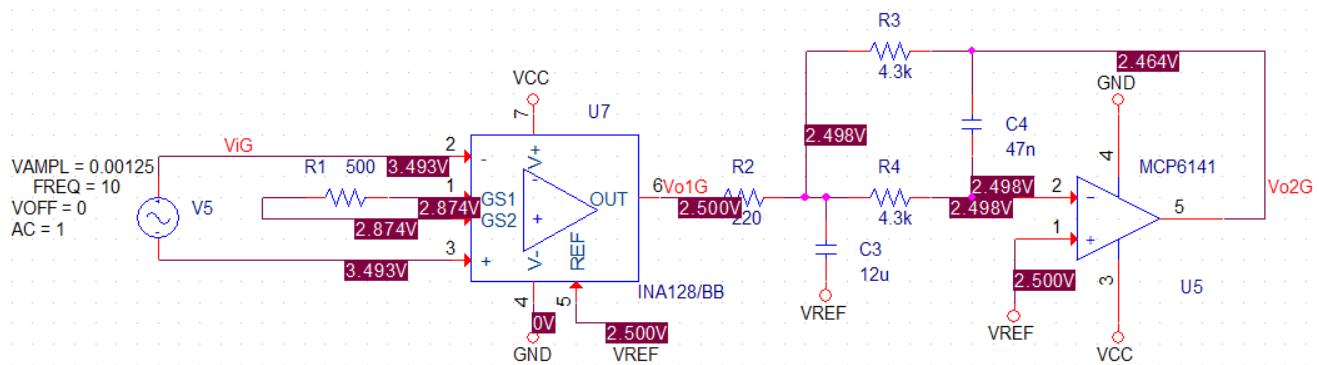
$k \in \mathbb{Z}$

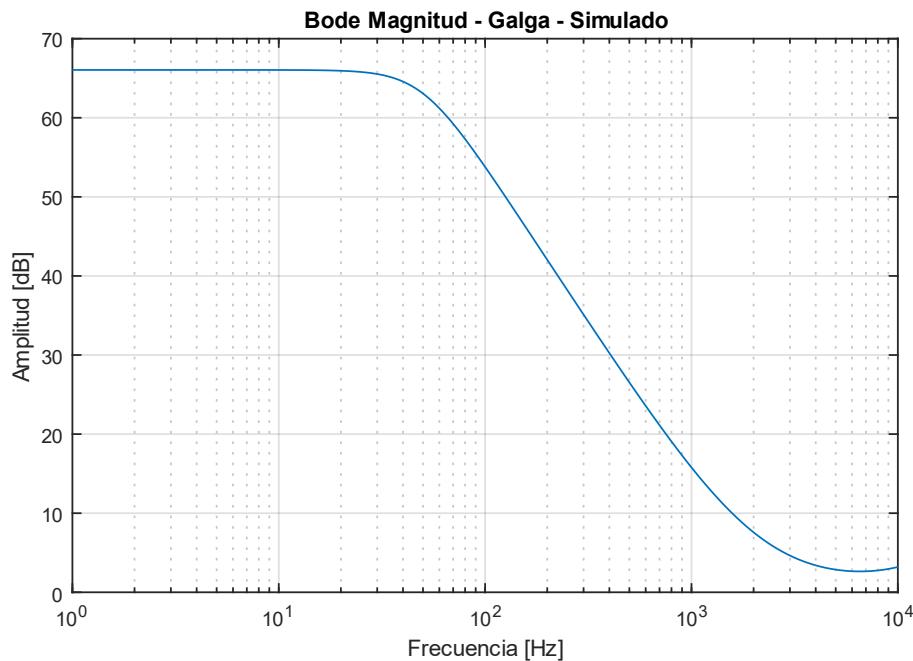
$k \approx 64$

Debemos muestrear a 64 veces $F_s = F_{Nyquist}$ si queremos tener esta resolución después del Oversampling.

6.1.3 Simulaciones circuituales

6.1.3.1 ORCAD





6.2 Inclinómetro.

Para obtener una señal dentro de los requerimientos establecidos (>60 dB de rango dinámico y $\pm 5^\circ$), Para la elaboración de la electrónica de adquisición se tomó la entrada diferencial del sensor SCA103T que va desde -5V a 5V como se muestra en la siguiente figura.

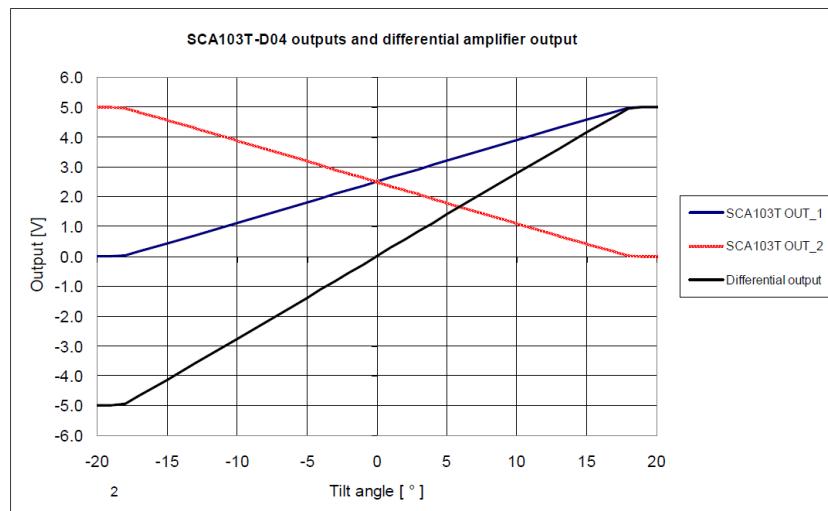


Figura 14 voltaje de salida sensor ACA103T

sin embargo, solo se tomó un rango de -1.5 a 1.5v que son resultado de -5° y 5° respectivamente. Para definir la ganancia del sistema se estableció como referencia 2.5v debido a las restricciones de l procesador, a partir de esto se realizó el siguiente cálculo.

$$\frac{V_{\text{maximo}}}{1.5} = \frac{5}{1.5} = 3.33$$

$$3.33 - 2.5 = 0.83$$

$$0.83 * 2 = \frac{1.66V}{V}$$

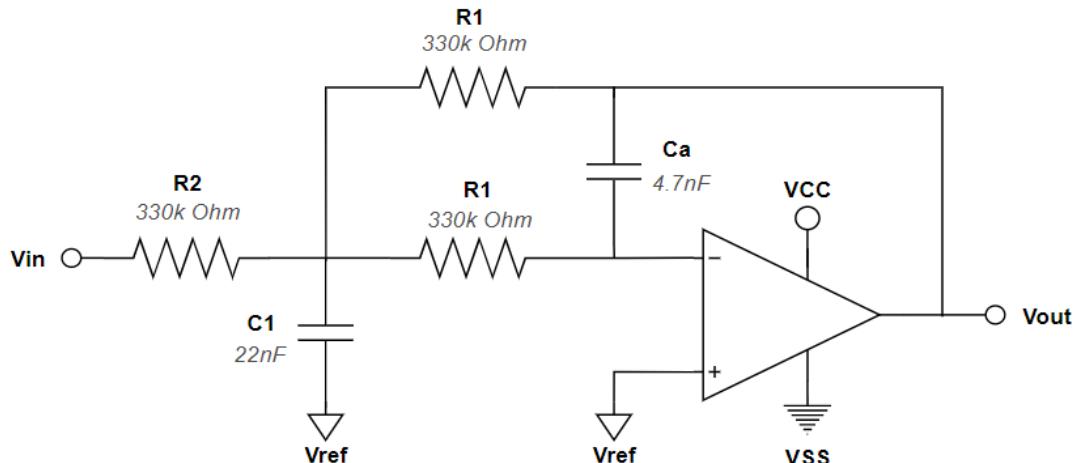
Lo anterior resulta de calcular la ganancia con el voltaje máximo (5v) y el valor de la salida del sensor, a este valor se le resta el valor de referencia (2.5) y este resultado se multiplica por dos para calcular la amplitud total, lo que da como resultado una ganancia de 1.66.

Una vez hecha la etapa de ganancia, se procedió a realizar una etapa de filtrado, para ello se hizo uso de la herramienta digital de Texas instruments, donde se estableció una ganancia de 0db, una frecuencia de corte de 10 Hz dada por los requerimientos y una frecuencia de muestreo de 113.3 Hz producto de la siguiente ecuación.

6.3 Diseño circuitual de filtrado y acondicionamiento (Inclinómetro)

El diseño consta de una etapa, en la que se realizará amplificación y filtrado, se empleará un filtro analógico de topología MFB (Multiple Feed Back) empleando un solo amplificador.

Haciendo uso de la herramienta Filter Design de Texas se crea el modelo del filtro analógico de segundo orden con una ganancia de 4.4dB en la banda de paso, y se empleará el amplificador del MCP604 como se muestra en la siguiente figura.



Para el filtro de segundo orden solo es necesaria una etapa. Los valores de los componentes y especificaciones utilizadas en el diseño anterior se encuentran en la siguiente tabla:

<i>Filtro antialiasing sensor Inclinómetro</i>		<i>Componentes del filtro</i>	
<i>Orden</i>	2	<i>R1</i>	330kΩ
<i>Configuración</i>	Multiple Feedback	<i>R2</i>	330kΩ
<i>Frecuencia de corte</i>	50Hz	<i>C1</i>	22nF
<i>Ganancia</i>	20 dB	<i>Ca</i>	4.7nF
<i>Tipo</i>	Butterworth	<i>OPA</i>	MCP604

De acuerdo con lo anterior se obtiene la siguiente función de transferencia de segundo orden:

$$\frac{98.696k}{s^2 + 444.288s + 98.696k}$$

Al graficarla la función de transferencia de la ecuación se obtienen las siguientes gráficas correspondientes a la respuesta de magnitud y fase.

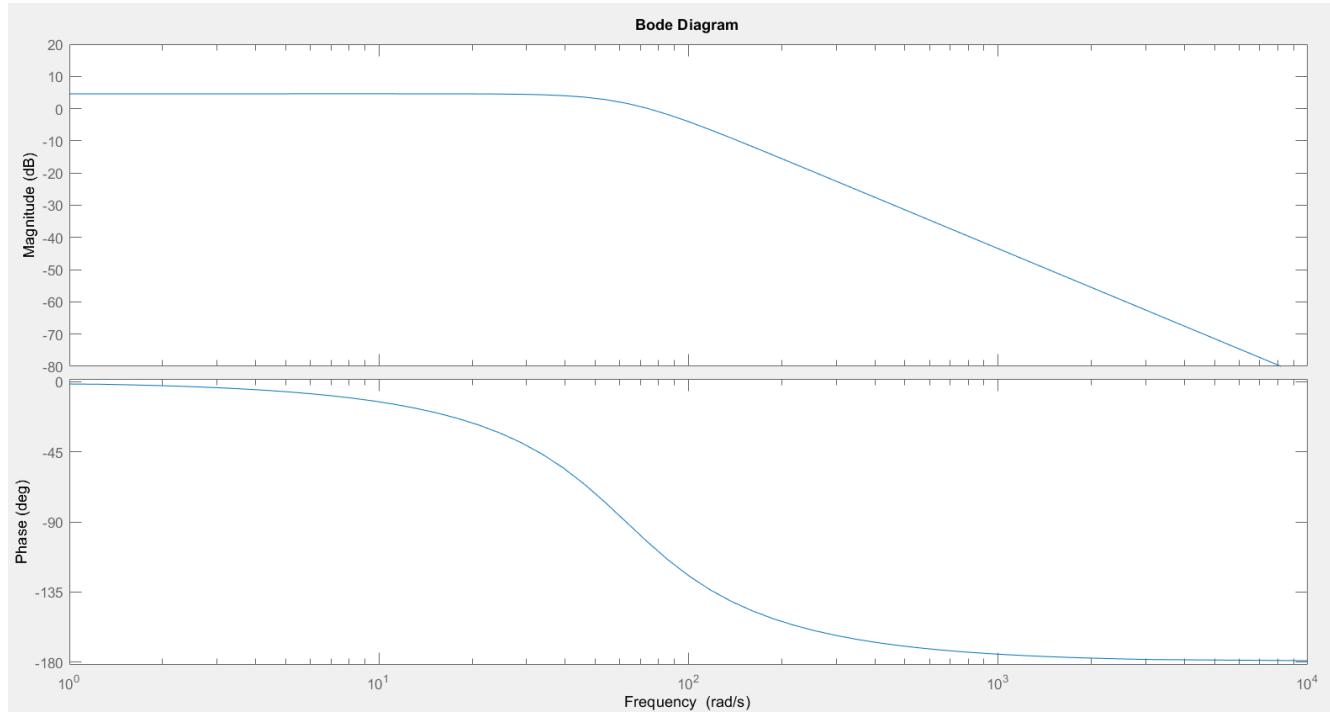


Figura 16 Magnitud y fase de circuito de acondicionamiento de inclinómetro

De las anteriores figuras se puede apreciar que el comportamiento es el deseado debido a que en magnitud de se tiene 4.4 dB y en ganancia 1.66v, además de ello se tiene -3db en la frecuencia de corte deseada (10Hz).

- **Calculo frecuencia Sobremuestreo**

Se muestra a continuación la ecuación para calcular el orden del filtro, como requerimiento el orden del filtro debe ser 2, por lo tanto, podemos despejar F_s que corresponde a la frecuencia de muestreo.

$$M = \frac{DR}{6 * \log_2 \left(\frac{f_s}{2f_a} \right)}$$

Donde;

Pendiente=dB/Octava

M=Orden de filtro (2)

DR=Rango Dinámico (60dB)

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

f_a =Frecuencia de corte (50Hz)

$$2 = \frac{60}{6 * \log_2 \left(\frac{f_s}{100} \right)} ; \quad f_s = 2^5 * 100 \\ f_s = 3.2kHz \\ f_{OS} = 6.4kHz$$

Para el oversampling, necesitamos multiplicar por una constante k la frecuencia de Nyquist, teniendo entonces que el valor de k estaría dado por: $f_{OS} = kf_s$

$k \in \mathbb{Z}$

$k \approx 64$

Debemos muestrear a 64 veces $F_s=FNyquist$ si queremos tener esta resolución después del Oversampling.

6.3.1 Simulaciones circuitales (Inclinómetro)

6.3.1.1 ORCAD

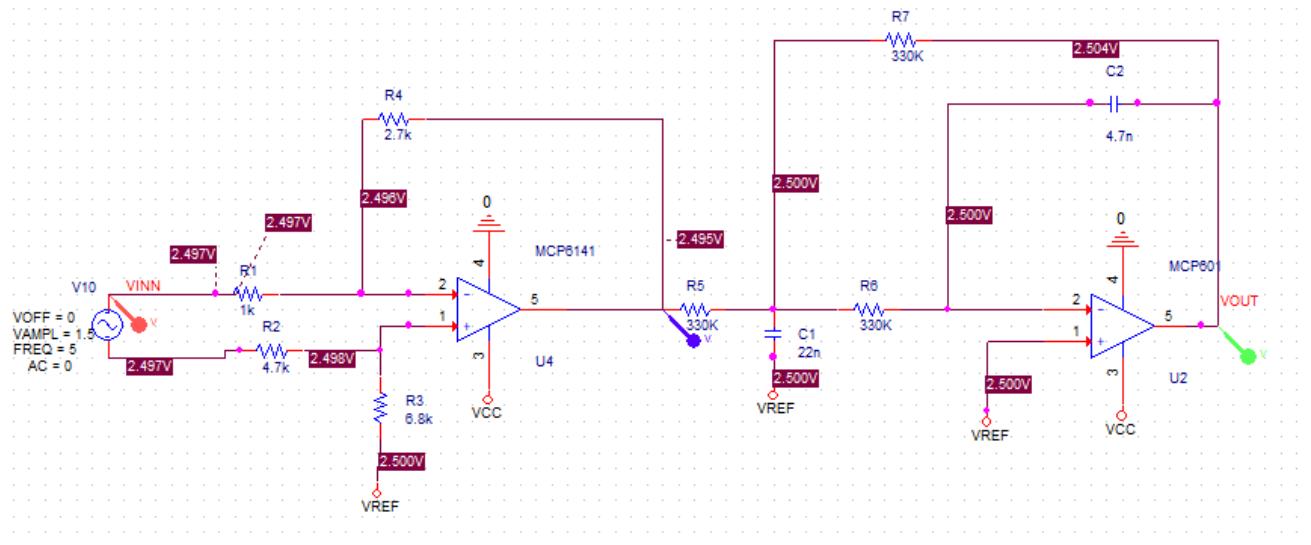


Figura 17 Esquemático filtro analógico inclinómetro

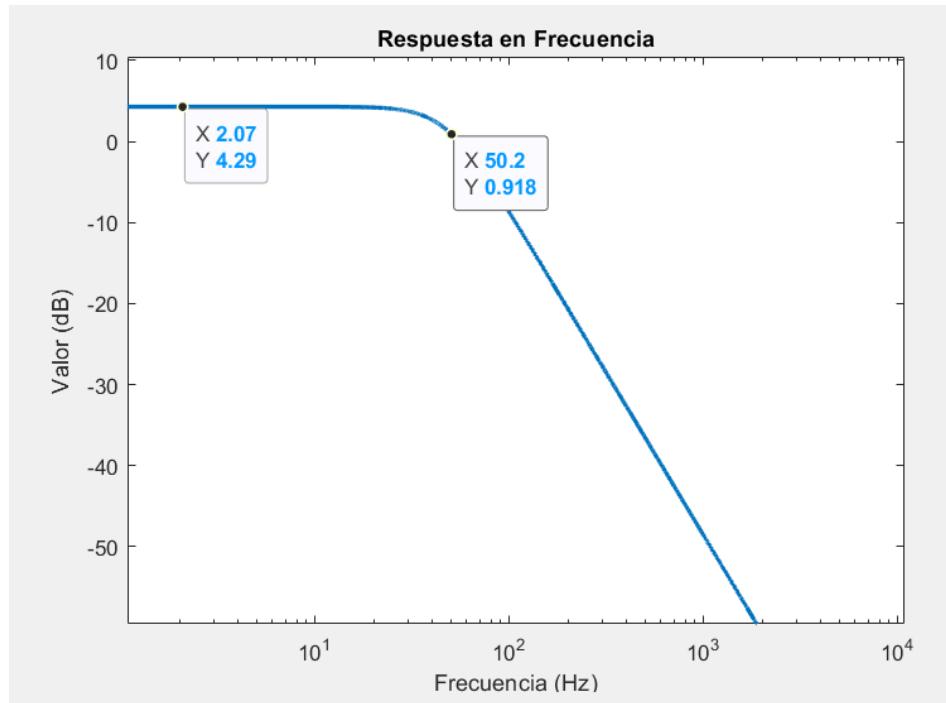


Figura 18 Respuesta en frecuencia de magnitud

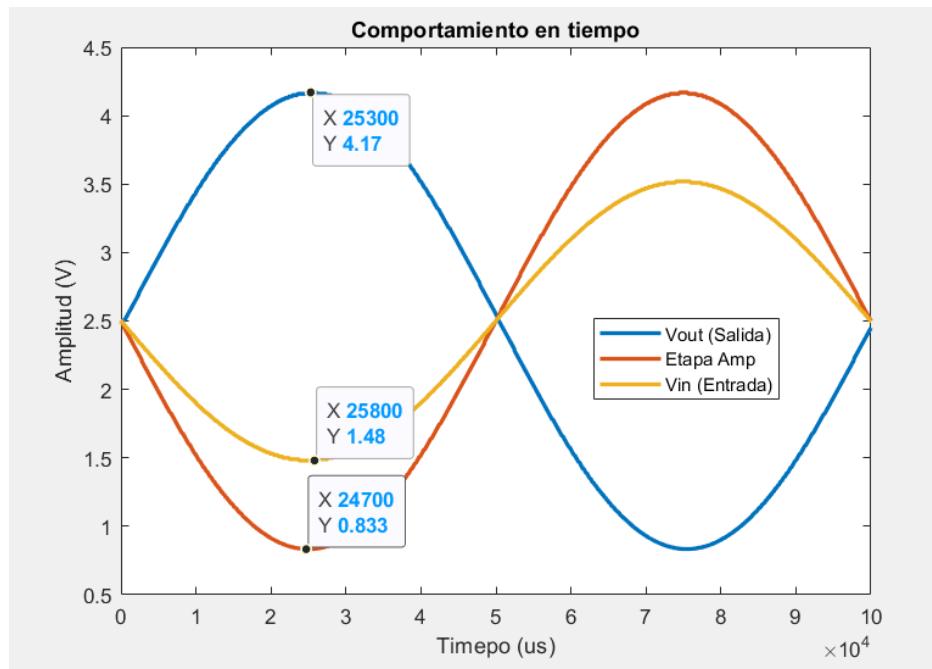


Figura 19 Comportamiento en tiempo de la respuesta del filtro

En esta imagen se puede apreciar que hay un voltaje de referencia en cada una de las etapas. Este voltaje logra centrar la señal en 2.5v para cumplir el requerimiento del procesador.

Por otra parte, se escogió el amplificador SLG88103 que permite tener un manejo de -1.5 a 1.5 v y en modo diferencial permite una entrada de 5.5vdc. este amplificador tiene un ancho de banda de 10khz y una alimentación de 1.7 a 5.5 V según de especificaciones que se encuentran en los archivos adjuntos.

Para escoger los capacitores se tomó en cuenta el coeficiente de temperatura para que su valor no sea susceptible a cambios, para ello se escogió COP/NP0 para los capacitores de 120nf, 47nf y 56nf puesto que esta referencia es usada en sistemas de filtrado donde la precisión y la baja distorsión es mínima. Para el capacitor de 820nf se usó un coeficiente de temperatura X5R que también permite tener baja distorsión y es altamente usado en sistemas de filtrado.

Para la resistencia se escogió un coeficiente de temperatura de +25ppm/°C puesto que esto permite que la resistencia no cambie de valor si hay cambios en la temperatura, además de ello se escogieron resistencias con una tolerancia del 1% para que la ganancia no se vea afectada la ganancia.

En la siguiente tabla se muestra los componentes con su referencia.

Luego de haber diseñado el filtro, se analizó su comportamiento para poder encontrar el rango de ruido que puede entrar al circuito sin alterar el rango dinámico del sistema de adquisición. A continuación, se muestra el procedimiento que permitió realizar dicho análisis.

6.4 Sensor de temperatura PT100

Para el diseño del sistema de acondicionamiento del sensor PT100 se tiene en cuenta las frecuencias fundamentales del puente, esto para saber el rango de frecuencias en el que los sensores pueden trabajar, estas frecuencias fundamentales oscilan entre 0.01 Hz y 20Hz, se escogió una frecuencia de corte de 10Hz, y se tienen en cuenta los requerimientos: garantizar un rango dinámico de 60dB dentro de la banda de paso, y tener una medición con el máximo valor de 100°C de 5 voltios, para lo cual se debe realizar un sistema de adquisición comenzando por el montaje filtrado con amplificación, descrito a continuación.

Se tiene la ecuación de la resistencia del sensor:

$$R = R_0(1 + \alpha\Delta T);$$

Donde:

$$R_0 = 100 \text{ ohm}$$

α = la constante del sensor

ΔT = El incremento de la temperatura

El circuito de acondicionamiento es al cual se conectará el transductor para obtener la lectura en voltaje de las variaciones de temperatura, como el transductor es un tipo de sensor resistivo y de pequeña señal, ya que una variación de temperatura provoca un cambio muy pequeño en la resistencia de salida.

No es posible usar un divisor de voltaje puesto que la salida de este divisor estaría formada por dos componentes, la componente asociada al valor de la variación de temperatura y una segunda componente constante, en la etapa de amplificación se amplificarían ambas, pudiendo saturar el amplificador con el valor constante.

6.4.1 Diseño circuital y Acondicionamiento sensor PT100

El circuito de acondicionamiento por excelencia para este tipo de transductores es el puente Wheatstone. En este caso lo usaremos como cuarto de puente para obtener una medida relativa de tensión eliminando la componente continua. Se emplearán dos resistencias de 6.8kohm y una de 100 Ohm, al igual que el PT100 como se aprecia a continuación.

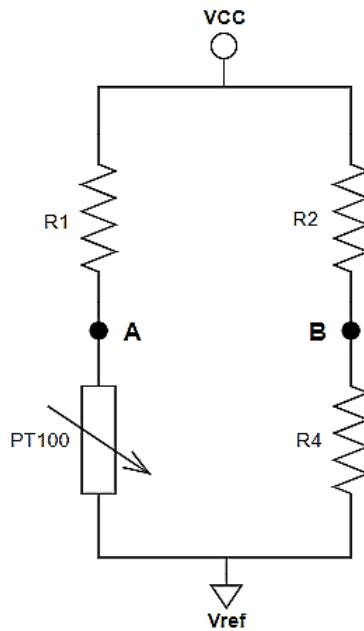


Figura 20 Esquemático montaje sensor PT100

Y se medirá el voltaje sobre los terminales A y B, restando la tensión que hay en B de la que hay en A, permitiendo entonces eliminar la componente constante y obtener solo el voltaje afectado por el cambio de la temperatura, para quitar la componente continua se debe equilibrar el puente, por eso debe haber dos pares de resistencias iguales, una de 100 (R4) y las otras de 6.8kohm (R1 y R2) con fin de reducir la corriente. De esta forma se logra equilibrar el punto y obtener una lectura de 0V aproximadamente entre los puntos A y B a una temperatura de 100°C.

En ese orden de ideas, la resistencia máxima que medirá nuestro sistema (a 100°C) será de 138.50ohm, entonces se deberá calcular el voltaje máximo entre los puntos A y B con dicha resistencia, a una alimentación de 5V y referencia de 2.5, (para obtener una señal entre los límites 5-0 aceptados por el microcontrolador), se realiza entonces:

$$\frac{2.5V}{6.8k\Omega + 138.5\Omega} = 360.6\mu A;$$

$$138.5\Omega * 360.6\mu A = 49.94mV \sim 50mV \text{ (Voltaje en A)}$$

$$\frac{2.5V}{6.8k\Omega + 100\Omega} = 362.3\mu A;$$

$$100\Omega * 362.3\mu A = 36.2mV \text{ (Voltaje en B)}$$

$$50 - 36.2 = 13.8mV \text{ (Maxima lectura)}$$

$$\frac{2.5V}{13.8mV} = 181.2V/V \text{ Ganancia}$$

La ganancia del sistema de acondicionamiento debe ser igual a 182, para obtener una señal de salida con amplitud 5V centrada en 2.5V.

El diseño se divide en 2 etapas, 1 de amplificación, donde se empleará un amplificador instrumental con ganancia de 101V/V, y 1 de filtrado con topología MFB (Multiple Feed Back) empleando un solo amplificador.

- Etapa de ganancia

Al igual que para las galgas extensiométricas la lectura del voltaje es diferencial, por ende, se hace uso de un amplificador instrumental, se utilizará la misma referencia descrita anteriormente INA333, la resistencia asociada para obtener la ganancia de 101v/v se describe a continuación.

$$G = 1 + \left(\frac{100k\Omega}{R_G} \right)$$

$$R_G = \frac{100k}{101 - 1} = 1k$$

- Etapa de filtrado

Una vez hecha la etapa de ganancia, se procedió a realizar una etapa de filtrado, para ello se hizo uso de la herramienta de Matlab analog filter design, donde se diseñó un filtro antialiasing de segundo orden, se estableció una ganancia de 38db en la banda de paso, una frecuencia de corte de 10 Hz dada por los requerimientos. El diseño del filtro analógico para antialias se encuentra a continuación.

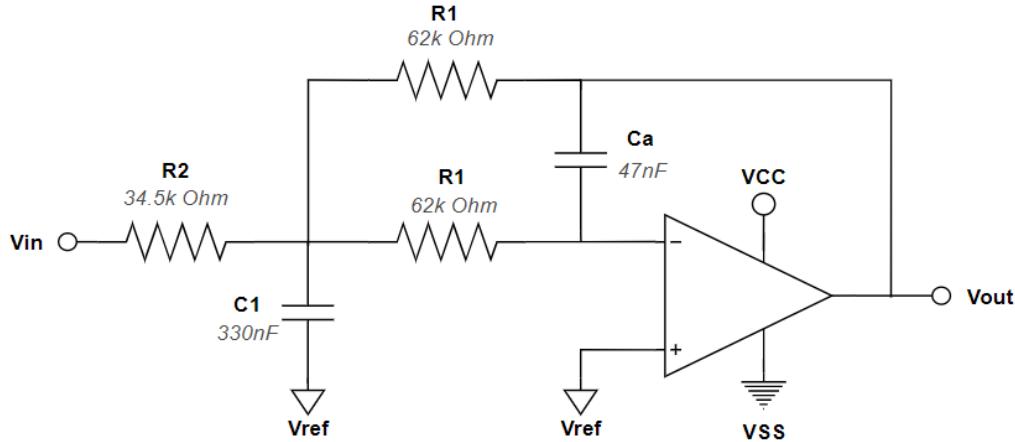


Figura 21 Filtro analógico antialiasing de segundo orden para sensor de temperatura

Para el filtro de segundo orden solo es necesaria una etapa. Los valores de los componentes y especificaciones utilizadas en el diseño anterior se encuentran en las siguientes tablas:

Filtro antialiasing sensor PT100

Orden	2
Configuración	Multiple Feedback
Frecuencia de corte	50Hz
Ganancia	5.15 dB
Tipo	Butterworth

Componentes del filtro

R1	6.8kΩ
R2	34.5kΩ
C1	330nF
Ca	47nF
OPA	MCP604

De acuerdo con lo anterior se obtiene la siguiente función de transferencia de segundo orden:

$$\frac{150,018k}{s^2 + 88,858s + 3947,84}$$

Al graficarla la función de transferencia de la ecuación se obtienen las siguientes gráficas correspondientes a la respuesta de magnitud y fase.

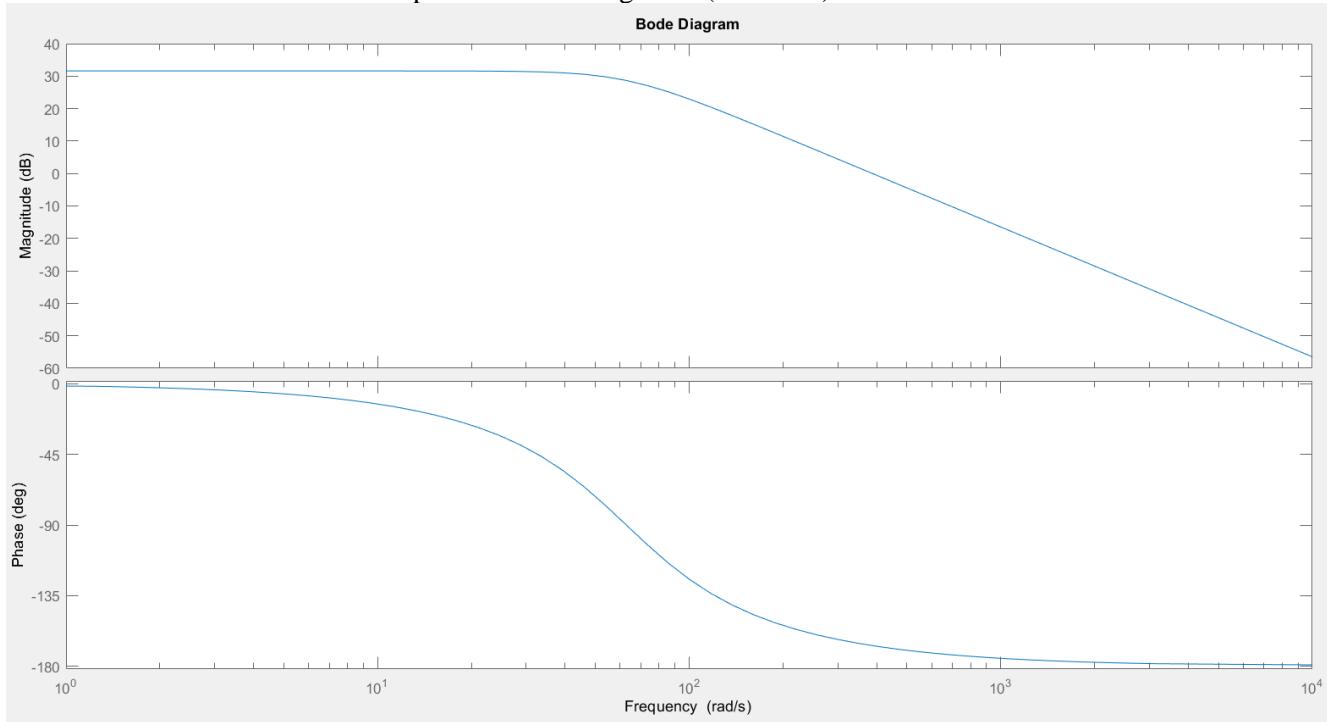


Figura 22 Respuesta en frecuencia del filtro de una etapa antialising

- **Calculo frecuencia sobremuestreo**

Se muestra a continuación la ecuación para calcular el orden del filtro, como requerimiento el orden del filtro debe ser 2, por lo tanto, podemos despejar F_s que corresponde a la frecuencia de muestreo.

$$M = \frac{DR}{6 * \log_2 \left(\frac{f_s}{2f_a} \right)}$$

Donde;

Pendiente=dB/Octava

M=Orden de filtro (2)

DR=Rango Dinamico (60dB)

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

f_a =Frecuencia de corte (50Hz)

$$2 = \frac{60}{6 * \log_2 \left(\frac{f_s}{100} \right)} ; \quad f_s = 2^5 * 100$$

$$f_s = 3.2 \text{kHz}$$

$$f_{os} = 6.4 \text{kHz}$$

Para el oversampling, necesitamos multiplicar por una constante k la frecuencia de Nyquist, teniendo entonces que el valor de k estaría dado por: $f_{OS} = kf_s$

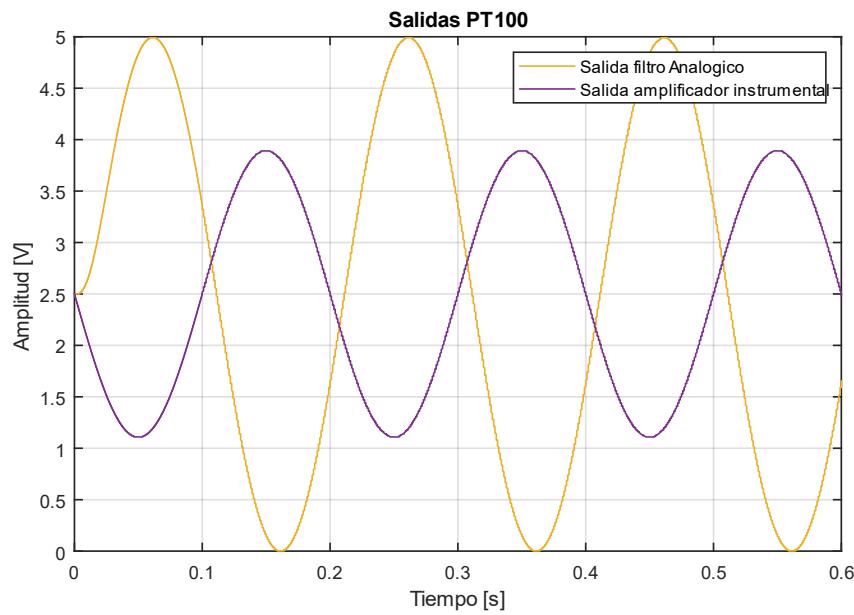
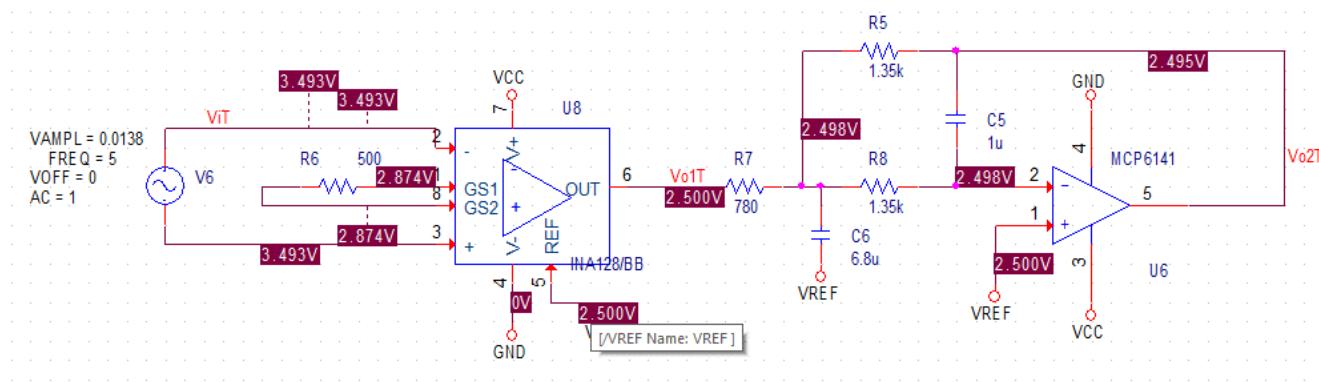
$k \in \mathbb{Z}$

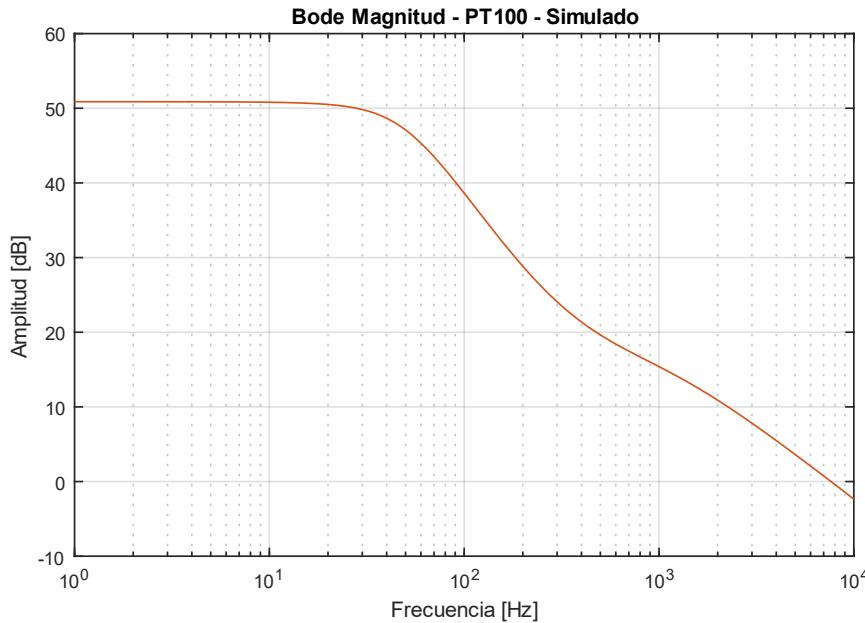
$k \approx 64$

Debemos muestrear a 64 veces $F_Nyquist$ si queremos tener esta resolución después del Oversampling.

6.4.2 Simulaciones circuitales

6.4.2.1 ORCAD sensor PT100





7. DISEÑO DIGITAL

7.1 DISEÑO DE FILTRO DIGITAL

Después de realizar el sobre muestreo a la señal de entrada se pasa a través de un filtro digital, de esta manera se quita el ruido no deseado obteniendo una señal más limpia lista para procesarla a través del sistema correspondiente, los datos del filtro diseñado para dicha tarea se muestran a continuación

Tipo	FIR Butterworth
Estructura	Direct form II
Orden	8
Fs	3200 Hz
Fc	49 Hz

Tabla 7 Parámetros del filtro digital

El diseño de este filtro nos da una respuesta en frecuencia, tanto de magnitud como en fase, la cual se muestra a continuación

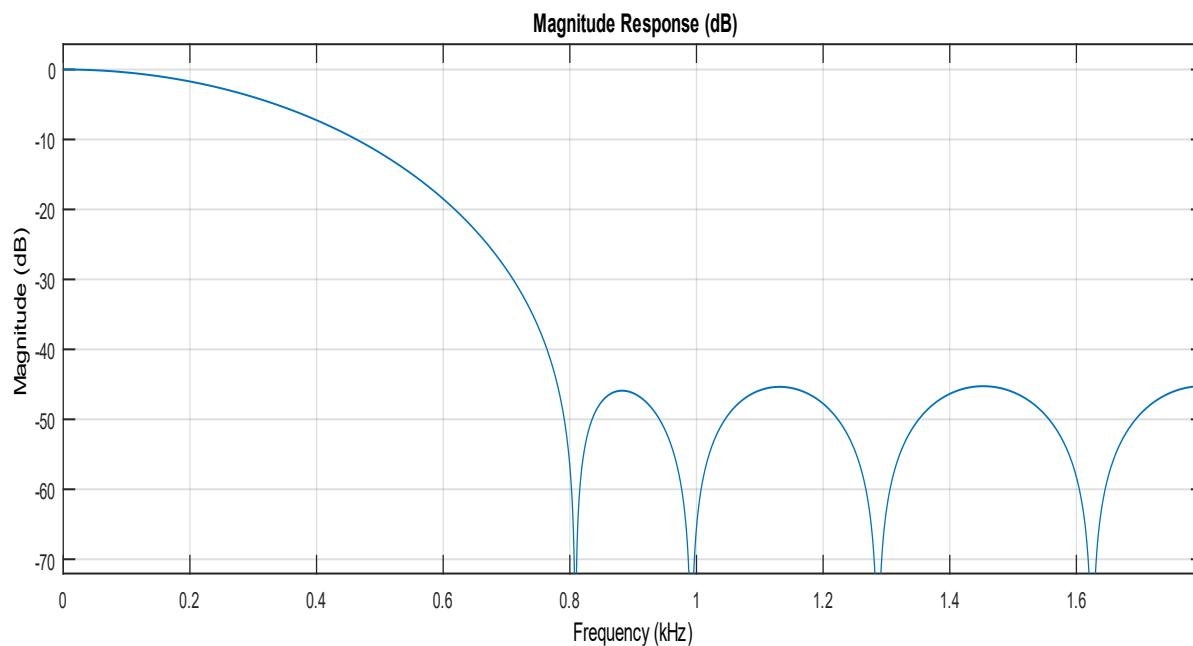
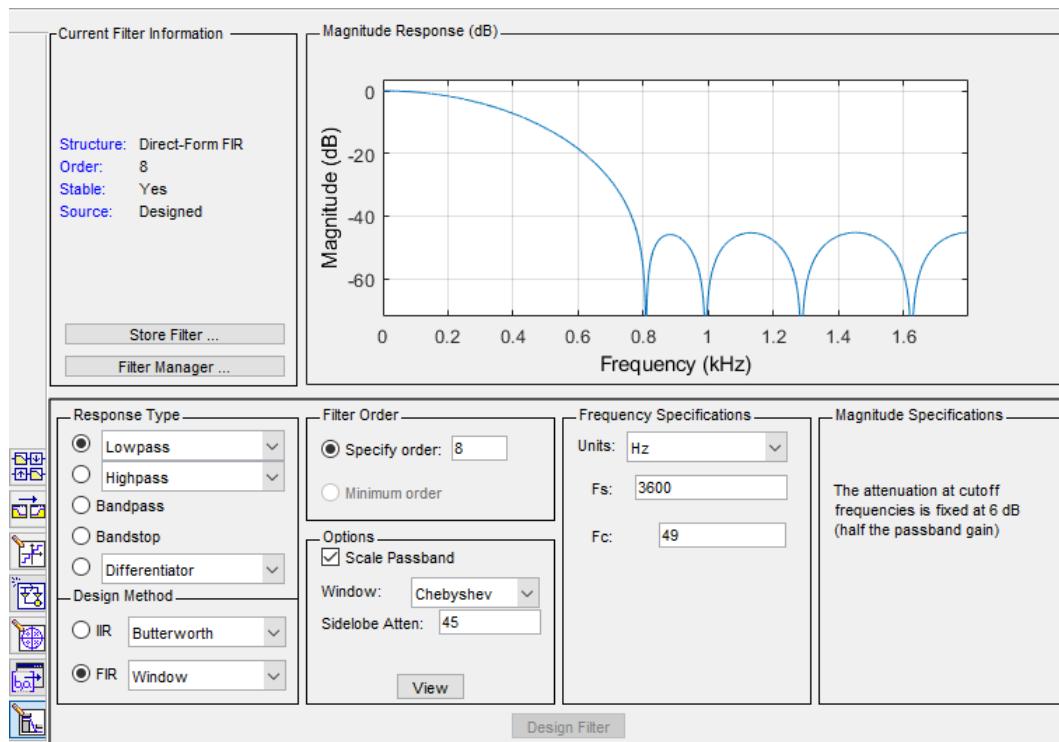


Figura 23 Diagrama de magnitud y fase del filtro digital

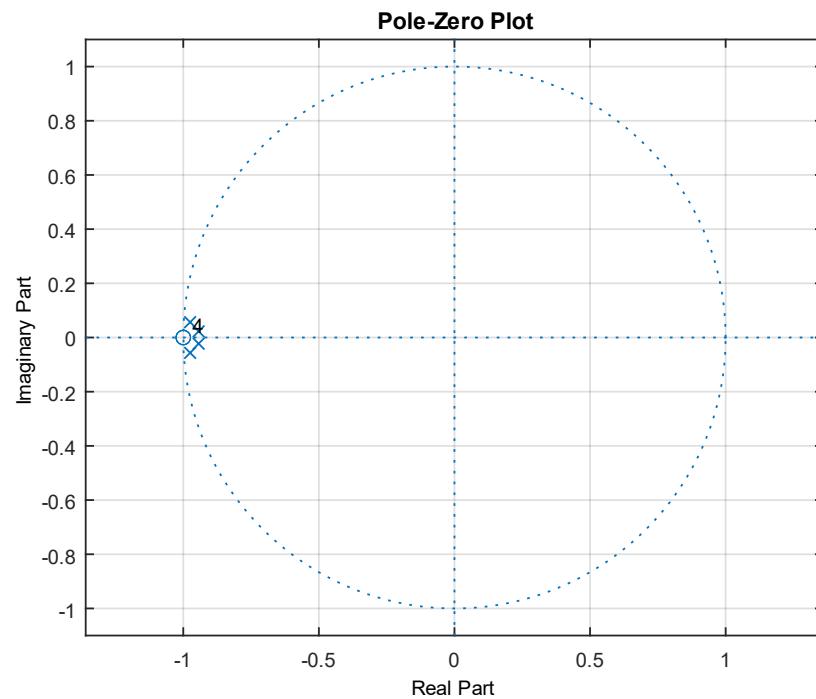


Figura 24 Diagrama de polos y ceros del filtro digital

8. DESARROLLO DEL PROYECTO

8.1 SELECCIÓN DE COMPONENTES

8.1.1 PIC18LF47K42T-1

El dispositivo PIC18LF47K42 es un microcontrolador de arquitectura tipo Harvard que cuenta con 3 tipos de memoria: Program Flash Memory (128 KB), Data RAM (8 KB) y una Data EEPROM (1 KB) que puede ser considerada como periférico. Implementa instrucciones tipo RISC optimizadas por compilador C, una entrada de reloj máxima de 64MHz y ciclo de instrucción mínimo de 62,5ns, cuenta con 44 pines, un ADC de 12 bits con computación ADC2 que automatiza técnicas de divisor de voltaje capacitivo CVD para detección táctil, promediado, filtrado, sobre muestreo y comparación de umbrales, sensor de temperatura, interrupción vectorial, controlador con latencia fija para manejar interrupciones, System Bus Arbiter, capacidades de acceso directo a memoria permitiendo que la CPU atienda otras tareas mientras se realizan las transferencias de datos, interrupciones vectorizada UART con soporte para transmisiones asincrónicas, DMX, DALI y LIN, SPI, 12C, características de memoria como partición de acceso a memoria MAP. Tiene un voltaje de operación de 2.3V – 5.5V y cuenta con los siguientes periféricos digitales y análogos:

Periféricos digitales

- Tres timers de 8 bits (TMR2/4/6) con HLT
- Cuatro timers de 16 bits (TMR0/1/3/5)
- Cuatro celdas lógicas configurables
- Tres generadores de onda complementarios
- Cuatro CCP módulos
- Cuatro PWMs de 10 bits
- Oscilador controlado numéricamente
- Data Signal Modulator (DSM)
- Programmable CRC
- Dos módulos UART
- Un módulo SPI

Periféricos análogos

- Conversor Análogo digital con computación (ADC²)
- Hardware capacitivo voltaje divider (CVD)
- Sensor de temperatura
- Dos comparadores
- Conversor digital análogo de 5 bits (DAC)
- Regulador de voltaje

8.1.1.1 ADC DE 12 BITS

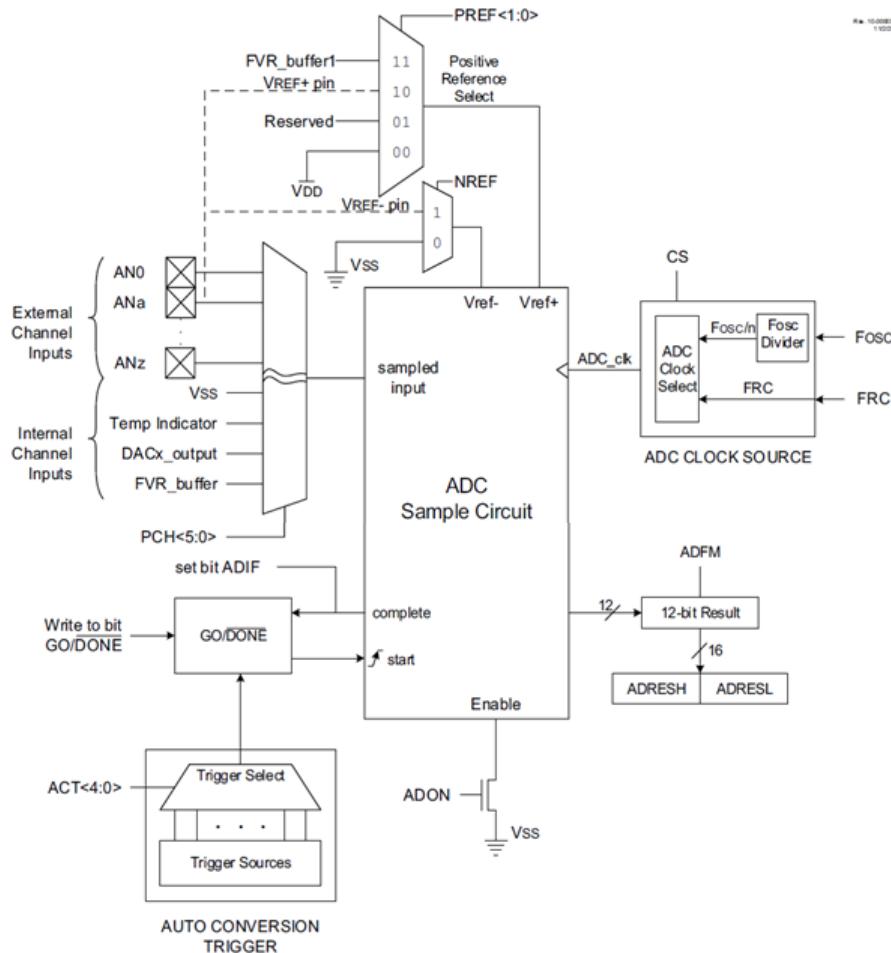


Figura 25 Diagrama de bloques del ADC

El conversor analógico digital con computación permite la conversión de señales analógica en representación de 12 bits. este equipo recibe varias señales análogas que multiplexa en una sola señal de entrada, utilizando el método de conversión capacitivo.

8.1.1.2 RTC- DS1307

En el Reloj serial de tiempo real (RTC) la dirección y el dato se envían se forma serial a través de I2C, este reloj provee información acerca de segundos, minutos, horas, día, fecha, mes y año, el mes es ajustado automáticamente a los meses que tienen menos de 31 días, puede trabajar de manera AM/PM o a 24 horas.

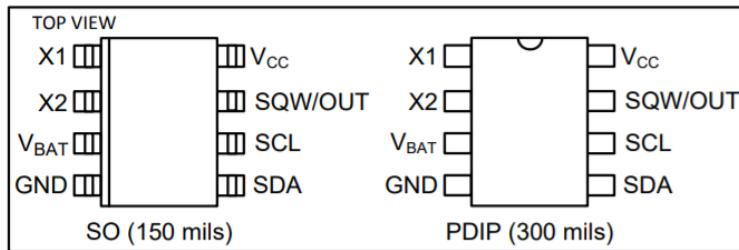


Figura 26 Diagrama de pines RTC

X1: Conexión estándar para el cristal de 32.768KHz, el circuito interno del oscilador esta designado para operaciones con una capacitancia de carga igual a 12.5pF

X2: La salida del oscilador interno, X2, es flotante si un oscilador interno está conectado a X1.

VBAT: El voltaje de la batería debe mantenerse entre los límites mínimo y máximo para un funcionamiento adecuado (2Vmin – 3.5Vmáx). Si no se requiere un suministro de respaldo, VBAT debe estar conectado a tierra.

GND: Tierra.

SDA: Es la entrada / salida de datos para la interfaz en serie I2C. El pin SDA es de drenaje abierto y requiere una resistencia pullup externa. El voltaje de pullup puede ser de hasta 5,5 V independientemente del voltaje en VCC

SCL: Es la entrada de reloj para la interfaz I2C y se utiliza para sincronizar el movimiento de datos en la interfaz serial.

SQW/OUT: Controlador de salida / onda cuadrada. Cuando está habilitado, el bit SQWE se establece en 1, el pin SQW / OUT emite una de las cuatro frecuencias de onda cuadrada (1Hz, 4kHz, 8kHz, 32kHz). El pin SQW / OUT es de drenaje abierto y requiere una resistencia pullup externa. SQW / OUT funciona con VCC o VBAT aplicado.

VCC: Fuente de alimentación primaria.

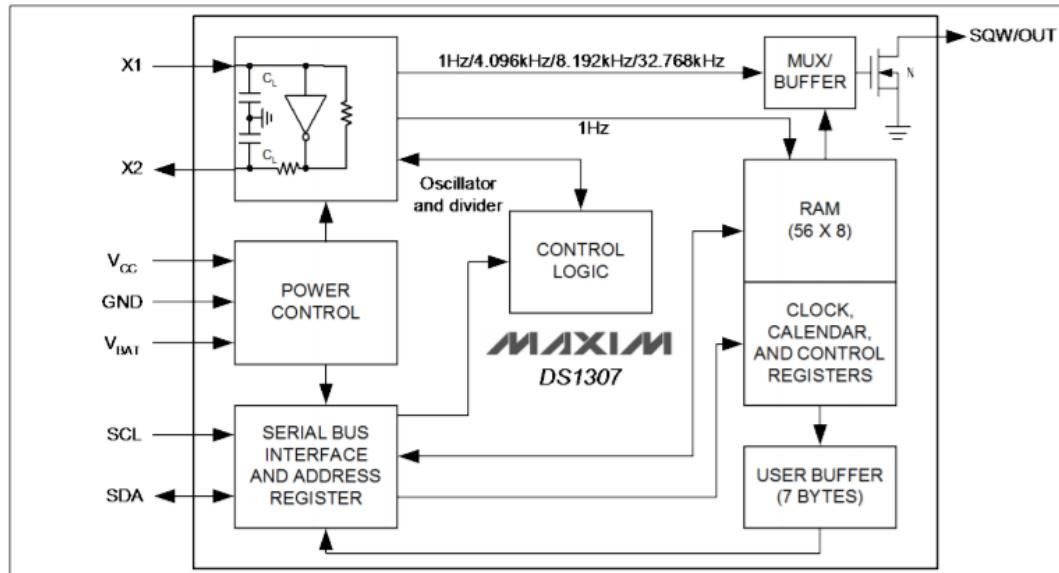


Figura 27 Diagrama de bloques RTC

Se muestra el diagrama de tiempos entre las señales SDA y SCL para el correcto funcionamiento del dispositivo

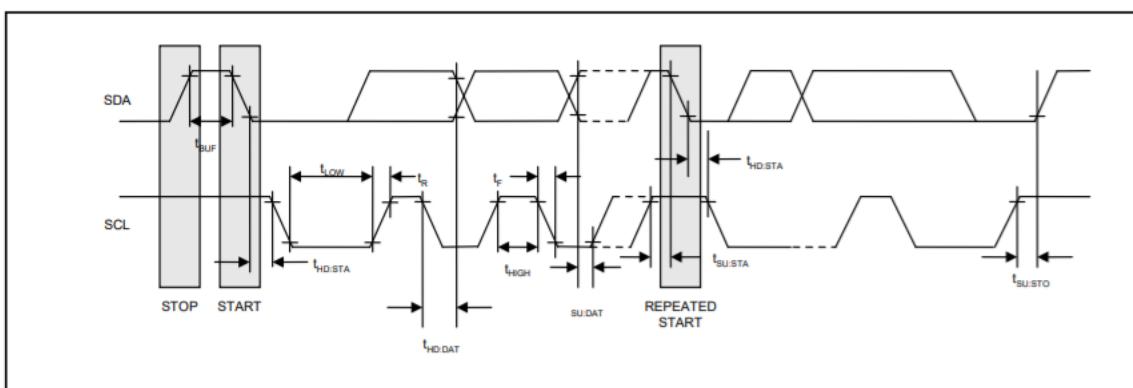


Figura 28 Diagrama de tiempos RTC

Registro del cronometrador:

ADDRESS	BIT 7	BIT 6	BIT 5	BIT 4	BIT 3	BIT 2	BIT 1	BIT 0	FUNCTION	RANGE
00h	CH		10 Seconds			Seconds			Seconds	00–59
01h	0		10 Minutes			Minutes			Minutes	00–59
02h	0	12	10 Hour	10 Hour	Hours				Hours	1–12 +AM/PM 00–23
		24	PM/ AM							
03h	0	0	0	0	0	DAY			Day	01–07
04h	0	0	10 Date			Date			Date	01–31
05h	0	0	0	10 Month		Month			Month	01–12
06h		10 Year				Year			Year	00–99
07h	OUT	0	0	SQWE	0	0	RS1	RS0	Control	—
08h–3Fh									RAM 56 x 8	00h–FFh

0 = Always reads back as 0.

Figura 29 Registro de cronometrador

CONTROL REGISTER

The DS1307 control register is used to control the operation of the SQW/OUT pin.

BIT 7	BIT 6	BIT 5	BIT 4	BIT 3	BIT 2	BIT 1	BIT 0
OUT	0	0	SQWE	0	0	RS1	RS0

Bit 7: Output Control (OUT). This bit controls the output level of the SQW/OUT pin when the square-wave output is disabled. If SQWE = 0, the logic level on the SQW/OUT pin is 1 if OUT = 1 and is 0 if OUT = 0. On initial application of power to the device, this bit is typically set to a 0.

Bit 4: Square-Wave Enable (SQWE). This bit, when set to logic 1, enables the oscillator output. The frequency of the square-wave output depends upon the value of the RS0 and RS1 bits. With the square-wave output set to 1Hz, the clock registers update on the falling edge of the square wave. On initial application of power to the device, this bit is typically set to a 0.

Bits 1 and 0: Rate Select (RS[1:0]). These bits control the frequency of the square-wave output when the square-wave output has been enabled. The following table lists the square-wave frequencies that can be selected with the RS bits. On initial application of power to the device, these bits are typically set to a 1.

RS1	RS0	SQW/OUT OUTPUT	SQWE	OUT
0	0	1Hz	1	X
0	1	4.096kHz	1	X
1	0	8.192kHz	1	X
1	1	32.768kHz	1	X
X	X	0	0	0
X	X	1	0	1

Para la comunicación en I2C se deben tener las siguientes condiciones

- **Bus not busy:** Tanto el dato como clk permanecen en alto.
- **START data transfer:** Un cambio en el estado de dato de HIGH a LOW mientras clk está en HIGH define la condición de inicio.
- **STOP data transfer:** Un cambio en el estado de dato de LOW a HIGH mientras clk está en HIGH define la condición de parada.
- **Data valid:** El estado de la línea de datos representa datos válidos cuando, después de una condición de INICIO, la línea de datos es estable durante el período ALTO de la señal de reloj. Los datos de la línea deben cambiarse durante el período BAJO de la señal del reloj. Hay un pulso de reloj por bit de datos.
- **Acknowledge:** Cada dispositivo receptor, cuando se direcciona, está obligado a generar un acuse de recibo después de la recepción de cada byte. El dispositivo maestro debe generar un pulso de reloj adicional que está asociado con este bit de reconocimiento.

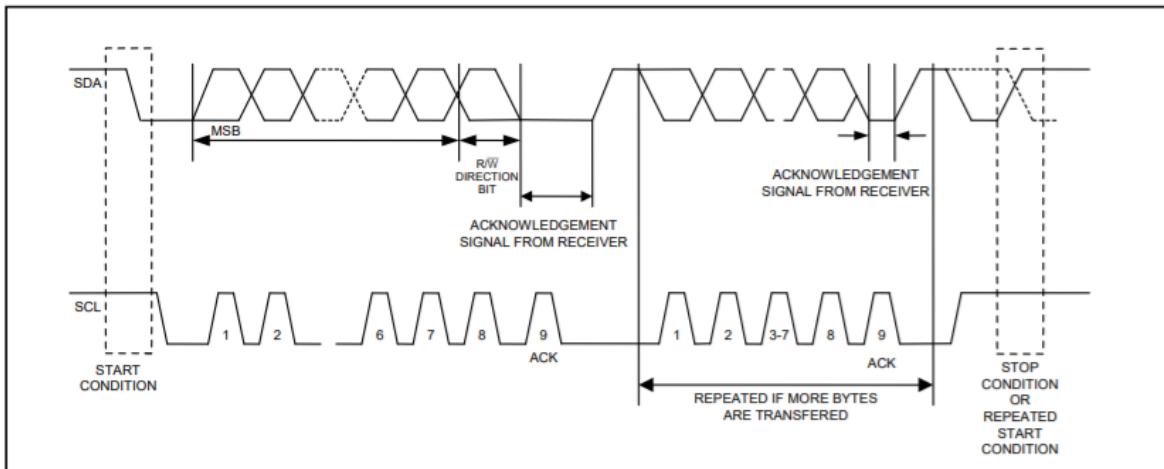


Figura 30 Transferencia de datos I2C

8.1.1.3 FT230X UART

Es un módulo de comunicación serial, este tiene todos los generadores de reloj, desplaza registros y data buffers necesarios para realizar una transferencia de datos ya sea de entrada o salida. También es conocido como Serial Communications Interface (SCI)

La transmisión consta de un bit de inicio seguido de 7 u 8 bits de datos uno de paridad o dirección y uno o más bits de parada. Cada bit transmitido persiste durante un periodo de 1/(Baud Rate). La UART transmite y recibe el bit menos significativo LSB primero, el transmisor y receptor son funcionalmente independiente, pero comparten el mismo formato de datos y baud rate.

El funcionamiento del módulo UART está controlado a través de diecinueve registros:

- Tres registros de control (UxCON0-UxCON2)
- Habilitación y estado de error (UxERRIE, UxERRIR, UxUIR)
- Estado del buffer UART y su control (UxFIFO)
- Tres de 8 bits para los parámetros de protocolo (UxP1-UxP3)
- Generador de velocidad en baudios de 16 bits (UxBRGH:L)
- Transmisión del buffer de escritura (UxTXB)
- Recibir el buffer de lectura (UxRXB)
- Recibir checksum (UxRXCHK)
- Transmitir Checksum (UxTXCHK)

La transmisión comienza al escribir un dato en el registro UxTXB, si es el primer dato, será transferido inmediatamente al registro de desplazamiento (TSR) ya que se conectan en paralelo, pero si existe un dato anterior que no se ha transmitido por completo por el TSR, el nuevo dato se mantiene en UXTXB y se transmitirá apenas se terminen todos los bits de parada del dato anterior. Cuando el TSR está ocupado y hay un dato en espera en el UXTXB el bit UXTXIF será 0, mientras que será 1 cuando el UXTXB esté vacío. El UXTXIF es un bit de solo lectura. Cuando se requiere enviar más de un dato se habilita UXTXIE para enviar la interrupción y se limpia cuando el UXTXB esté lleno.

TABLE 31-1: BAUD RATE FORMULAS

BRGS	BRG/UART Mode	Baud Rate Formula
1	High Rate	Fosc/[4 (n+1)]
0	Normal Rate	Fosc/[16(n+1)]

Legend: n = value of UxBRGH, UxBRGL register pair.

El bit TXMTIF indica el estado del TSR, será 1 cuando el TSR esté vacío e inactivo, se hayan enviado todos los bits de parada y el UXTXB esté vacío y 0 cuando cuando se transfiera un dato de la UXTXB al TSR.

Para configurar la transmisión se debe seguir:

1. Inicializar el par de registros UXBRGH, UXBRGL y el bit BRGS con ON=0. UXBRGH=0x00 UXBRGL=0x1 y BRG =1.
2. Establecer los bits MODE [3:0] en el modo asincrónico. [0000] Para modo asíncrono de 8 bits

3. Habilitar el puerto serie asíncrono con el bit ON.
4. Habilitar el transmisor con el bit TXEN de control, para habilitar la interrupcion con el bit UXTXIF
5. Para interrupciones habilitar UXTXIE en el registro PIE y GIE en el registro INTCON0
6. Escribir un byte en el registro UXTXB para comenzar la transmisión
7. Esperar que UXTXIF sea 1 para enviar el byte posterior.

A continuación, se muestra el diagrama de bloques del transmisor UART.

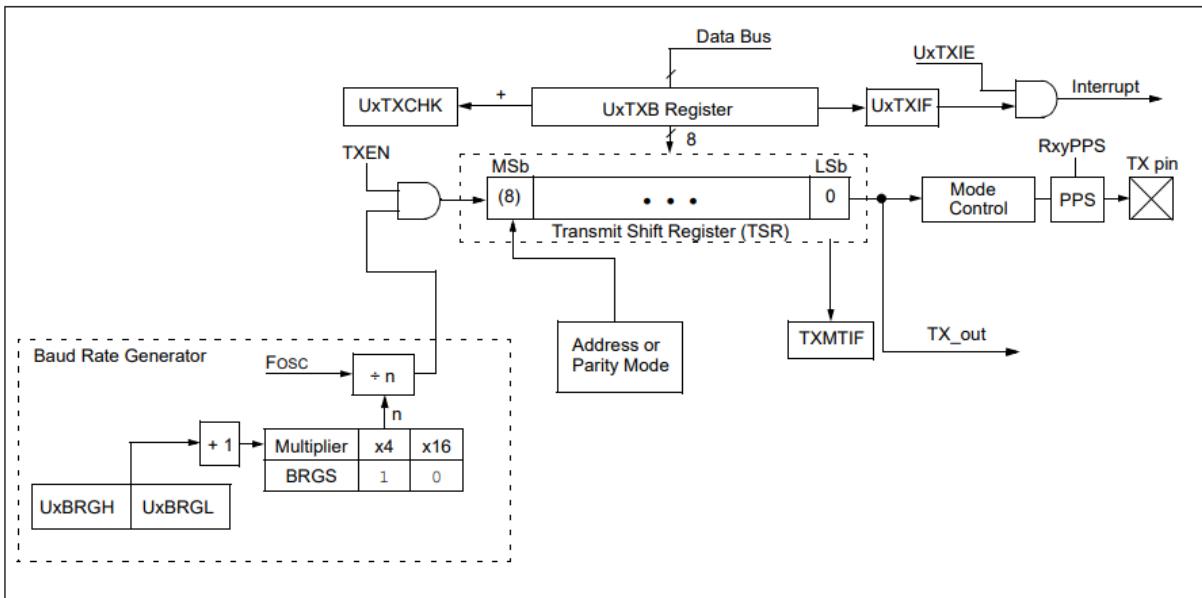


Figura 31 Diagrama de bloques del transmisor UART

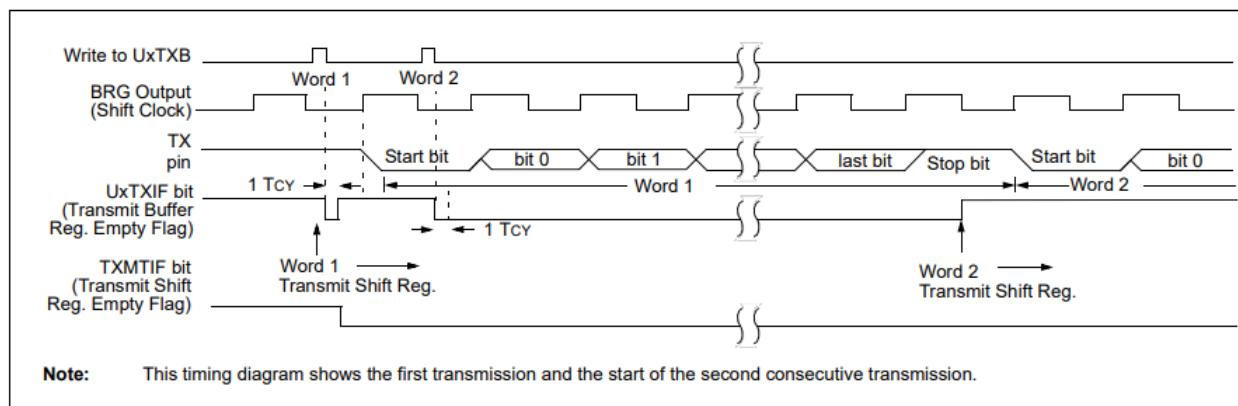


Figura 32 Diagrama de tiempos de la transmisión por UART

Para la recepción asíncrona se reciben los datos por el pin TX, puede recibir dos paquetes de datos de 8 bits, debido a que son transferidos a una memoria de dos caracteres tipo FIFO first input first output, se puede acceder a los datos recibidos por el registro UXRXB.

El circuito de recuperación de datos del receptor inicia en el flanco descendiente del bit de inicio, que debe ser siempre un 0. Cuando se considera un bit de inicio no valido el sistema de recepción aborta la recepción in generar un error y reanuda la búsqueda del flanco descendiente del bit de inicio.

El circuito de recuperación de datos cuenta los relojes BRG en Highspeed hay cuatro relojes BRG por bit y se toma una muestra por bit, en Normal speed hay 16 relojes BRG por bit y se roman 3 muestras por bit. El flanco descendiente inicia el generador de velocidad en baudios BRG, la entrada se muestre en el primero y segundo reloj BRG si ambas muestras son altas se considera un error y vuelve al bit de inicio sin generar error si una de las muestras es baja continua contando y toma muestras en los relojes 7, 8 y 9. Si menos de dos muestras son bajos el bit de inicio se considera invalido y aborta la recepción.

Cuando el bit de inicio es válido el contador de reloj BRG continua y se reinicia en 16.

Después de que se recibieron los últimos bits de parada, el carácter en el RSR se transmite al registro FIFO de recepción y se establece la bandera de interrupción UXRXIF, Cuando se lee el dato de la UXRXB el dato superior del FIFO se transferirá al UXRXB.

Para configurar la recepción asíncrona se debe:

1. Inicializar el par de registros UXRGH, UXBRGL y el bit BRGS (multiplicador BRGS=1 X4 ; BRGS=0 X16) para lograr el baud rate deseado. Siendo este de 16 bits, solo pueden ser escritos con ON=0.
2. Configurar el registro RXPPS para el RX deseado
3. Borrar el bit ANSEL para el pin RX
4. Establezca los bits MODE [3: 0] Recepción asincrónica de 8 bits [0000]
5. Habilitar el puerto serial con el bit ON
6. Para interrupciones establecer el bot UXRXIE en el registro PIEX y los bits GIE en el registro INTCON0
7. Habilitar la recepción ajustando el bit RXEN
8. Lea el registro UxERRIR para obtener el error de las banderas.
9. Leer el registro UXRXB para obtener el byte recibido
10. En caso de overflow borrar el bit RXFOIF

El bit de bandera de interrupción UxRXIF se establecerá cuando el carácter se transfiere del RSR al recibir búfer. Se generará una interrupción si también se establece el bit de habilitación de interrupciones UXRXIE.

Se muestra el diagrama de bloques del proceso de recepción

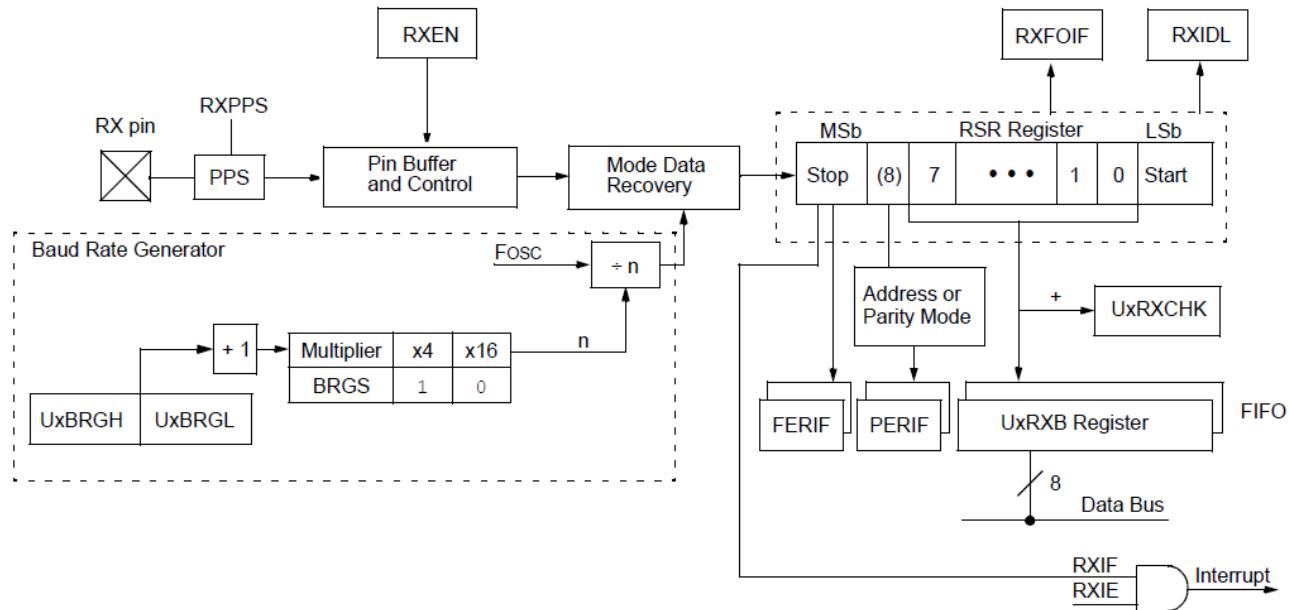


Figura 33 Diagrama de bloques del receptor UART

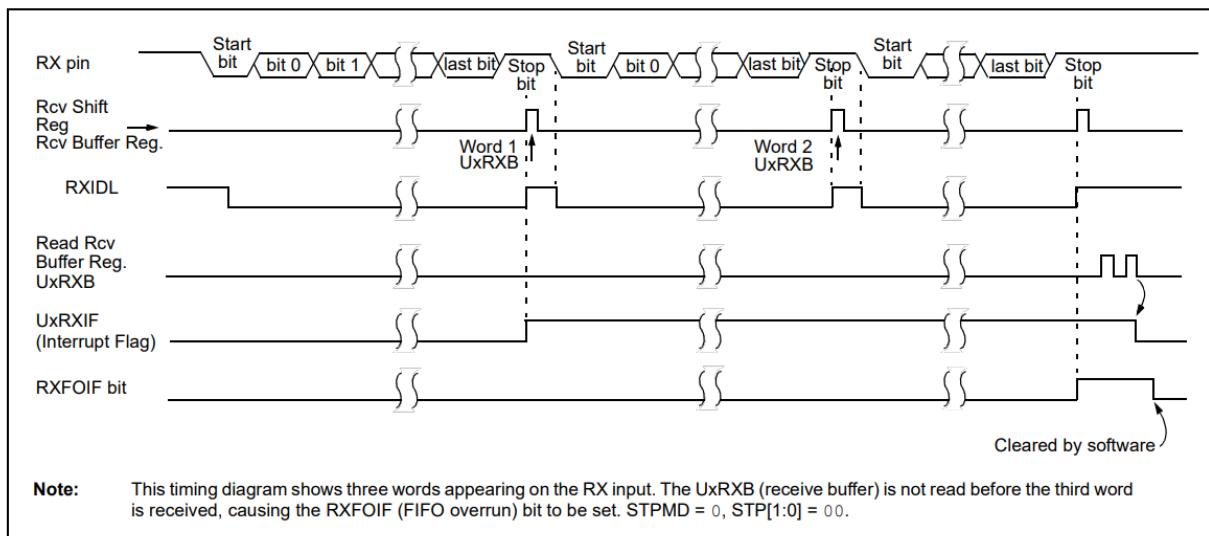


Figura 34 Diagrama de tiempos de recepción asincrónico

8.1.1.4 MR44V100A Memoria FRAM

Es una memoria no volatil, se accede al MR44V100A mediante la interfaz serial de dos cables (I2C BUS). A diferencia de las SRAM, este dispositivo elimina la batería de respaldo necesaria para almacenar datos. Este dispositivo no tiene mecanismos de borrado y programación de celdas y bloques de memoria, como los que se utilizan para varias EEPROM. Por lo tanto, el tiempo del ciclo de escritura puede ser igual al tiempo del ciclo de lectura y el consumo de energía durante una escritura se puede reducir significativamente. El MR44V100A se puede utilizar en varias aplicaciones, porque el dispositivo está garantizado para la tolerancia de escritura / lectura de 1012 ciclos por bit y el recuento de reescrituras se puede extender significativamente

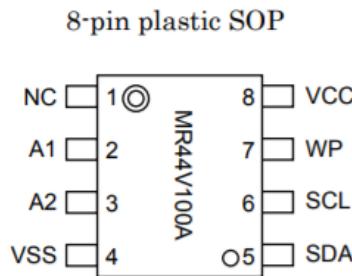


Figura 35 Diagrama de pines Memoria MR44V100A

NC: Pin no conectado (abierto) Siempre debe dejarse abierto o conectado a cualquier potencial (tierra, fuente de alimentación).

A1 – A2: Dirección (entrada), el pin de dirección indica la dirección del dispositivo. Cuando el valor de Dirección coincide con el código de dirección del dispositivo de SDA, se seleccionará el dispositivo. Los pines de la dirección se bajan internamente

SDA: Entrada de datos en serie Salida de datos en serie (entrada / salida) SDA es una línea bidireccional para la interfaz I2C. El controlador de salida es de drenaje abierto. Se requiere una resistencia pull-up.

SCL: Reloj en serie (entrada), el reloj en serie es el pin de entrada del reloj para configurar la sincronización de datos en serie. Las entradas se bloquean en el flanco ascendente y las salidas se producen en el flanco descendente.

WP: Protección contra escritura (entrada) El pin de protección contra escritura controla la operación de escritura en la memoria. Cuando WP es alto, todas las direcciones en la memoria estarán protegidas. Cuando WP es bajo, se escribirán todas las direcciones en la memoria. El pin WP se baja internamente.

VCC, VSS: Fuente de alimentación Aplique el voltaje especificado a VCC. Conecte VSS a tierra.

PIN VOLTAGES

Parameter	Symbol	Rating		Unit	Note
		Min.	Max.		
Pin Voltage (Input Signal)	V_{IN}	-0.5	$V_{CC} + 0.5$	V	
Pin Voltage (Input/Output Voltage)	V_{INQ}, V_{OUTQ}	-0.5	$V_{CC} + 0.5$	V	
Power Supply Voltage	V_{CC}	-0.5	4.0	V	

○ I2C BUS DE COMUNICACIÓN

La comunicación de datos del BUS I2C comienza con la entrada de condición de inicio y finaliza con la entrada de condición de parada. Los datos siempre tienen una longitud de 8 bits, siempre se requiere confirmación después de cada byte. I2C BUS realiza la transmisión de datos con varios dispositivos conectados por 2 líneas de comunicación de datos en serie (SDA) y reloj en serie (SCL).

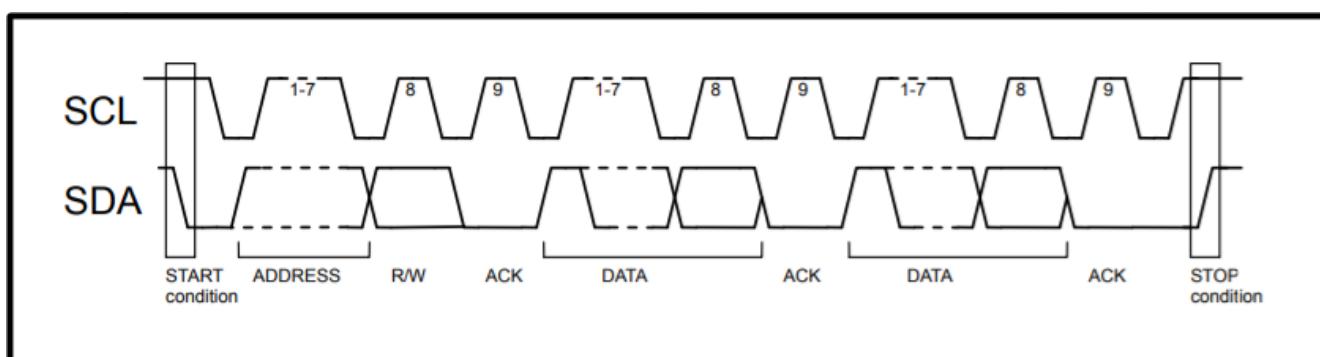


Figura 36 Diagrama de tiempos de comunicación I2C SCL, SDA

Condición De Inicio: Antes de ejecutar cada comando, es necesaria la condición de inicio (bit de inicio) en la que SDA va de "HIGH" a "LOW" cuando SCL es "HIGH". MR44V100A siempre detecta si SDA y SCL están en condición de inicio (bit de inicio) o no, por lo tanto, a menos que se cumpla esta condición, no se ejecutará ningún comando.

Condición De Parada: Cada comando puede ser finalizado por SDA subiendo de "BAJA" a "ALTA" cuando la condición de parada (bit de parada), es decir, SCL es "ALTA"

Señal De Reconocimiento (ACK): Esta señal de reconocimiento (ACK) es una regla de software para mostrar si la transferencia de datos se ha realizado normalmente o no. En maestro y esclavo, el dispositivo (μ -COM en la entrada de dirección esclava del comando de escritura, comando de lectura y este IC en la salida de datos del comando de lectura) en el lado del transmisor (envío) libera el bus después de la salida de datos de 8 bits. El dispositivo (este IC en la entrada de dirección esclava del comando de escritura, comando de lectura y μ -COM en la salida de datos del comando de lectura) en el lado del receptor (recepción) establece SDA "LOW" durante 9 ciclos de reloj y emite una señal de reconocimiento (ACK)

señal) que muestra que ha recibido los datos de 8 bits. Este IC, después de reconocer la condición de inicio y la dirección del esclavo (8 bits), emite la señal de reconocimiento (señal ACK) "LOW". Cada acción de escritura emite una señal de reconocimiento (señal ACK) "LOW", al recibir datos de 8 bits (dirección de palabra y datos de escritura). Cada acción de lectura emite datos de 8 bits (datos de lectura) y detecta la señal de reconocimiento (señal ACK) "BAJA". Cuando se detecta la señal de reconocimiento (señal ACK) y la condición de parada no se envía desde el lado maestro (μ -COM), este IC continúa con la salida de datos. Cuando no se detecta la señal de reconocimiento (señal ACK), este IC detiene la transferencia de datos, reconoce la condición de parada (bit de parada) y finaliza la acción de lectura. Y este IC se pone en estado.

Dirección Esclava: Envía una dirección esclava después de la condición de inicio desde el maestro. Los 4 bits significativos de la dirección esclava se utilizan para reconocer un tipo de dispositivo. El código de dispositivo de este IC se fija en "1010". Las siguientes direcciones esclavas (A2 A1... dirección de dispositivo) son para seleccionar dispositivos, y se pueden usar varias en un mismo bus de acuerdo con el número de direcciones de dispositivo, y luego viene el bit más significativo (WA16). El bit más insignificante (R / W... READ / WRITE) de la dirección del esclavo se utiliza para designar la acción de escritura o lectura, y se muestra a continuación

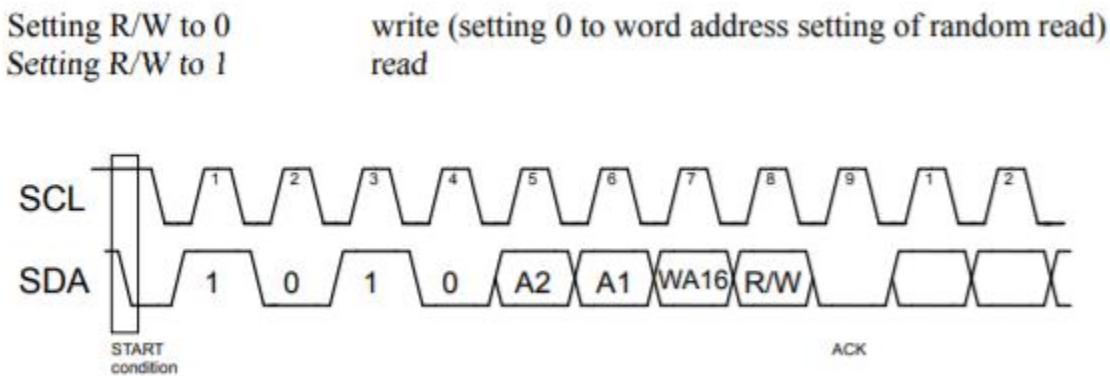


Figura 37 Diagrama de tiempo del byte de control

Protección De Escritura: Cuando el terminal WP se establece en Vcc (nivel H), se prohíbe la reescritura de datos de todas las direcciones. Cuando se establece Vss (nivel L), se habilita la reescritura de datos de todas las direcciones. Asegúrese de conectar este terminal a Vcc o Vss, o controlarlo a nivel H o nivel L. Debido a que este terminal se baja internamente, en el caso de Abierto, el terminal se reconocerá como nivel L. Durante el ciclo de escritura, el terminal WP debe estar siempre en el nivel "L". El terminal WP debe fijarse desde la condición de inicio hasta la condición de parada.

8.2 DISEÑO DEL LAYOUT DEL CIRCUITO

A continuación, se muestra el esquemático implementado para realizar la toma, filtrado y digitalización de las señales a monitorear para el desarrollo del sistema.

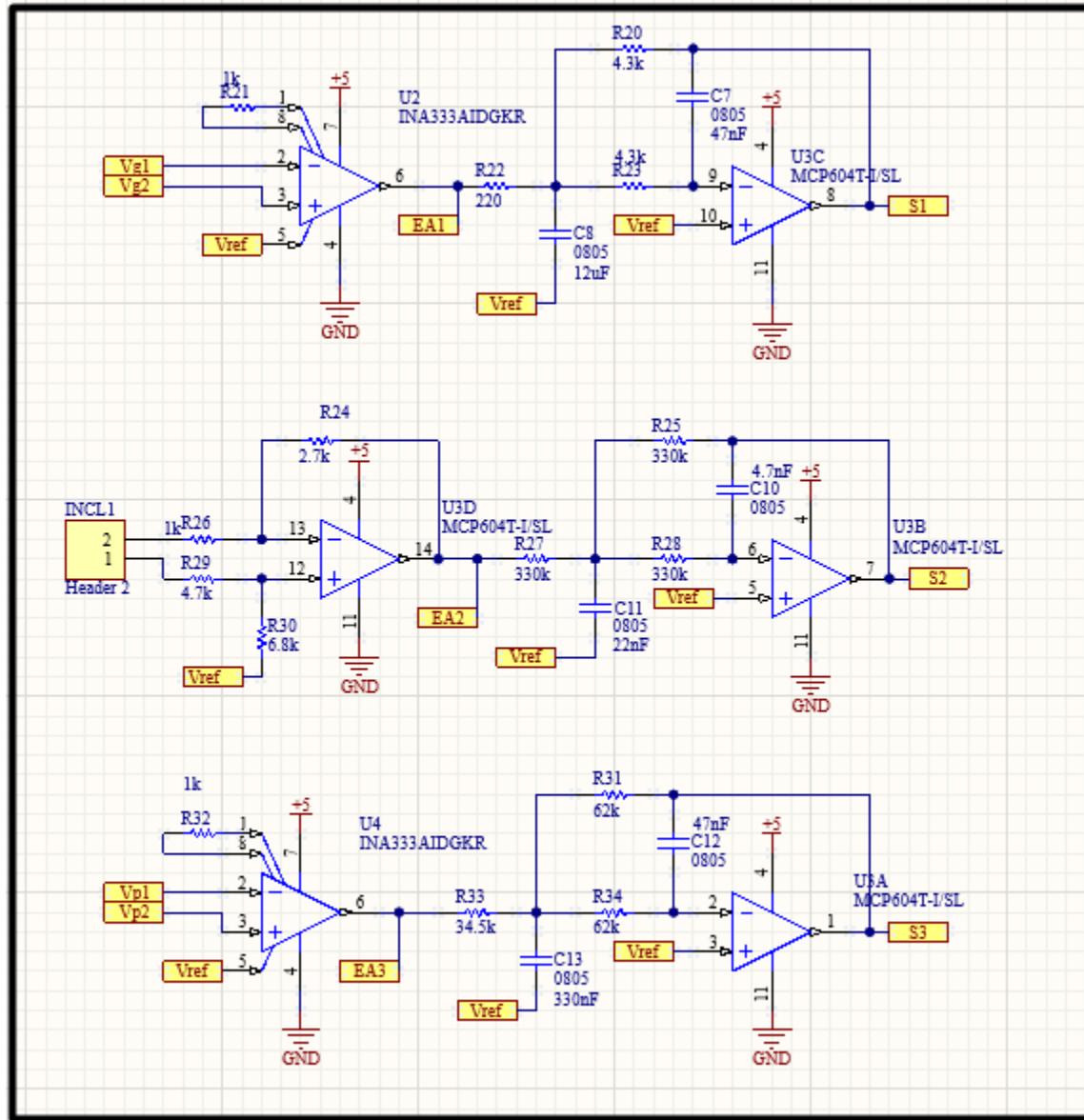


Figura 38 Esquemático de filtros análogos para los 3 sensores

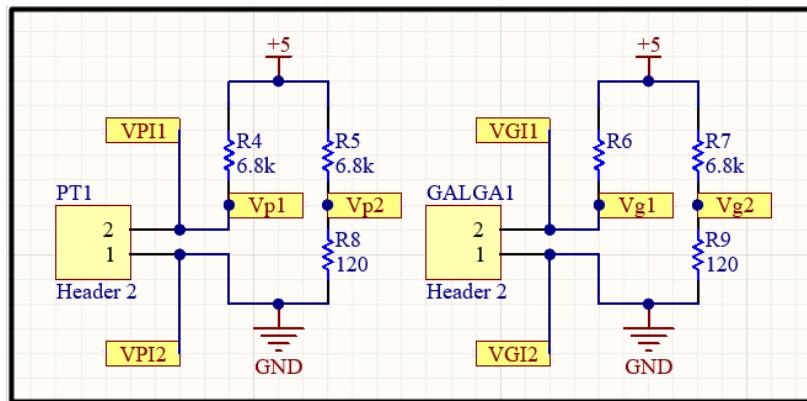


Figura 39 Puentes de Wheastone para galga y pt100

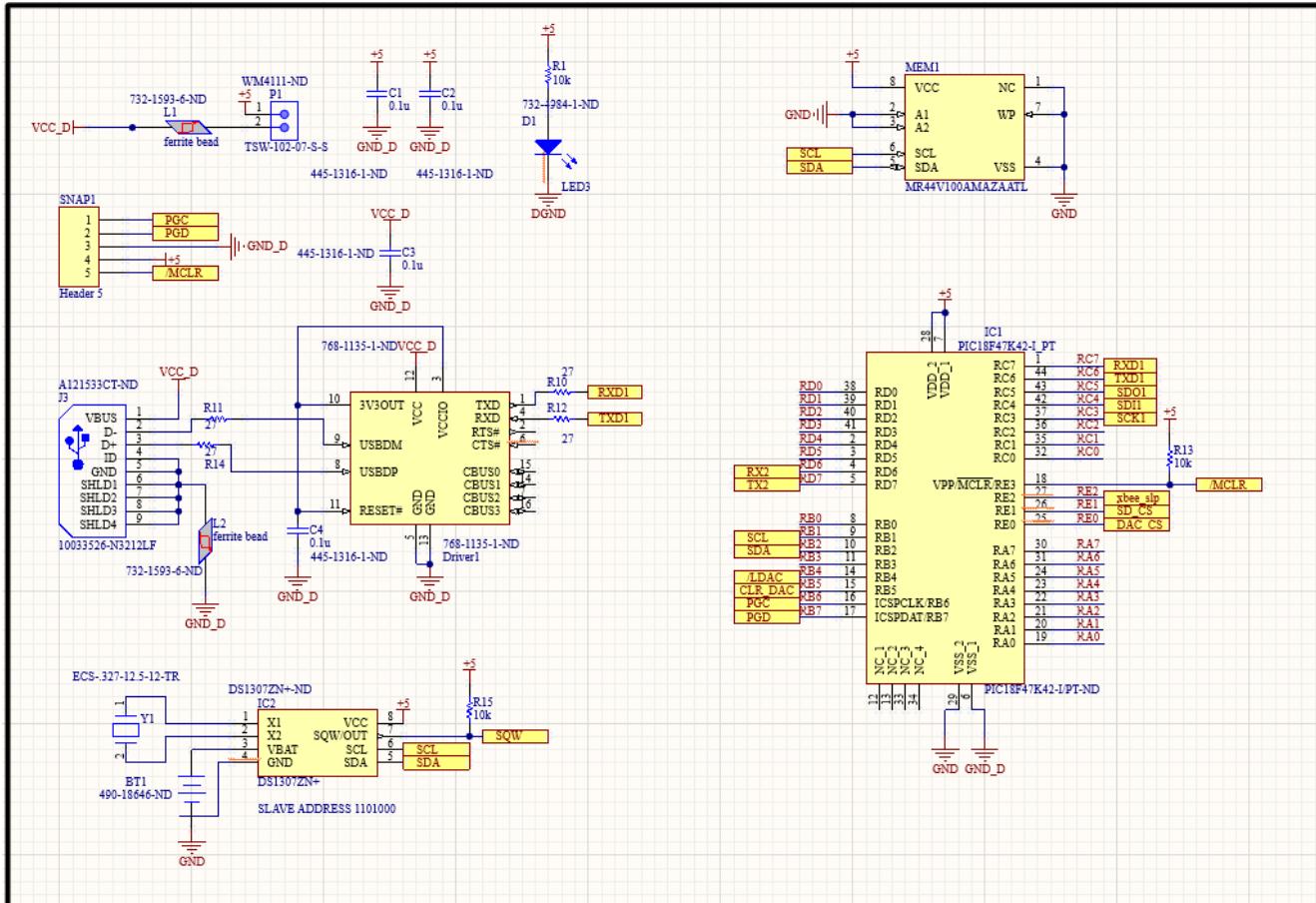


Figura 40 Esquemático del micro y periféricos

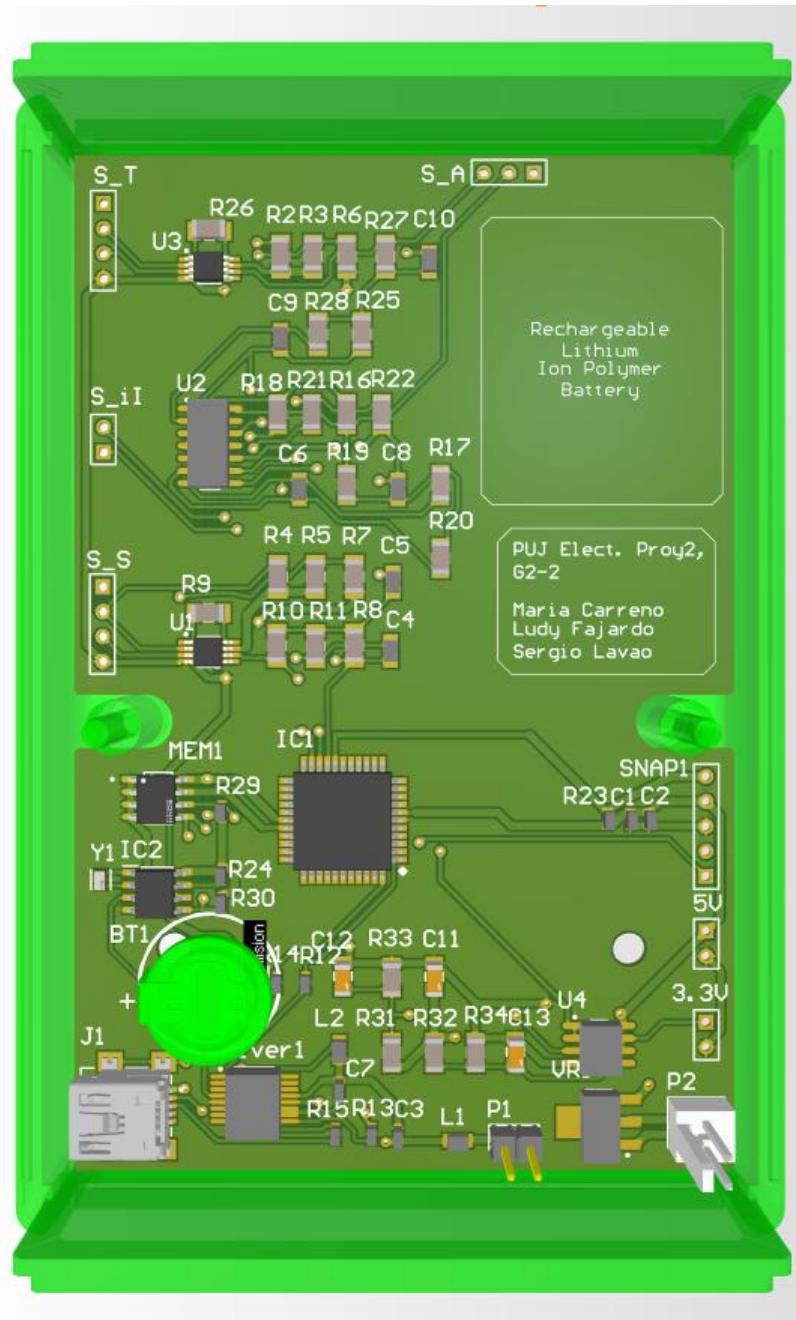


Figura 41 Visualización 3D del PCB [Altium]

8.3 INTERFAZ DE USUARIO

En base a las necesidades del cliente, es necesario implementar una interfaz de usuario la cual sea intuitiva y simple, en la cual se pueda tener control y adquisición de datos del sistema de manera remota, esto se basará en el diagrama de bloques ilustrado a continuación.

La interfaz debe incluir las siguientes características.

- Control de RTC
- Control de Trigger para atención de eventos.
- Métodos de adquisición: Continua, al detectar un evento.
- Procesamiento de señales adquiridas, tales como: ENOB, SINAD y FFT.
- Entorno gráfico claro y conciso.

El desarrollo de la interfaz de usuario se basará en el siguiente diagrama de bloques.

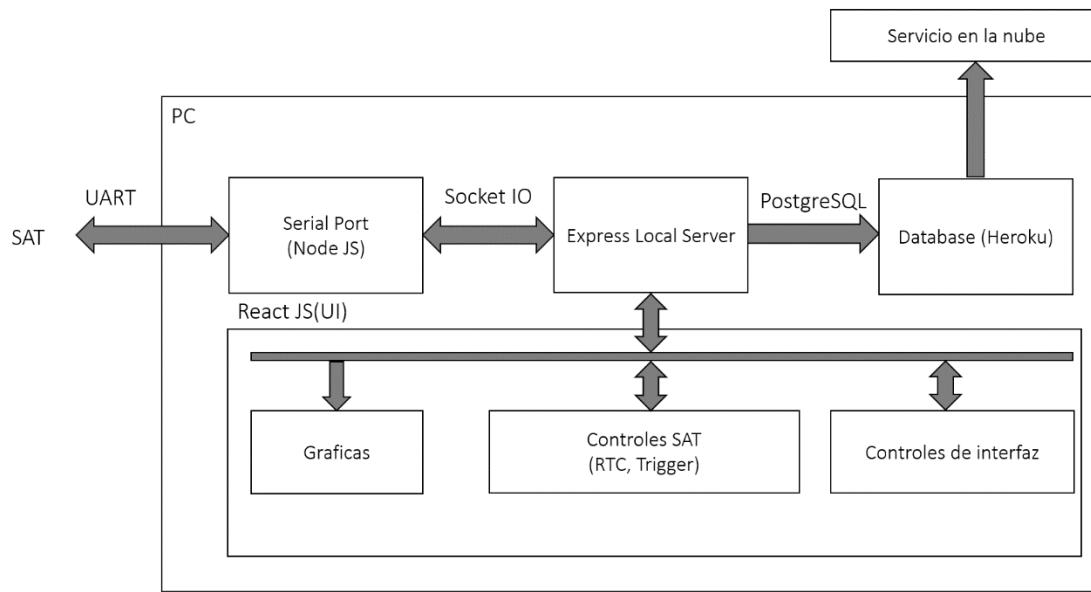


Figura 42. Diagrama interfaz de usuario.

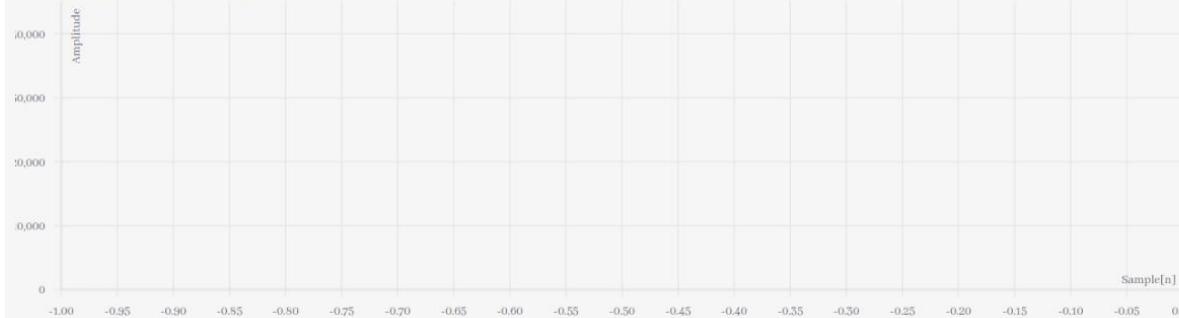
En la interfaz de usuario, al registrarse un evento, se puede visualizar el mismo, presionando Get_Event, de esta manera el usuario tiene una vista momentánea del comportamiento del sistema ante este, el evento ya se encuentra en memoria. Cuando el usuario lo deseé puede dar la opción Free_Run_Mode para ver en tiempo real el

comportamiento del sistema.

Virtual Oscilloscope

Connect[COM10]

Get Event Free Run Mode



9. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

9.1 RUTINAS

A continuación, se realiza una descripción rápida de las rutinas fundamentales al momento de realizar la construcción completa del sistema.

9.1.1 ADQUISICION DE DATOS ANALOGICOS

Rutina en base a interrupción de Timer para adquisición de salida de filtros analógicos, esta rutina se ejecutará en base al Oversampling, dado que el PIC18 solo posee un periférico de ADC, esta rutina multiplexará la entrada, una vez realizada la adquisición se procede a ejecutar el filtro digital.

9.1.2 FILTRO DIGITAL

El cálculo del filtro digital después de la adquisición es uno de los puntos más críticos en el diseño, esta se debe implementar mediante lenguaje ensamblador en hardware con el objetivo de reducir los tiempos de cálculo lo máximo posible, ya que se deben ejecutar a 3.2kHz, con una frecuencia de corte en 50Hz.

9.1.3 COMUNICACIÓN PERIFERICOS I2C

La comunicación entre las memorias y el RTC se realiza mediante el protocolo I2C, por lo tanto, en esta rutina se tiene que emplear un sistema general de comunicación donde se deben tener claro el proceso de inicio de comunicación, fin de la comunicación y el ACK respectivo para cada etapa del sistema. (RTC y Memoria), se trabajará a una frecuencia de ACK en 400kHz.

9.1.4 RUTINA UART

Mediante esta rutina se busca realizar la comunicación principalmente entre el sistema y la interfaz de usuario, mediante esta se envían los datos recolectados desde el RTC y llegado el caso se cargan los datos

9.1.5 RUTINA AJUSTE DE FECHA

En esta rutina se configura la fecha de inicio en el dispositivo RTC, se busca poder configurar este parámetro directamente desde la interfaz de usuario, mediante la UART se envía el formato correspondiente a la fecha correcta y en el código principal se toma este dato y se configura el RTC mediante el I2C enviando el bus de datos correspondiente para dicha tarea.

10. Sistemas de adquisición

10.1 Bodes

Para la adquisición de los datos de bode se realizó el sistema que se muestra a continuación:

Primero tenemos un panel de control, en este podemos controlar la frecuencia de inicio, los pasos que pueden tomar estas, además de poder visualizar la frecuencia en la que nos encontramos, esto en la parte izquierda. Por otra parte, en el lado derecho podemos configurar el valor DCy la amplitud de la señal de salida del generador.

Como extras podemos visualizar el valor de ENOB, de SINAD y el dato tamaño y dato que esta llegando.

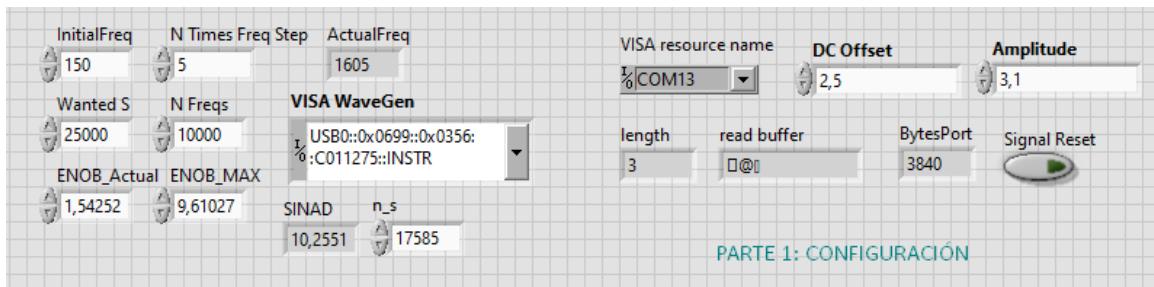


Ilustración 1. Parte 1 del sistema de adquisición de bodes

Luego tenemos las gráficas de FFT a la parte izquierda y en la parte derecha superior tenemos la visualización de la señal de entrada, mientras que en la parte derecha inferior tenemos el bus de datos recolectados en cada paso de frecuencia.

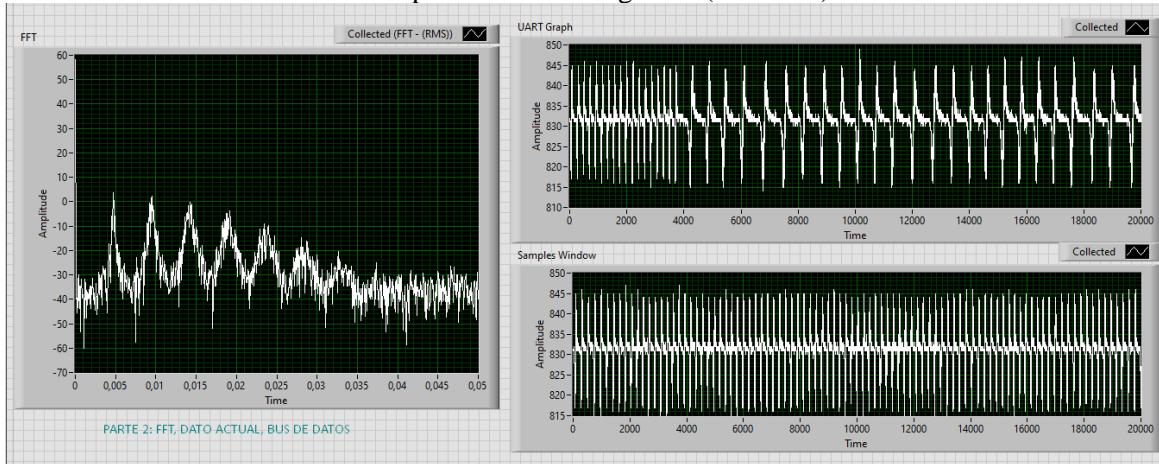


Ilustración 2. Parte 2 del sistema de adquisición de bodes

Finalmente, tenemos la visualización del bode y la frecuencia en la que nos encontramos.

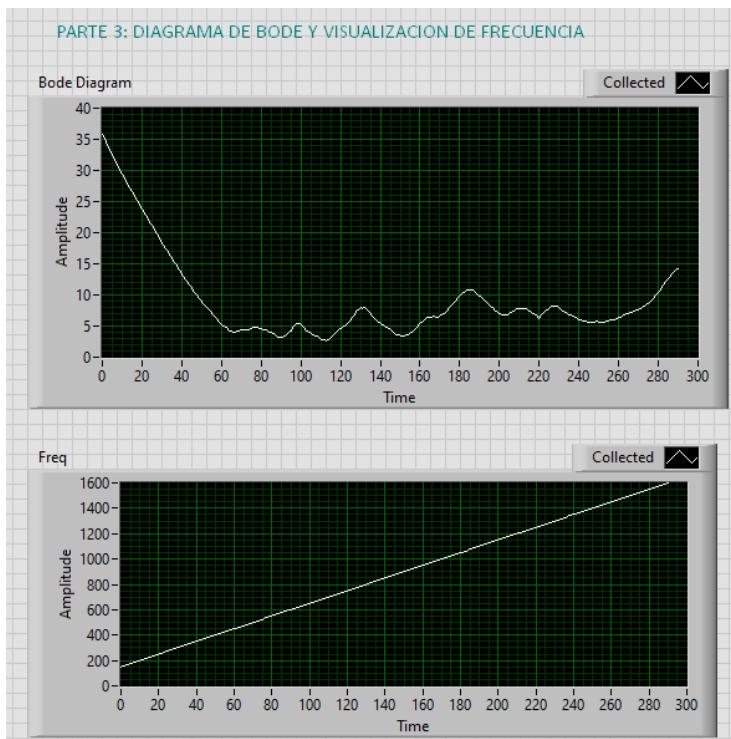


Ilustración 3. Parte 3 del sistema de adquisición de bodes

10.2 UART osciloscopio

En este sistema podemos visualizar la señal de entrada al sistema, además de obtener los valores de ENOB y SINAD de la misma, también podemos visualizar la FFT de la señal.

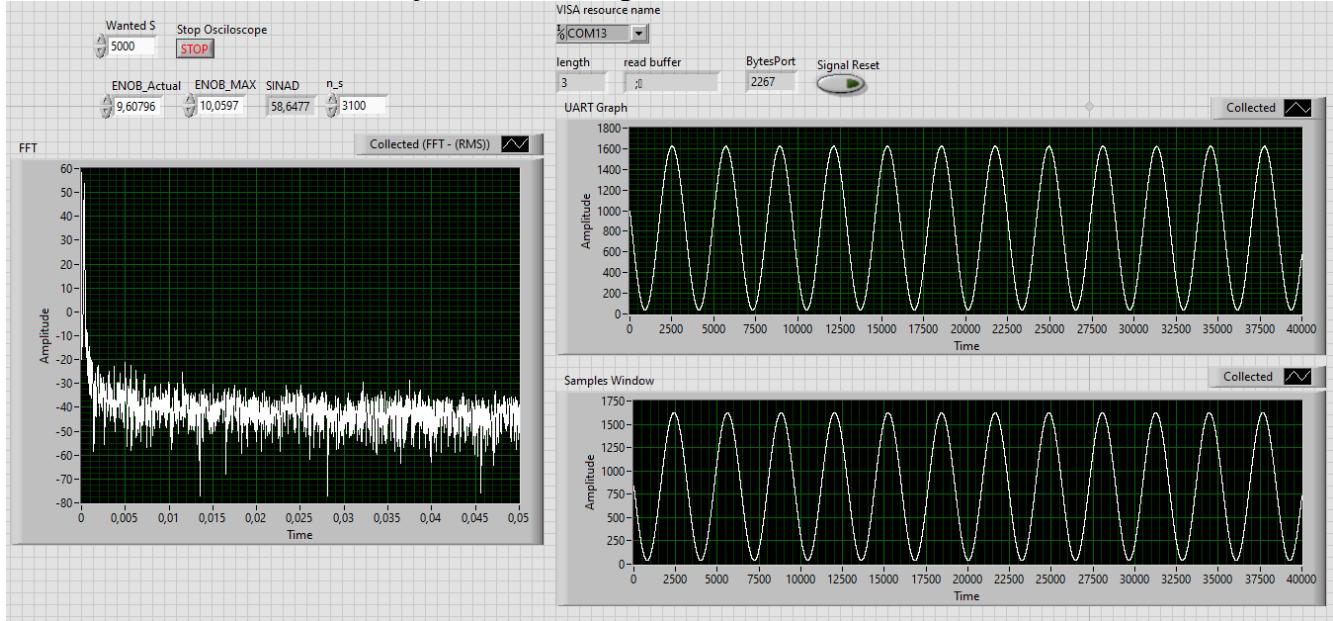


Ilustración 4. Sistema UART osciloscopio

11. Caracterización de sensores

11.1 Galga extensiométrica

Teniendo en cuenta el montaje de la figura 43

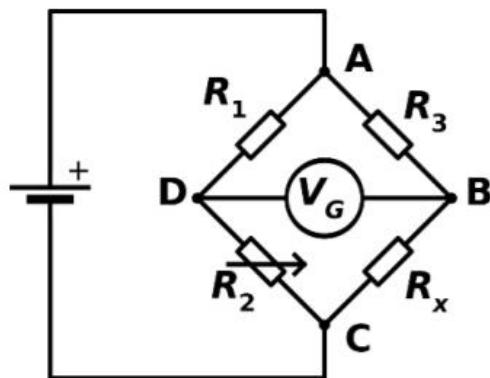


Figura 43 Montaje puente de Wheatstone

Se tiene que la ecuación que describe el voltaje entre los puntos D y B está descrita por:

$$V_G = V_{in} \left(\frac{R_{Gauge}}{R_1 + R_{Gauge}} - \frac{R_x}{R_x + R_3} \right)$$

Donde $R_1=R_3=6.8k$ y $R_x=R_i=120$, también se tiene la ecuación que describe la variación de la resistencia en términos de la deformación

$$R_{Gauge} = S\epsilon_a R_i$$

$$V_{OUT} = V_G * 1000 + 2.5$$

Donde S es el factor de falga=2 y ϵ_a =deformacion

$$V_G = V_{in} \left(\frac{S\epsilon_a R_i}{R_1 + S\epsilon_a R_i} - \frac{R_x}{R_x + R_3} \right)$$

$$V_G = 5(35.3m\epsilon_a - 17.34m)$$

$$V_G = 176.5m\epsilon_a - 86.7m$$

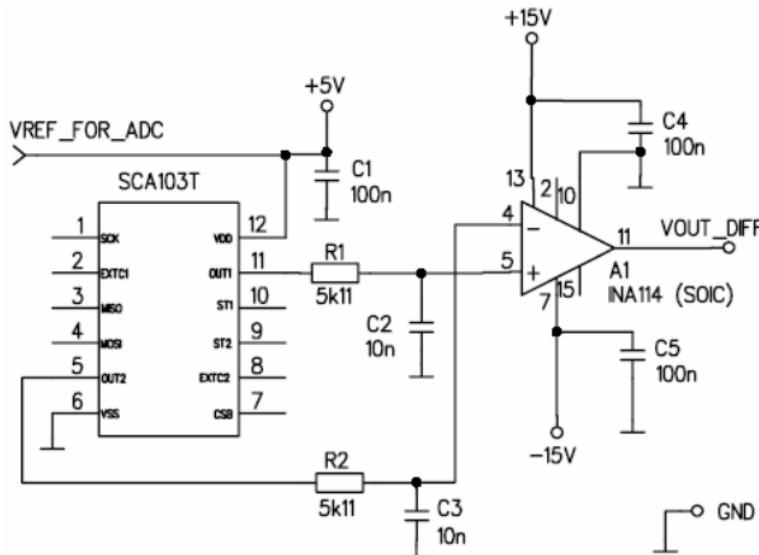
$$\epsilon_a = \frac{\frac{V_{OUT} - 2.5}{1000} + 86.7m}{176.5}$$

11.2 Inclinómetro

Para realizar la caracterización del sensor, se hizo uso de la gráfica de relación entre el voltaje y el ángulo de inclinación que se muestra en la figura 14, de esta manera podemos obtener la relación entre estos dos valores, sin embargo, también se nos da la siguiente formula

$$\alpha = \frac{Vout - Offset}{Sensitivity}$$

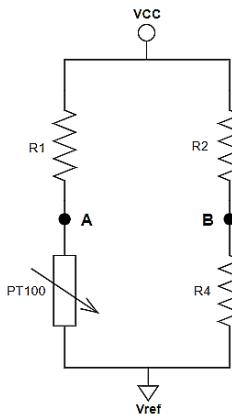
Donde $Vout$ corresponde al voltaje de la salida del amplificador diferencial del sistema (este se muestra a continuación), $Offset$ corresponde al valor de salida cuando no hay un grado de inclinación y finalmente el valor de $Sensitivity$ está dando por las especificaciones del sensor, en este caso el SCA 103 T –D04 tiene un valor de 16v/g.



Añadiendo el circuito de amplificación anterior al sensor, podemos obtener la relación entre los valores de salida como ${}^{\circ} = V_{out} * c$, Donde C corresponde a 3,571.

11.3 PT100

Si se tiene el siguiente montaje para la medición de un sensor de temperatura tipo PT100



Se tiene entonces que la ecuación que describe el voltaje entre los puntos A y B está dada por:

$$V_G = V_{in} \left(\frac{R_{PT100}}{R_1 + R_{PT100}} - \frac{R_4}{R_4 + R_2} \right)$$

Donde $R_1=R_2=6.8K$ y $R_4=100$, y la variación de la resistencia del sensor de temperatura se calcula mediante:

$$R_{PT100} = R_o (1 + \alpha \Delta T)$$

Donde $R_o=100$ y $\alpha = 3,86m {}^{\circ}C^{-1}$. Obteniendo la siguiente ecuación

$$V_G = V_{in} \left(\frac{R_o(1 + \alpha\Delta T)}{R_1 + R_o(1 + \alpha\Delta T)} - \frac{R_4}{R_4 + R_2} \right)$$

$$V_{OUT} = V_G * 181,2 + 2.5$$

Para un voltaje de salida luego de haberse realizado filtrado, conversión ADC y filtrado digital se tiene que ha sido amplificado 181.2 veces, por lo que la ecuación de la de temperatura está dado por:

$$V_G = V_{in} \left(\frac{R_o(1 + \alpha\Delta T)}{R_1} - \frac{R_4}{R_4 + R_2} \right)$$

$$V_G = 5(14.7m\alpha\Delta T - 13.5m)$$

$$V_G = 73,5m\alpha\Delta T - 67.5m$$

$$\Delta T = \frac{(V_G + 67.5m)}{\alpha 73,5m}$$

$$\Delta T = \frac{\left(\frac{V_{OUT} - 2.5}{181,2} + 67.5m \right)}{283.7m}$$

12. Resultados

12.1 Inclinómetro

A continuación, se muestra la respuesta en frecuencia del sistema diseñado para el inclinómetro, en la figura a continuación, se pueden observar primeramente en la señal roja la respuesta simulada del sistema, luego en la señal morada se tiene la respuesta del sistema desde la entrada hasta justo después del ADC, finalmente, se tiene en la señal verde la respuesta total del sistema.

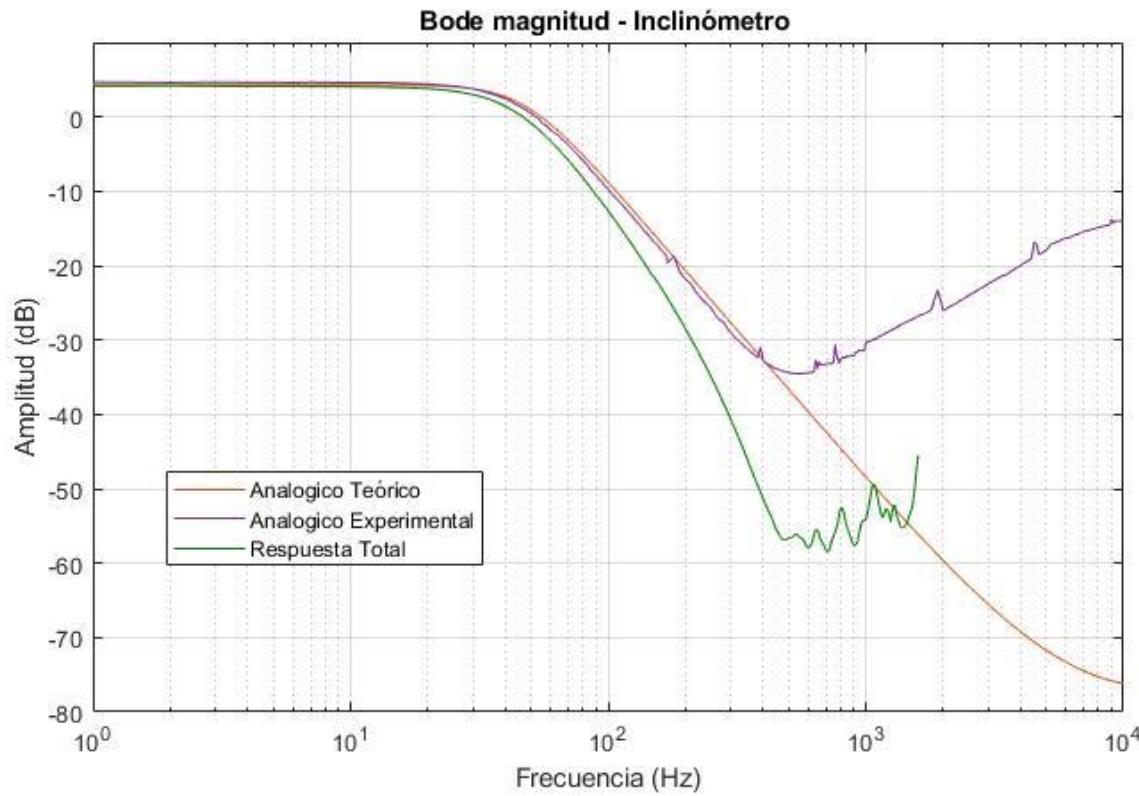


Figura 44. Respuesta en frecuencia Inclinómetro

En la figura a continuación se muestran algunos datos importantes en las respuestas del sistema, se puede observar que a 50Hz las señales caen aproximadamente 3dB, además se puede observar el valor de atenuación en frecuencias altas.

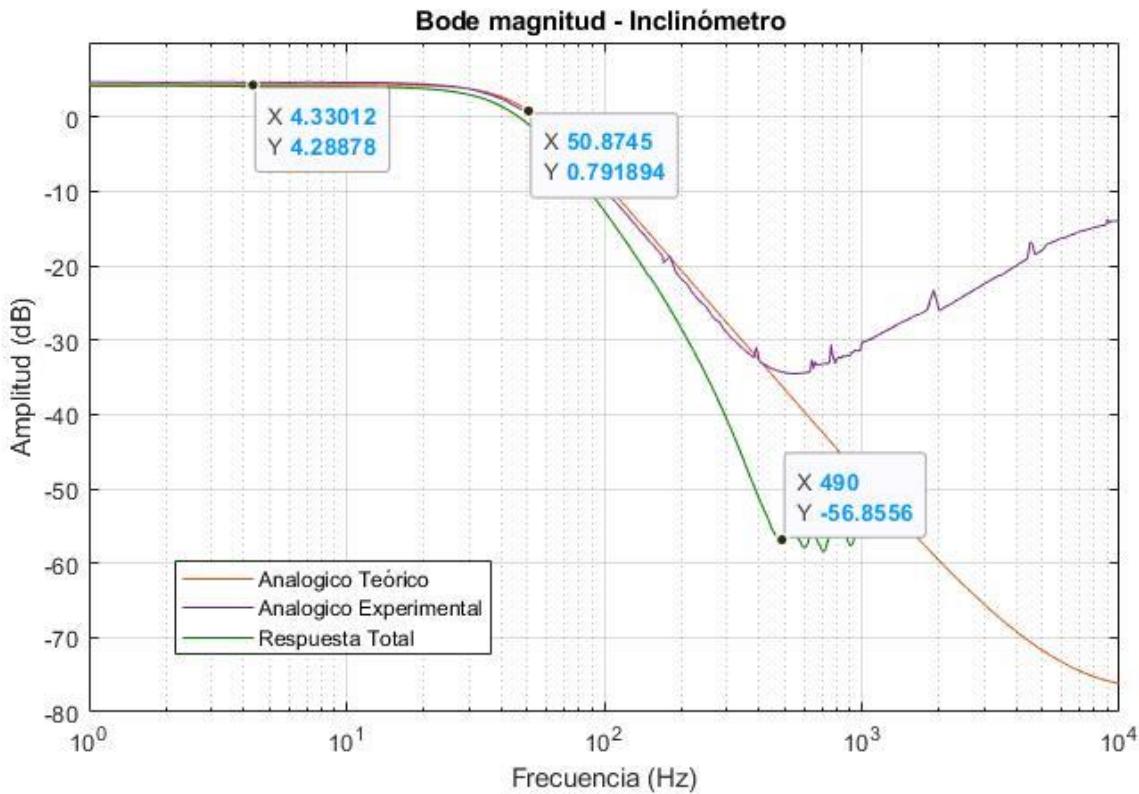


Figura 45. Respuesta en frecuencia Inclinómetro_Datos

12.2 Galga extensiométrica

A Continuación, tenemos el resultado del bode magnitud en cada etapa del sistema correspondiente a las galgas extensiométricas, primero se tiene una señal simulada del filtro análogo utilizado, luego se tiene el resultado del sistema implementado en el circuito, este segundo va desde la entrada hasta después de ADC, finalmente se tiene la respuesta total del sistema, esta va desde la entrada a la salida total del sistema.

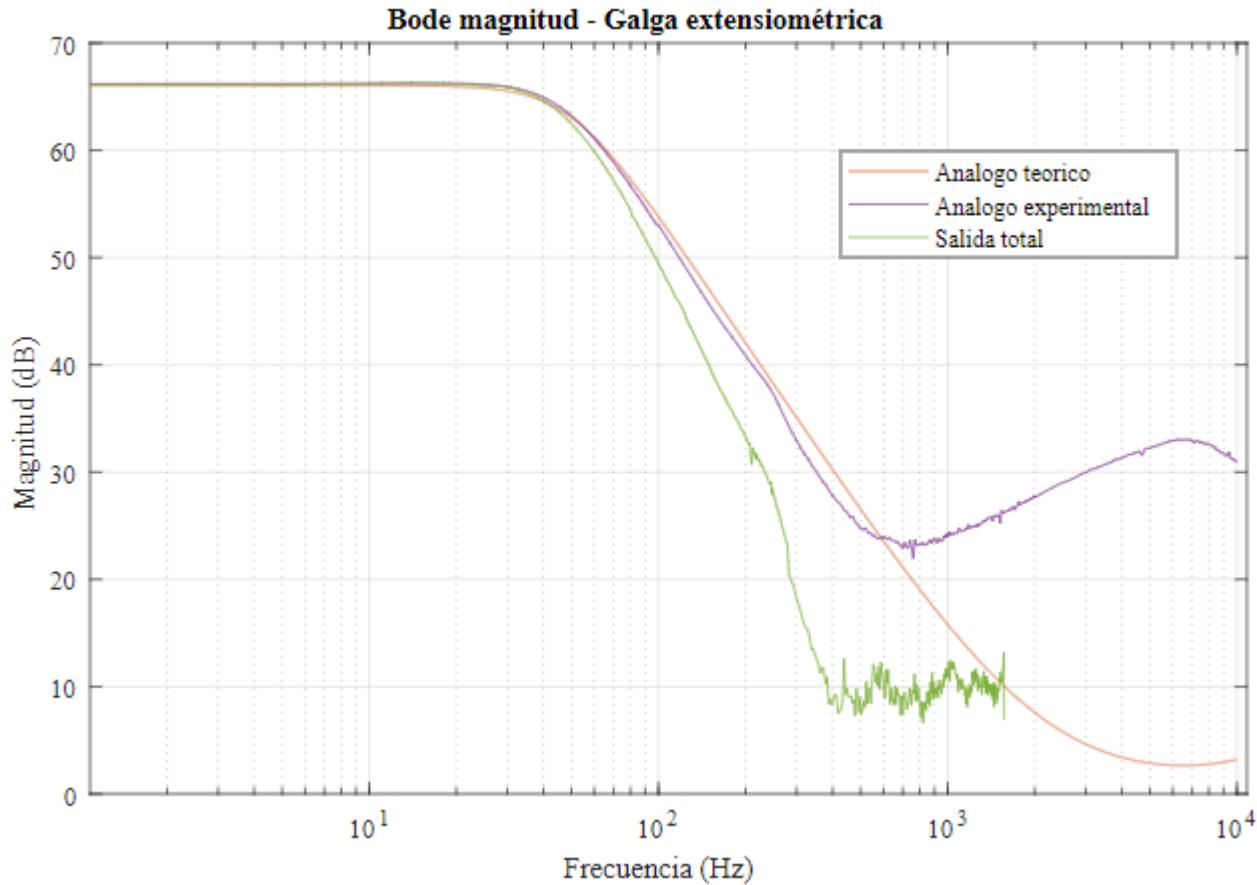


Figura 46. Respuesta en frecuencia Galga extensiométrica.

En la figura 46 se puede observar el comportamiento del sistema de filtrado para las galgas extensiométricas, en la señal de color naranja se puede ver el comportamiento teórico del sistema, en la señal morada podemos ver el comportamiento desde la entrada hasta después del conversor ADC y finalmente en la señal verde tenemos el comportamiento total del sistema. Para el sistema en 50 Hz se tiene una caída de 3dB de la ganancia total. A continuación, en la Figura 47 se muestran los valores y puntos importantes de las respuestas.

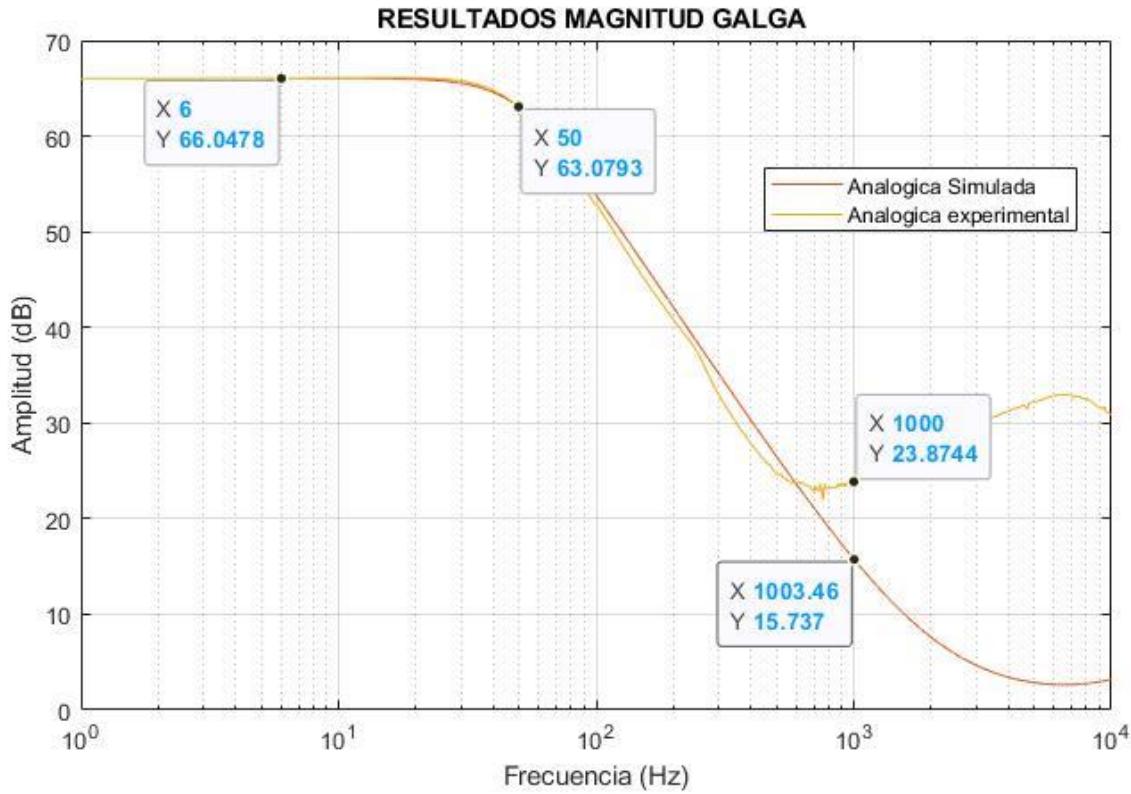


Figura 47. Respuesta en frecuencia Galga extensiométrica_Datos

Como se puede observar en 50Hz el sistema cae de 66.04dB a 63.07dB, aproximadamente 3dB
 Además, se puede observar los valores obtenidos a 1K donde el sistema experimental cae mayormente.

12.3 Temperatura

Al igual que los sistemas anteriores, se tiene la respuesta de bode magnitud en diferentes etapas del sistema, primero está la simulación, luego la parte análoga del filtro y finalmente la respuesta total del sistema.

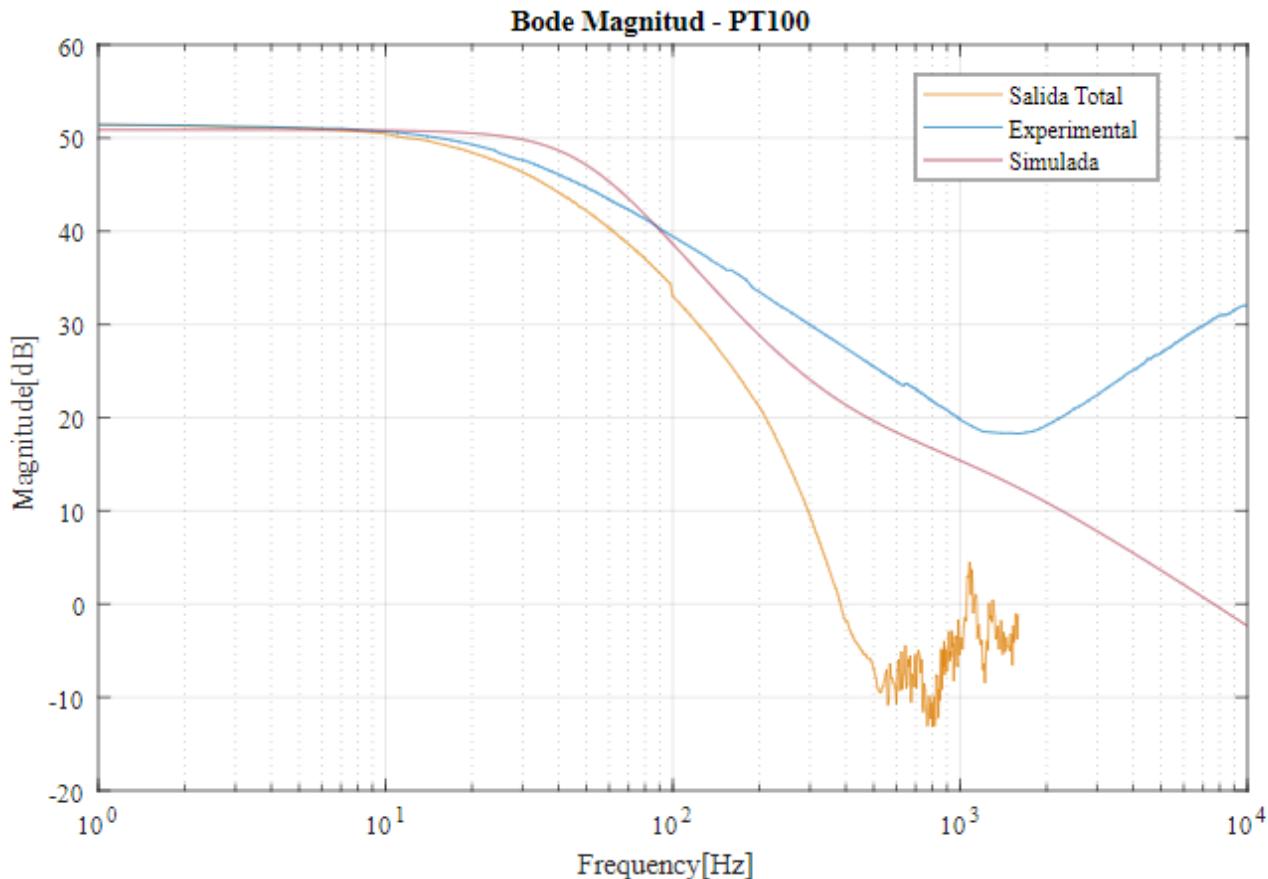


Figura 48. Respuesta en frecuencia Sensor de Temperatura.

En la figura 48 tenemos las correspondientes respuestas del sistema diseñado para el sensor de temperatura, primero tenemos la señal morada que corresponde a la respuesta teórica del sistema, segundo tenemos la señal azul, esta muestra el comportamiento del sistema desde la entrada hasta después de ADC del sistema y finalmente tenemos la señal naranja, esta corresponde a la respuesta total del sistema.

REFERENCIAS

- [1] Anonimo, «topographic-map.com,» 01 01 2020. [En línea]. Available: <https://en-us.topographic-map.com/>. [Último acceso: 18 08 2020].

- [2] D. Magín Flórez, C. Otálora Sánchez y C. I. Páez, «scielo,» 16 Marzo 2009. [En línea]. Available:] http://www.scielo.org.co/scielo.php?script=sci_abstract&pid=S0123-21262009000200010&lng=pt&nrm=iso&tlang=es. [Último acceso: 19 Agosto 2020].
- [3] J. A. Q. Rodríguez, «instituto mexicano del trasnporte,» 15 febrero 2015. [En línea]. Available:] <https://imt.mx/archivos/Publicaciones/PublicacionTecnica/pt441.pdf>. [Último acceso: 20 agosto 2020].
- [4] L. Gonzales Carrasco, «Academia,» 27 Febrero 2018. [En línea]. Available:] https://www.academia.edu/16300391/SUPERESTRUCTURAS_DE_PUENTES. [Último acceso: 25 Agosto 2020].
- [5] O. Cardenas Ortega, «Partes de un Puente,» 11 Marzo 2016. [En línea]. Available:] <https://es.slideshare.net/EMANECERS/partes-de-un-puente-59442007>. [Último acceso: 25 Agosto 2020].
- [6] A. Vazquez Rodriguez, *ANALISIS DE PUENTES ING.GARCIA GARCIA*, Oaxaca de Juárez : Slideshare,] 2014.
- [7] Anonimo, «Wikipedia.com,» Wikipedia, 31 01 2018. [En línea]. Available:] https://en.wikipedia.org/wiki/Strain_gauge#/media/File:StrainGaugeVisualization.svg. [Último acceso: 25 08 2020].
- [8] Anonimo, «www.erosion.com.co,» 20 febrero 2002. [En línea]. Available:] <http://www.erosion.com.co/presentaciones/category/9-control-de-erosion-en-zonas-tropicales.html?download=54:263-capitulo4-calculodesocavacion>. [Último acceso: 23 Agosto 2020].
- [9] Anonimo, «Physics,» 16 05 2017. [En línea]. Available: <https://physics.info/temperature/>. [Último acceso: 23 08 2020].
- [1] T. E. o. E. Britannica, «britannica,» 18 06 2015. [En línea]. Available:] <https://www.britannica.com/science/thermal-expansion>. [Último acceso: 23 08 2020].
- [1] R. Saito Castro, «core.ac.uk,» 27 05 2018. [En línea]. Available:] <https://core.ac.uk/download/pdf/46111717.pdf>. [Último acceso: 23 08 2020].
- [1] J. M. Florez L y C. F. Calderon, *COMPONENTES PARA UN SISTEMA ADC COMUNES*, Bogota,DC:] Javeriana, 2020.
- [1] universidad nacial autónoma de méxico, «ptolomeo,» 6 septiembre 2005. [En línea]. Available:] <http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/jspui/bitstream/132.248.52.100/624/4/A-4.pdf>. [Último acceso: 26 agosto 2020].
- [1] D. S. C. Morales, «Javeriana,» 26 Enero 2012. [En línea]. Available:] <https://repository.javeriana.edu.co/bitstream/handle/10554/7494/tesis600.pdf;jsessionid=BB620BDF5D9C82DC349DD77E29EEB132?sequence=1>. [Último acceso: 21 septiembre 2020].
- [1] La opinión , «La Opinión,» La Opinión, 27 julio 2019. [En línea]. Available:] <https://www.laopinion.com.co/region/vendaval-destruyo-puente-sobre-el-rio-catatumbo-181239>. [Último acceso: 22 septiembre 2020].
- [1] H. Corres Peiretti, J. Ignacio Ezeberry, T. Philipp Petschke y A. Pérez Caldentey, «oa.upm,» 8 noviembre 6] 2007. [En línea]. Available: http://oa.upm.es/3529/1/INVE_MEM_2008_55417.pdf. [Último acceso: 21 septiembre 2020].
- [1] J. E. Andersen, «researchgate,» 16 08 2015. [En línea]. Available:] https://www.researchgate.net/publication/262898565_Structural_Health_Monitoring_System_Naini_Bridge_India. [Último acceso: 30 08 2020].

- [1] 2. Y. M. 1. 2. L. D. X.H. Vu 1, «Archives Ouvertes,» 16 07 2015. [En línea]. Available: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01998316>. [Último acceso: 30 08 2020].
- [1] O. F. Vargas Ruiz, «Repositorio TEC,» Abril 2018. [En línea]. Available: https://repositoriotec.tec.ac.cr/bitstream/handle/2238/10404/red_sensores_analisis_vibracion_puentes_utilizando_acelerometros_triaxiales.pdf?sequence=1&isAllowed=y. [Último acceso: 21 Agosto 2020].
- [2] J. A. Horta Zéregá, «VIBRACIÓN DE PUENTES,» Universidad Autónoma de Baja California, Baja California, 2016.
- [2] E. Montalar, «Oscilaciones en el puente de Volgogrado,» 27 Mayo 2010. [En línea]. Available: <https://enriquemontalar.com/oscilaciones-en-el-puente-de-volgogrado/>. [Último acceso: 20 Septiembre 2020].
- [2] S. Timoshenko, «wikipedia,» 16 04 2016. [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Flexi%C3%B3n_mec%C3%A1nica. [Último acceso: 30 08 2020].
- [2] F. Navarro Henríquez y D. Ureña Muñoz, «Mediciones y análisis de vibraciones en el puente Virilla, ruta 3 nacional N° 1,» 10 octubre 2014. [En línea]. Available: https://www.researchgate.net/publication/283760860_Mediciones_y_analisis_de_vibraciones_en_el_puente_Virilla_ruta_nacional_N_1. [Último acceso: 20 Septiembre 2020].
- [2] Vigor technology, «Vigor technology,» Vigor technology, 2 abril 2019. [En línea]. Available: <https://www.vigordigital.com/applications/107.html>. [Último acceso: 25 septiembre 2020].