

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PUCP

**IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTACIÓN REMOTA DE MONITOREO
ESTRUCTURAL PARA EL SEGUIMIENTO Y CONTROL DEL ESTADO
ACTUAL DE LOS MONUMENTOS DE RELEVANCIA HISTÓRICA EN
EL PERÚ.**

Tesis para optar por el título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

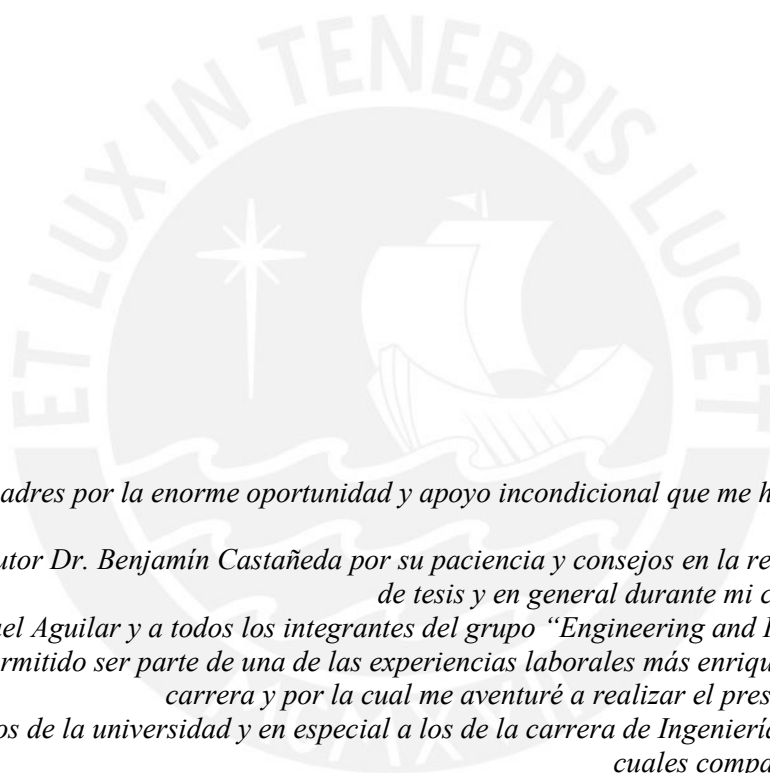
AUTOR

David Fosca Gamarra

ASESOR:

Dr. Benjamín Castañeda Aphan

Lima, junio 2019



A Dios y a mis padres por la enorme oportunidad y apoyo incondicional que me han brindado durante toda mi vida.

A mi asesor y tutor Dr. Benjamín Castañeda por su paciencia y consejos en la realización del trabajo de tesis y en general durante mi carrera universitaria.

Al Dr. Rafael Aguilar y a todos los integrantes del grupo "Engineering and Heritage PUCP" por haberme permitido ser parte de una de las experiencias laborales más enriquecedoras durante mi carrera y por la cual me aventuré a realizar el presente trabajo de tesis.

A mis compañeros de la universidad y en especial a los de la carrera de Ingeniería Electrónica con los cuales comparto mis expectativas.

A FONDECYT que hizo posible el desarrollo del proyecto de Monitoreo de Salud Estructural de la Iglesia San Juan Bautista de Huaró mediante su financiamiento a través del Proyecto ID 349/316 - 222-2015.

A la PUCP que hizo posible el desarrollo del nodo sensorial de aceleración mediante su financiamiento a través del programa PADET.

A todos los profesores de la PUCP que me ayudaron incondicionalmente y con quienes también comparto el logro de este trabajo:

- Dr. Rafael Aguilar
- Dr. Benjamín Castañeda
- Ing. Javier Chang
- Ing. Richard Rivera
- Dr. Giacomo Zonno
- Dr. Jorge Moreno
- Ing. Jorge Benavides

¡Gracias!

RESUMEN

El Perú posee una cantidad invaluable de monumentos históricos que son vulnerables a altos niveles de actividad sísmica. En cuanto a su conservación, la mayor parte del esfuerzo de restauración gira entorno a daños visualmente detectables como, por ejemplo, trabajos de resanación estética. Estos esfuerzos resultan insuficientes para asegurar la integridad estructural del monumento a largo plazo. Por otro lado, el monitoreo de salud estructural es un método no invasivo que utiliza sensores de aceleración junto con algoritmos de análisis modal para obtener y analizar los parámetros dinámicos de una estructura y detectar daños a lo largo del tiempo.

La primera parte de la presente tesis se basa en la implementación de una estación remota de monitoreo de salud estructural (MSE) en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro en Cusco, junto con integrantes del grupo de investigación "Ingeniería y Patrimonio PUCP" y bajo el financiamiento de FONDECYT (Proyecto - ID 349/316 - 222-2015). La implementación, consta de tres etapas principales: i) Adquisición/Centralización de los datos de aceleración, ii) Procesamiento/Almacenamiento para obtener los parámetros dinámicos, y iii) Visualización de los resultados desde cualquier dispositivo con acceso de internet. El último punto se presenta con mayor detalle por ser la tarea específica designada. Para ello, se configuró un servidor web de "Amazon Web Services" para alojar los parámetros dinámicos en una base de datos y graficarlos en una plataforma web. De esta manera, se logró compartir diez meses de información de monitoreo con la comunidad científica en el congreso internacional de análisis estructural SAHC 2018. Además, en base a los incidentes más trascendentales durante la operación del sistema completo de MSE, se proponen recomendaciones para implementaciones futuras. La segunda parte de la tesis es el diseño e implementación de un nodo sensorial de aceleración como herramienta alternativa para aplicaciones de MSE con el uso de redes inalámbricas de sensores. En base a la experiencia ganada en la primera etapa del trabajo y una revisión exhaustiva del estado del arte, se determinaron los requisitos y seleccionaron los componentes electrónicos necesarios para el diseño e implementación del nodo sensorial inalámbrico. Se programó un microcontrolador MSP432 con ADC de 14 bits para adquirir y procesar las señales de un micro acelerómetro analógico LIS344ALH, y se empleó un transmisor RF Xbee S2C para la comunicación inalámbrica. Algunos de los resultados del diseño e implementación del nodo son: i) Adquisición de señales de aceleración con una resolución máxima de 1 mg gracias al diseño propio de una tarjeta de acondicionamiento de señales, ii) Identificación local de las frecuencias fundamentales de vibración asociadas a la señal de ingreso mediante el procesamiento de la FFT en el nodo sensorial, y iii) Comunicación inalámbrica efectiva de los datos de aceleración hasta una distancia de 30 metros.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1:

MOTIVACIÓN Y ESTADO DEL ARTE.

1.1.	Relevancia de los monumentos históricos pertenecientes al patrimonio nacional del Perú.....	3
1.2.	Caso de estudio: Iglesia San Juan Bautista de Huaro.....	4
1.3.	Estado del Arte.....	5
1.3.1	Sistema de monitoreo de salud estructural aplicado en monumentos arquitectónicos.....	5
1.3.2	Tipos de implementación de sistemas de MSE.....	6
1.4.	Alcance de la tesis.....	8
1.5.	Objetivos.....	9
1.5.1	Objetivo General.....	9
1.5.2	Objetivos Específicos.....	9

CAPÍTULO 2:

FUNDAMENTO DEL DISEÑO.

2.1	Sistema de Monitoreo Remoto Cableado.....	10
2.1.1	Conjunto de sensores.....	10
2.1.2	Sistema de adquisición y centralización de datos.....	12
2.2	Sistema de Monitoreo Remoto con Red de Sensores Inalámbricas.....	13
2.2.1	Nodo sensorial de aceleración inalámbrico.....	14
2.2.2	Nodo coordinador.....	17
2.2.3	Consideraciones para el diseño de un nodo sensorial de aceleración con aplicación en MSE.....	18
2.2.4	Equipos desarrollados: comerciales y de investigación.....	20
2.3	Aplicaciones de MSE en Estructuras Civiles.....	22
2.4	Análisis Modal Operacional de Estructuras.....	22
2.5	Plataforma Web para la Visualización de Datos.....	23

CAPÍTULO 3:

IMPLEMENTACIÓN Y EVALUACIÓN DE LA OPERACIÓN DE UNA ESTACIÓN REMOTA DE MSE.

3.1	Diagrama General de Funcionamiento del Sistema Remoto de MSE....	24
3.2	Características de diseño del sistema remoto de MSE cableado en la Iglesia San Juan Bautista de Huaró en Cusco.....	25
3.2.1	Adquisición/Centralización.....	25
3.2.2	Almacenamiento/Procesamiento.....	28
3.2.3	Visualización.....	29
3.3	Diseño e implementación de una plataforma web para la visualización de los parámetros dinámicos de una estructura.....	30
3.3.1	Servidor web de “Amazon Web Services”.....	31
3.3.2	Creación de la plataforma web y los gráficos dinámicos.....	31
3.4	Resultados de la plataforma web para la visualización de los parámetros dinámicos de la Iglesia San Juan Bautista de Huaró.....	35
3.5	Reconocimiento de incidencias durante periodo de operación de 10 meses.....	37
3.6	Recomendaciones para implementaciones futuras.....	40
3.6.1	Sistema de protección contra descargas eléctricas atmosféricas..	40
3.6.2	Sistema de respaldo eléctrico.....	40
3.6.3	Tráfico de datos.....	41
3.6.4	Ventajas de AWS.....	41
3.6.5	Problemas con la librería “Highstocks”.....	41
3.7	Con base en la implementación y resultados previos: puntos clave para el diseño de una nueva herramienta para análisis de vibraciones.....	42

CAPÍTULO 4:

PROPUESTA DE DISEÑO DEL NODO SENSORIAL DE ACELERACIÓN.

4.1	Nodo Sensorial de Aceleración.....	44
4.1.1	Unidad de adquisición de datos.....	46
4.1.2	Unidad de procesamiento de datos.....	62
4.1.3	Unidad de transferencia de datos.....	73
4.2	Recepción y Visualización de Datos.....	76

CAPÍTULO 5:

PRUEBAS Y RESULTADOS DEL NODO SENSORIAL DE ACELERACIÓN.

5.1	Pruebas Preliminares.....	78
5.1.1	Detección de la componente de gravedad.....	78
5.1.2	Frecuencia programable de adquisición de datos del ADC.....	79
5.1.3	Distancia máxima de alcance para comunicación inalámbrica.....	80
5.1.4	Velocidad de comunicación y trama de información serial.....	82
5.1.5	Función de transferencia de la tarjeta de acondicionamiento de señales 2.....	84
5.2	Análisis de Aceleración - Calibración.....	85
5.3	Análisis de Resolución.....	90
5.4	Procesamiento de las señales de aceleración.....	96
5.4.1	Filtrado de las señales de aceleración.....	96
5.4.2	Detección de frecuencias fundamentales de vibración.....	98
5.5	Diagrama de Tiempos.....	105
5.6	Consumo Energético: MODO 1 vs MODO 2.....	106
5.7	Diseño del chasis del nodo sensorial de aceleración.....	108
5.8	Presupuesto.....	109
CONCLUSIONES.....		111
RECOMENDACIONES.....		113
BIBLIOGRAFÍA.....		116
ANEXO.....		122

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Parámetros comunes de medición para MSE. Fuente: Adaptada de [1].....	11
Tabla 2.2: Características de los acelerómetros. Fuente: Adaptada de [2].....	12
Tabla 2.3: Procedimientos para aumentar eficiencia energética en una red de sensores inalámbrica. Fuente: Elaboración propia.	19
Tabla 2.4: Tipos de procesamientos por el nodo sensorial en una red inalámbrica. Fuente: Elaboración propia.	20
Tabla 2.5: Revisión de los nodos sensoriales diseñados e implementados para monitoreo de salud estructural (MSE) a lo largo de la historia. Fuente: Elaboración propia.....	21
Tabla 3.1: Características de diseño y soluciones planteadas del sistema de adquisición/centralización. Fuente: Elaboración propia.....	27
Tabla 3.2: Características de diseño y soluciones planteadas del sistema de almacenamiento/procesamiento. Fuente: Elaboración propia.....	29
Tabla 3.3: Características de diseño y soluciones planteadas para el sistema de visualización. Fuente: Elaboración propia.....	30
Tabla 3.4: Costos asociados a la etapa de adquisición/centralización. Fuente: Elaboración propia.....	42
Tabla 4.1: Muestra por unidad los requisitos a tomar en cuenta para el desarrollo de la aplicación y la justificación a cada uno de ellos. Fuente: Elaboración propia.....	45
Tabla 4.2: Comparación entre tres de los acelerómetros analógicos con mejores prestaciones eléctricas y un acelerómetro digital. Fuente: Elaboración propia.....	46
Tabla 4.3: Presenta las características eléctricas más importantes para tener en cuenta en el diseño con el micro acelerómetro LIS344ALH operando con voltaje de alimentación de 3.3 V y rango dinámico seleccionado en $\pm 2g$. Fuente: Elaboración propia.....	47
Tabla 4.4: Comparación entre tres amplificadores operacionales seleccionados del mercado. Fuente: Elaboración propia.....	50
Tabla 4.5: Características de los condensadores seleccionados para el circuito de acondicionamiento. Fuente: Elaboración propia.....	51
Tabla 4.6: Comparación entre posibles reguladores de voltaje DC-DC del mercado....	57
Tabla 4.7: Características de los condensadores y resistencias seleccionados para la segunda propuesta de circuito de acondicionamiento. FPB: Filtro Pasa Bajos y FPA: Filtro Pasa Altos. Fuente: Elaboración propia.....	59
Tabla 4.8: Comparación entre tres ADC del mercado que satisfacen los requerimientos. Fuente: Elaboración propia.....	61

Tabla 4.9: Comparación entre tres microcontroladores disponibles en el mercado. Fuente: Elaboración propia.....	62
Tabla 4.10: Características de la tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R para el microcontrolador seleccionado. Fuente: Elaboración propia.....	63
Tabla 4.11: Configuración de los elementos relacionados al RELOJ del sistema con el fin de establecer los valores deseados para la ejecución del programa. Fuente: Elaboración propia.....	68
Tabla 4.12: Configuración de los elementos relacionados al CONTADOR del sistema con el fin de establecer los valores deseados para la ejecución del programa. Fuente: Elaboración propia.....	69
Tabla 4.13: Configuración de los elementos relacionados al ADC del sistema con el fin de establecer los valores deseados para muestrear correctamente las señales de vibración. Fuente: Elaboración propia.....	69
Tabla 4.14: Configuración de los elementos relacionados al módulo de comunicaciones UART del sistema con el fin de establecer los valores deseados para transmitir correctamente la trama serial. Fuente: Elaboración propia.....	70
Tabla 4.15: Configuración de los elementos relacionados al módulo de acceso directo a memoria DMA. Fuente: Elaboración propia.....	71
Tabla 4.16: Comparación entre tres módulos de comunicación disponibles en el mercado. Fuente: Elaboración propia.....	74
Tabla 4.17: Características de la tarjeta Xbee Explorer. Fuente: Elaboración propia....	74
Tabla 4.18: Elementos de configuración en el programa XCTU del Xbee S2C operando en el nodo sensorial de aceleración y el Xbee S2C operando como coordinador. Fuente: Elaboración propia.....	75
Tabla 5.1: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba de funcionamiento preliminar del sensor de aceleración junto con el microcontrolador. Fuente: Elaboración propia.....	78
Tabla 5.2: Resultados del promedio, desviación estándar y error relativo de la prueba de funcionamiento preliminar del micro acelerómetro. Fuente: Elaboración propia.....	79
Tabla 5.3: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba del correcto funcionamiento de la rutina de interrupción del ADC. Fuente: Elaboración propia.....	80
Tabla 5.4: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba de comunicación inalámbrica. Fuente: Elaboración propia.....	81
Tabla 5.5: Resultados de la prueba de comunicación que evalúa dos velocidades de transmisión y cinco distancias entre nodo transmisor y receptor.	82
Tabla 5.6: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba del correcto funcionamiento de la trama de transmisión de datos. Fuente: Elaboración propia.....	82

Tabla 5.7: Resultados del error relativo y la desviación estándar para cada una de las dos velocidades de transmisión. Fuente: Elaboración propia.....	83
Tabla 5.8: Especificaciones y equipos requeridos para caracterizar la tarjeta de acondicionamiento de señales 2. Fuente: Elaboración propia.....	84
Tabla 5.9: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la comparación entre la aceleración adquirida por dos acelerómetros B&K vs el nodo sensorial diseñado. Fuente: Elaboración propia.....	86
Tabla 5.10: Resultados del cálculo de la ganancia en cada una de las 15 frecuencias para las tarjetas de acondicionamiento 1 y 2. Fuente: Elaboración propia.....	87
Tabla 5.11: Resultados de error relativo entre las mediciones de aceleración con los acelerómetros B&K vs el nodo sensorial. Fuente: Elaboración propia.....	89
Tabla 5.12: Fórmulas más importantes para el cálculo de la resolución efectiva de aceleración del nodo sensorial. Fuente: Elaboración propia.....	91
Tabla 5.13: Especificaciones y equipos requeridos para realizar el análisis de resolución utilizando la mesa estabilizadora NEWPORT. Fuente: Elaboración propia.....	91
Tabla 5.14: Resultado de ruido RMS, bits útiles (ENOB) y resolución real del primer diseño de la tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Fuente: Elaboración propia....	92
Tabla 5.15: Resultados del ensayo realizado usando la mesa estabilizadora NEWPORT serie I-2000. Se muestra la comparación entre los resultados de resolución para las últimas dos tarjetas de acondicionamiento de datos diseñadas con y sin aplicación de filtro digital tipo FIR. Fuente: Elaboración propia.....	94
Tabla 5.16: Especificaciones y equipos requeridos para corroborar el funcionamiento de la FFT bajo tonos sinusoidales puros. Fuente: Elaboración propia.....	99
Tabla 5.17: Cálculo de la constante de corrección entre la amplitud de la señal de entrada y la magnitud observada de la FFT. Fuente: Elaboración propia.....	100
Tabla 5.18: Especificaciones y equipos requeridos para corroborar la detección de las frecuencias fundamentales de un modo de vibración. Fuente: Elaboración propia....	100
Tabla 5.19: Resultado del ensayo de la FFT para detectar frecuencias fundamentales de una señal de vibración. Fuente: Elaboración propia.....	102
Tabla 5.20: Comparación de los valores de potencia, voltaje y corriente de los dos modos de operación. Fuente: Elaboración propia en base a los resultados de Energy Trace CCS v.8.....	108
Tabla 5.21: Costo de los componentes para el diseño del nodo sensorial de aceleración. Fuente: Elaboración propia.....	109
Tabla 5.22: Costo de honorarios relacionados a los trabajos de ingeniería electrónica y diseño industrial. Fuente: Elaboración propia.....	110

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Fotografía de la fachada de la Iglesia. Der. Fotografía interna de la Iglesia. Fuente: Elaboración propia.	4
Figura 2.1: Diagrama general de un sistema de monitoreo cableado. Fuente: Elaboración propia.	10
Figura 2.2: Diagrama general de un sistema de monitoreo con red de sensores inalámbricas. Fuente: Elaboración propia.	13
Figura 2.3: Diagrama general de la arquitectura de un nodo sensorial, que se divide en 3 unidades básicas: Adquisición de datos, procesamiento y transmisión inalámbrica. Fuente: Elaboración propia.	14
Figura 2.4: Topologías de redes de comunicación. a) estrella: un salto, b) anillo: un salto, c) árbol: multisalto, con jerarquía d) malla: multisalto, e) jerarquía de grupos: multi salto de nodo coordinador, un salto de nodo sensorial. Fuente: Elaboración propia.	18
Figura 3.1: Diagrama de bloques que presenta las tres etapas de la implementación del sistema remoto de monitoreo estructural. Fuente: Elaboración propia.	25
Figura 3.2: Etapa de adquisición/centralización implementado en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. Fuente: Elaboración propia.	26
Figura 3.3: Etapa de adquisición/centralización implementado en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. Fuente: Elaboración propia.	28
Figura 3.4: Diseño de la presentación de los cuatro parámetros dinámicos de cada proyecto de monitoreo de salud estructural en gráficas dinámicas. Fuente: Elaboración propia.	32
Figura 3.5: Diseño de la primera etapa de presentación de los proyectos de monitoreo de salud estructural en la plataforma web. Fuente: Elaboración propia.	33
Figura 3.6: Diagrama de flujo de la creación del JSON. Desde la conexión a la base de datos, hasta la descarga de la información para formar la estructura del JSON. Fuente: Elaboración propia.	34
Figura 3.7: Diagrama de interacción entre la base de datos y la creación constante del archivo JSON. Fuente: Elaboración propia.	34
Figura 3.8: Presentación de los tres proyectos de monitoreo de salud estructural en la plataforma web. Fuente: Elaboración propia.	35
Figura 3.9: Gráfico de las frecuencias fundamentales de vibración (Hz) vs tiempo (fecha: hora) de la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. Fuente: Elaboración propia.	36

Figura 3.10: Gráfico de las aceleraciones máximas (g) y RMS (g) vs tiempo Huaro (fecha: hora) de la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. Fuente: Elaboración propia.	36
Figura 3.11: Gráfico de los coeficientes de amortiguamiento vs tiempo (fecha: hora) de la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. Fuente: Elaboración propia.	37
Figura 3.12: Línea de tiempo de las incidencias del sistema durante 10 meses de operación. Fuente: Elaboración propia.	38
Figura 3.13: Diagrama de pie del porcentaje de archivos recibidos vs no recibidos. Fuente: Elaboración propia.	39
Figura 3.14: Diagrama de barras del momento de recepción de los archivos de aceleración con relación a la cantidad de estos. Fuente: Elaboración propia.	39
Figura 3.15: Topología de red propuesta, que se basa en la jerarquía por grupos o clúster. Fuente: Elaboración propia.	43
Figura 4.1: Diagrama de conexiones eléctricas del micro acelerómetro LIS344ALH de la compañía STMicroelectronics [3].	48
Figura 4.2: Diagrama de bloques de la 1era propuesta de diseño de la unidad de adquisición de datos de aceleración. Fuente: Elaboración propia.	48
Figura 4.3: Circuito eléctrico del filtro pasa bajos de 1er orden. Fuente: Elaboración propia. Fuente: Elaboración propia.	49
Figura 4.4: Esquemático del circuito completo. Incluye: i) DIL24 socket para montar la tarjeta STEVAL-MKI015V1, ii) tres filtros pasa bajos de primer orden para cada una de las salidas X – Y – Z del acelerómetro, iii) tres condensadores de desacoplo en paralelo con la alimentación del OPAMP y iv) un socket de 20 pines para las salidas analógicas. Fuente: elaboración propia usando el programa EAGLE.	51
Figura 4.5: PCB del circuito de la primera propuesta de diseño para la etapa de acondicionamiento de señales. Diseñado para calzar exactamente sobre los pines de la tarjeta de evaluación del microcontrolador adquirido. Ancho de pista de 0.305mm. Separación mínima de pistas y pads de 0.305mm. PCB con doble capa (rojo: superior y azul: inferior) y vías metalizadas para unir ambos planos de tierra. Fuente: elaboración propia usando el programa EAGLE.	52
Figura 4.6: Diagrama de bloques de la 2da propuesta de diseño de la unidad de adquisición de datos de aceleración. Fuente: Elaboración propia.	52
Figura 4.7: Circuito eléctrico del filtro pasa bajos de tipo Bessel de 2do orden con configuración Sallen-Key. Fuente: Elaboración propia.	55
Figura 4.8: Circuito eléctrico del amplificador no inversor con ganancia de 11. Fuente: elaboración propia.	56

Figura 4.9: Izquierda: Conexiones del regulador de voltaje TLV705. Derecha: Empaquetado “Picostar”. Fuente: Elaboración propia [4].	58
Figura 4.10: Circuito eléctrico del filtro pasivo pasa altos de 1 ^{er} orden con frecuencia de paso en 0.016 Hz. Fuente: elaboración propia.	59
Figura 4.11: Esquemático del circuito completo diseñado para el eje Z del acelerómetro. Incluye: i) DIL24 socket para la tarjeta STEVAL-MKI015V1, ii) filtro pasa altos de 1er orden, iii) amplificador no inversor, iv) filtro pasa bajos de 2do orden, v) generador de voltaje de referencia con LDO, vi) condensadores de desacoplo para el regulador de voltaje y OPAMP, y vii) pines de salida. Fuente: Elaboración propia usando el programa EAGLE.	60
Figura 4.12: PCB del circuito de la segunda propuesta de diseño para la etapa de acondicionamiento de señales. Diseñado para calzar exactamente sobre los pines de la tarjeta de evaluación del microcontrolador adquirido. Ancho de pista de 0.305mm. Separación mínima de pistas y pads de 0.305mm. PCB con doble capa (rojo: superior y azul: inferior) y vías metalizadas para unir ambos planos de tierra. Fuente: Elaboración propia usando el programa EAGLE.	60
Figura 4.13: Grafica de Magnitud vs Frecuencia y Retardo de Grupo vs Frecuencia para el filtro FIR ventana de Kaiser de 38 coeficientes o TAPS. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.	64
Figura 4.14: Diagrama de flujo del programa principal del MODO 1 de operación a ser ejecutado en el microcontrolador. Fuente: Elaboración propia.	66
Figura 4.15: Diagrama de flujo del programa principal del MODO 2 de operación a ser ejecutado en el microcontrolador. Fuente: Elaboración propia.	67
Figura 4.16: Diagrama de flujo de la rutina de interrupción del contador. Fuente: Elaboración propia.	71
Figura 4.17: Diagrama de flujo de la rutina de interrupción del ADC y DMA. Fuente: Elaboración propia.	72
Figura 4.18: Diagrama de flujo del proceso de transmitir los datos por serial. Fuente: Elaboración propia.	73
Figura 4.19: Conexiones eléctricas entre tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R y Xbee Explorer. Fuente: Elaboración propia.	75
Figura 4.20: Diagrama de flujo del programa de monitoreo y visualización de los datos de vibración recolectados por el nodo sensorial de aceleración, implementado usando el GUI de MATLAB. Fuente: Elaboración propia.	76
Figura 4.21: Monitor de la aplicación desarrollada con el GUIDE MATLAB para adquirir y visualizar los datos de vibración del nodo sensorial de aceleración. Fuente: Elaboración propia.	77

Figura 5.1: Configuración de los elementos involucrados en la prueba de funcionamiento del sensor de aceleración. Izq. Eje-Z con superficie orientada hacia arriba. Der. Eje-Z con superficie orientada hacia abajo. Fuente: Elaboración propia.	79
Figura 5.2: Fotos de pantalla del osciloscopio para las primeras dos frecuencias de 800Hz y 1000Hz. Fuente: Elaboración propia.	80
Figura 5.3: Configuración de los elementos involucrados en la prueba de alcance de comunicación inalámbrica del nodo sensorial. Fuente: Elaboración propia.	81
Figura 5.4: Izq. Foto de pantalla del osciloscopio mostrando la trama de comunicación serial ASCII: 35353535/n. Der. Foto de pantalla del osciloscopio mostrando como se tomaron las muestras del intervalo de tiempo para cada bit de la trama serial de comunicación. Fuente: Elaboración propia.	83
Figura 5.5: Configuración de los elementos involucrados en la prueba caracterización de la tarjeta de acondicionamiento 2. Fuente: Elaboración propia.	84
Figura 5.6: Gráfico de Ganancia (dB) vs Frecuencia (Hz) de la tarjeta de acondicionamiento de señales 2. La grafica de color azul corresponde a la medición real, mientras que la roja corresponde a los valores obtenidos de la simulación en el programa NI Multisim 14.0 de National Instruments. Fuente: Elaboración propia.	85
Figura 5.7: Elementos involucrados en la prueba de calibración. Fuente: Elaboración propia.	86
Figura 5.8: Gráfico de ganancia vs frecuencia para la tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Fuente: Elaboración propia.	88
Figura 5.9: Gráfico de ganancia vs frecuencia para la tarjeta de acondicionamiento de señales 2. Fuente: Elaboración propia.	88
Figura 5.10: Grafica de señal de aceleración con frecuencia de 3Hz para las dos tarjetas de acondicionamiento de señales. Fuente: Elaboración propia.	90
Figura 5.11: Tarjeta MSP-EXP432P401R conectada a la primera tarjeta de acondicionamiento de señales 0 diseñada. Adhesión con cera de abeja en la parte posterior. Fuente: Elaboración propia.	92
Figura 5.12: Izq. Nodo sensorial con tarjeta de acondicionamiento 1. Der. Nodo sensorial con tarjeta de acondicionamiento 2. Ambos sobre mesa estabilizadora. Fuente: Elaboración propia.	93
Figura 5.13: Nodo sensorial de aceleración sobre mesa estabilizadora NEWPORT Serie I:2000. Fuente: Elaboración propia.	93
Figura 5.14: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de condicionamiento de señales 1. Muestra los picos de interferencia en 60 Hz y	

<p>sus armónicos producido por la red eléctrica. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.</p> <p>Figura 5.15: Izq. Valor de referencia (GND) del nodo sensorial con tarjeta de acondicionamiento 1 en contacto con el chasis metálico que encierra al nodo sensorial. Der. Caja de Aluminio completamente cerrada. Fuente: Elaboración propia.</p> <p>Figura 5.16: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de condicionamiento de señales 1 utilizando una jaula de Faraday. Muestra los picos de interferencia en 60 Hz y sus armónicos atenuados. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.</p> <p>Figura 5.17: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de condicionamiento de señales 1 para una señal de 1Hz. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.</p> <p>Figura 5.18: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de condicionamiento de señales 2 para una señal de 1Hz. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.</p> <p>Figura 5.19: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de condicionamiento de señales 1 con filtro FIR para una señal de 1Hz. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.</p> <p>Figura 5.20: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de condicionamiento de señales 2 para una señal de 1Hz con filtro FIR. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.</p> <p>Figura 5.21: Configuración de los elementos necesarios para realizar la prueba de funcionamiento de la FFT usando un generador de señales sinusoidales. Fuente: Elaboración propia.</p> <p>Figura 5.22: Elementos involucrados en la prueba de detección de frecuencias fundamental de aceleración. Fuente: Elaboración propia.</p> <p>Figura 5.23: Muestra el resultado de la FFT procesada en el microcontrolador para una frecuencia de oscilación de 7.5 Hz producida por el excitador. Fuente: Elaboración propia.</p> <p>Figura 5.24: Muestra el resultado de la FFT procesada en el microcontrolador para dos señales con frecuencias de oscilación de 9 y 10 Hz producida por el excitador. Fuente: Elaboración propia.</p> <p>Figura 5.25: Muestra el resultado de la FFT procesada en el microcontrolador para dos señales con frecuencia de oscilación de 15 y 15.5 Hz producida por el excitador. Fuente: Elaboración propia.</p>	<p>95</p> <p>95</p> <p>96</p> <p>97</p> <p>97</p> <p>98</p> <p>98</p> <p>99</p> <p>101</p> <p>103</p> <p>104</p> <p>104</p>
--	---

Figura 5.26: Estructura y diagrama de tiempos del segundo modo de funcionamiento (MODO 1) del nodo sensorial de aceleración. En este modo se transmiten los datos de aceleración filtrados por un filtro digital tipo FIR al nodo coordinador. Fuente: elaboración propia. Fuente: Elaboración propia.	105
Figura 5.27: Estructura y diagrama de tiempos del segundo modo de funcionamiento (MODO 2) del nodo sensorial de aceleración. En este modo se transmite el ancho de banda útil del resultado de la FFT con tamaño 4096. Fuente: Elaboración propia.	106
Figura 5.28: Gráfica de potencia vs tiempo para el análisis del consumo de energía para cada tarea del modo de operación MODO 1. Transmisión de datos por cable USB y uso de tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Fuente: elaborado en EnergyTrace de Code Composer Studio V.8. Fuente: Elaboración propia.	107
Figura 5.29: Gráfica de potencia vs tiempo para el análisis del consumo de energía para cada tarea del modo de operación MODO 2. Transmisión de datos por cable USB y uso de tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Fuente: elaborado en EnergyTrace de Code Composer Studio.	107
Figura 5.30: Diseño del chasis del nodo sensorial. Izq. Planos en 2D del chasis. Der. Forma en 3D del chasis. La "H" soporta enteramente a la tarjeta MSP-EXP432P401R para evitar vibraciones. Fuente: Elaborado por Santiago Collantes (alumno de diseño industrial)	109

INTRODUCCIÓN

El Perú es reconocido mundialmente por poseer una gran variedad de monumentos históricos que datan de la época preincaica y que son prueba tangible de la riqueza y diversidad cultural característica del país [5]. Excluyendo las reservas ambientales, existen un total de 3,237 inmuebles esparcidos por toda la geografía peruana y declarados patrimonios culturales de la nación [6]. Uno de los grandes peligros que afrontan estos monumentos, son los altos niveles de actividad sísmica característicos del territorio peruano [7], y que muchas de estas estructuras son vulnerables a altos grados de vibración debido a la situación de precariedad que exhiben [8].

La metodología de monitoreo de salud estructural (MSE) combina algoritmos de detección de daño junto con sistemas de monitoreo dinámico por medio del uso de sensores, para evaluar el comportamiento de las estructuras bajo pruebas de vibración [9]. Para ello, se analizan sus propiedades dinámicas (modos de vibración, amortiguamiento y frecuencias naturales de vibración). Cabe resaltar que las propiedades dinámicas están directamente relacionadas al comportamiento mecánico y la estabilidad estructural de las edificaciones [10].

En cuanto a su implementación, un sistema de MSE puede ser instrumentado de dos formas: 1) utilizando sensores cableados o 2) utilizando redes inalámbricas de sensores. El problema que presenta el primer tipo de instrumentación es principalmente el elevado presupuesto que requiere (aproximadamente US\$5,000 y US\$15,000 por cada canal de adquisición de datos [11]) y la dificultad de despliegue de la instalación de los sensores. Posteriormente, con el desarrollo de nuevos y más eficientes sistemas de comunicación, las redes de sensores inalámbricas (RSI) se muestran como una atractiva posibilidad para disminuir los costos de implementación y tiempos de instalación, permitir mayor flexibilidad de posicionamiento de los sensores y la posibilidad de escalamiento del sistema [9]. Para considerar el uso de una red de sensores inalámbrica es necesario primero establecer la creación de una unidad básica de recolección, procesamiento y transmisión de datos sobre la cual se basarán los resultados

del análisis estructural. A esta unidad básica o herramienta alternativa se denomina nodo sensorial de aceleración [12].

La presente tesis está organizada en cinco capítulos. En el Capítulo 1 se presenta la motivación por el trabajo realizado, la justificación de la elección del caso de estudio, una breve introducción al marco teórico detrás del área de MSE y sus dos formas de implementación (sensores cableados y redes de sensores inalámbricas). En el Capítulo 2 se hace una revisión del estado del arte sobre los fundamentos teóricos y prácticos detrás del MSE. Se enfatiza en las tecnologías utilizadas para la adquisición, procesamiento y transmisión de los datos sensoriales en sistemas con sensores cableados convencionales. Además, se muestran los últimos avances entorno a las redes de sensores inalámbricas para MSE y en especial las consideraciones a tomar en cuenta para el diseño de un nodo sensorial de aceleración en base a diversos casos de estudio. En el Capítulo 3 se describe la implementación de la estación de monitoreo de salud estructural (sistema de monitoreo cableado) llevada a cabo por el grupo de investigación “Ingeniería y Patrimonio PUCP” en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro, y la evaluación de la operación del sistema durante un periodo de diez meses para mostrar conclusiones y recomendaciones para futuras implementaciones. En el Capítulo 4 se muestra el diseño propuesto del nodo sensorial de aceleración para MSE con el fin de poder utilizarlo como herramienta alternativa de análisis estructural en aplicaciones de redes inalámbricas de sensores. El Capítulo 5 muestra los ensayos y resultados del desempeño del nodo sensorial de aceleración y cómo este puede ser usado como una herramienta alternativa para MSE a un menor costo. Finalmente, se presentan las conclusiones, recomendaciones y futuros trabajos.

Capítulo 1

Motivación y Estado del Arte

1.1 Relevancia de los monumentos históricos pertenecientes al patrimonio nacional del Perú.

El Perú es reconocido mundialmente por su gran número y variedad de monumentos históricos que datan de la época preincaica y que son prueba tangible de la riqueza y diversidad cultural característica del país [13] [5]. Excluyendo las reservas ambientales, existen un total de 3,237 inmuebles esparcidos por toda la geografía peruana y declarados patrimonios culturales de la nación [6]. Cada uno de los monumentos históricos son considerados como importantes recursos para la investigación y educación en temas de: historia, arqueología, ingeniería, antropología, entre otras ciencias tanto tecnológicas como sociales. Adicionalmente, representan un aporte económico para el país, siendo considerado el turismo como la tercera actividad generadora de divisas para el presupuesto nacional [14] [15] [16].

Uno de los grandes problemas que afrontan estos monumentos, es que el Perú es un país con alto índice de eventos sísmicos [7] [17], y muchas de estas estructuras son vulnerables a altos grados de vibración dependiendo del tipo de material con el que han sido fabricados y del nivel de integridad estructural que exhiben [8] [18] [19]. Otro importante problema, como ocurrió para el caso de Lima [20], es el crecimiento desordenado de las ciudades modernas que no toman en consideración la preservación de los monumentos de relevancia histórica, ocasionando el deterioro y en muchos casos la destrucción acelerada de estos.

Con el fin de conservar el patrimonio cultural, el Estado y los gobiernos locales junto con organizaciones como “World Monuments Watch” han sido participes de muchos trabajos de restauración, pero limitados al aspecto arquitectónico o de resanación estética [21] [22]. Los cuales, no involucran un seguimiento de la situación estructural del monumento, manteniendo latente el riesgo de colapso estructural. En este sentido, el Banco Mundial ha elaborado recientemente un

reporte titulado “Promoting Disaster Resilient Cultural Heritage” [23]. Por medio del cual, brinda una serie de recomendaciones que permitan mejorar la “resiliencia” de los monumentos históricos, la cual está definida como la capacidad de una edificación para mantener o recuperar su nivel operativo después de un sismo. Entre sus recomendaciones más importantes están el “entender la gravedad del riesgo al que está sometido el monumento” e “invertir en reducir el nivel de riesgo”. En ambos casos, los sistemas de monitoreo de salud estructural de las edificaciones históricas juegan un rol trascendental.

1.2 Caso de estudio: Iglesia San Juan Bautista de Huaró.

La Iglesia San Juan Bautista de Huaró (ver **Figura 1.1**) data de finales del siglo XVI y se encuentra ubicada en la provincia de Quispicanchi a no más de 45 km de la ciudad de Cusco [24]. Es considerada como un valioso símbolo cultural e histórico para el Perú y su comunidad. El estilo de la Iglesia es de tipo renacentista y se caracteriza por sus impresionantes frescos murales representativos del arte religioso popular andino y colonial que cubren todo el interior de la Iglesia [24]. Además, forma parte de un circuito de monumentos que se conocen como la “Ruta del Barroco Andino” [25]. Una de las principales razones para la elección de la Iglesia, como objeto central del presente estudio, es que su principal material de construcción, el adobe, es considerado un material frágil frente a elevados grados de vibración, lo cual pone en riesgo al patrimonio cultural en sí y a sus ocupantes [26] [27].



Figura 1.1: Izq. Fotografía de la fachada de la Iglesia. Der. Fotografía interna de la Iglesia [24].
Fuente: Elaboración propia.

1.3 Estado del Arte.

1.3.1 Sistema de monitoreo de salud estructural aplicado en monumentos arquitectónicos.

La metodología de monitoreo de integridad o salud estructural (MSE) de edificaciones, combina algoritmos de detección de daño junto con sistemas de monitoreo dinámico usando sensores para evaluar el comportamiento de las estructuras bajo pruebas de vibración forzada (ej. excitadores) o por la acción de oscilaciones mecánicas naturales (ej. cargas externas, vientos, sismos, etc.) [28] [9]. Para ello, es fundamental el análisis de las propiedades dinámicas de las estructuras (modos de vibración, amortiguamiento y frecuencias naturales de vibración), al igual que tomar en consideración los factores ambientales como la temperatura y la humedad relativa, ya que estos repercuten sobre las propiedades dinámicas [29] [30]. A su vez, las propiedades dinámicas están directamente relacionadas con el comportamiento mecánico y la estabilidad estructural de los monumentos [31].

Para el análisis de las propiedades dinámicas, el sistema de MSE requiere de la instalación de sensores en la estructura de estudio con el fin de adquirir la información necesaria que alimentará los algoritmos de detección de daños. Dentro de los parámetros sensoriales que se suelen medir para el MSE, se encuentran: cargas estáticas o dinámicas, respuesta dinámica global, respuesta dinámica local y factores medio ambientales [10]. Estos parámetros son adquiridos por medio de sensores como: acelerómetros, sensores de tensión (para medir esfuerzos mecánicos), sensores de corrosión, sensores de fibra óptica y transductores diferenciales de tensión lineal o LVDT por sus siglas en inglés para medir desplazamientos [12]. De los parámetros más comunes, se considera la medición de la respuesta global dinámica, que se basa en medir los cambios de aceleración en la estructura. Para ello, se utilizan acelerómetros de tipo piezoeléctrico o de configuración masa-resorte según los requisitos de adquisición.

Para el caso del monitoreo dinámico con acelerómetros, los datos adquiridos deben ser procesados para obtener resultados como, por ejemplo, frecuencias naturales de vibración. Para ello, se utilizan algoritmos de detección y

localización de daños [32]. En cuanto a los algoritmos de detección, se utilizan principalmente parámetros como los modos de vibración y frecuencias naturales de vibración para determinar la salud de la estructura. Estos son estimados en el dominio de la frecuencia y del tiempo [30] [33] [34]. La ventaja de los algoritmos basados en el dominio del tiempo es que producen resultados estables, pero requieren de altas cantidades de información sensorial para poder trabajar óptimamente en sistemas con amortiguamiento considerable. Con respecto a los algoritmos basados en el dominio de la frecuencia, la gran ventaja es que se obtienen modos de vibración con menos ruido, pero se considera como desventaja la aparición de fugas espectrales y por ello requieren filtros de tipo ventana para tratar de disminuir tal efecto [33]. Por otro lado, una vez detectado el daño estructural, se debe determinar su localización [32].

En resumen, el objetivo de implementar un sistema de MSE es poder advertir si se generan cambios en las propiedades dinámicas de una estructura. Los cuales, pueden ser causados por daños estructurales, factores medioambientales o ambos. El sistema de MSE será capaz de detectarlos y advertir rápidamente al usuario sobre estos. Cabe resaltar que, el MSE se considera como un método de análisis no destructivo, lo cual lo hace aún más atractivo para trabajar con los monumentos arquitectónicos que requieren de poca o nula manipulación [30].

1.3.2 Tipos de implementación del sistema de MSE.

En cuanto a su implementación, un sistema de MSE puede ser instrumentado de dos formas: 1) utilizando sensores cableados o 2) utilizando redes inalámbricas de sensores. Inicialmente, los sistemas de MSE fueron diseñados e implementados usando sensores con cableado coaxial con el fin de asegurar la rápida adquisición de los datos provenientes de los acelerómetros (que adquieren a una frecuencia de muestreo mayor a 100 Hz [9]) y evitar pérdidas de información. El problema que presenta este tipo de sistema cableado es principalmente el elevado costo que implica y la dificultad de despliegue de la instalación de los sensores. Por ejemplo, se ha estimado un costo de entre US\$5,000 y US\$15,000 por cada canal de adquisición de datos y se enfatiza en el incremento acelerado y no lineal del costo con relación al tamaño de la estructura de estudio [35] [36] [11]. Como ejemplo de ello, se puede citar el caso

del puente “Tsing Ma” en Hong Kong con 350 canales de adquisición que tuvo un costo aproximado de US\$8 millones en instrumentación [37]. Cabe resaltar que este tipo de sistema ha sido aplicado a menudo cuando se requiere de un monitoreo estructural de larga duración debido a su mayor tiempo de vida energético.

Posteriormente, con el desarrollo de nuevos y más eficientes sistemas de comunicación, las redes de sensores inalámbricas (RSI) se muestran como una atractiva posibilidad para disminuir los costos de implementación y tiempos de instalación, permitir mayor flexibilidad de posicionamiento de los sensores y la posibilidad de escalamiento del sistema [32] [28]. Una de las primeras aplicaciones para validar una RSI para MSE se llevó a cabo en el “Golden Gate Bridge” en el 2007 a cargo de la Universidad de California en Berkeley, donde se instrumentó el puente con 64 nodos sensoriales [38]. Por otro lado, en el puente “Jindo Bridge” en Corea del Sur se instalaron 70 nodos sensoriales y se compararon satisfactoriamente los resultados con respecto a los de un sistema cableado ya instalado. Cada nodo sensorial inalámbrico implicaba un costo máximo de US\$500 cada uno [37], es decir, como mínimo un orden de magnitud más barato que un sistema equivalente cableado.

En general, los sistemas de MSE adquieren y procesan grandes cantidades de información. El MSE utilizando una RSI debe a su vez transmitir esta información entre nodos sensoriales por su carácter inalámbrico. Sin embargo, frente a los menores costos de instalación que la RSI implica, existen aspectos de diseño que deben ser considerados para satisfacer los requisitos de un sistema de MSE. Dentro de los cuales, los más importantes son: alta resolución de sensores de baja gama, capacidad de procesamiento de datos debido a la complejidad de algoritmos implementados localmente, tiempo de autonomía energética, capacidad de transmisión de datos, mínimo error de sincronización entre nodos sensoriales, mínima tasa de pérdida de datos, y escalabilidad de la red [32] [28] [39] [40]. Todos estos aspectos diferencian drásticamente a una RSI para MSE de una RSI común, y son considerados como relevantes para la presente tesis.

1.4 Alcance de la tesis.

Para comenzar, parte del trabajo de tesis está asociado al proyecto multidisciplinar del grupo de investigación “Ingeniería y Patrimonio PUCP” bajo el financiamiento de FONDECYT con el Proyecto ID 349/316 - 222-2015 que tiene como objetivo innovar en metodologías para conservar el patrimonio nacional del Perú. Durante este proyecto, se implementó un sistema de monitoreo remoto de salud estructural junto con miembros del grupo de investigación.

Con excepción de la etapa de procesamiento de los datos de aceleración para la detección de daños estructurales, el proyecto requería de una solución rápida de menos de tres meses para implementar el sistema en la Iglesia de San Juan Bautista de Huaró, Cusco. Se contaba con una serie de requisitos para la implementación del sistema: a) No invasivo, b) Remoto, para que no requiera del desplazamiento de técnicos expertos hacia el monumento objeto de estudio, c) Datos centralizados proveniente de varios monumentos en un solo centro de monitoreo o laboratorio y d) Visualización en tiempo real de parámetros dinámicos de la estructura mediante su presentación gráfica en una página web con el fin de compartirlos con toda la comunidad científica nacional e internacional.

En la primera etapa de la tesis, se evalúa el desempeño del sistema implementado junto con el grupo de investigación “Ingeniería y Patrimonio PUCP” durante su etapa de operación de diez meses, con el fin de establecer recomendaciones y posibles mejoras.

En la segunda etapa, con la información de los parámetros dinámicos de la iglesia recolectados durante los diez meses de operación y la experiencia ganada en temas de monitoreo de salud estructural, se propone el diseño de un nodo sensorial de aceleración inalámbrico basado en un micro acelerómetro que pueda ser aplicado en monitoreo de salud estructural con redes de sensores inalámbrica. La principal motivación es reducir costos y tiempo de instrumentación del sistema implementado originalmente, proponiendo una herramienta alternativa para monitoreo estructural. El diseño e implementación del nodo sensorial inalámbrico incluye las etapas de: adquisición, procesamiento y transmisión de la información de aceleración.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo General:

Implementación de una estación remota de monitoreo de salud estructural usando sensores de aceleración y desarrollo de una herramienta alternativa para análisis de vibraciones.

1.5.2 Objetivos Específicos:

- i. Implementación de la estación remota de monitoreo de salud estructural (MSE) en trabajo conjunto con el grupo de investigación Ingeniería y Patrimonio PUCP, con mayor énfasis individual en la etapa de visualización de los resultados.
- ii. Evaluación de la estación remota de MSE en base a las incidencias técnicas ocurridas durante los diez meses de operación. Con el fin de proponer mejoras para futuras aplicaciones de similar índole.
- iii. Diseño e implementación de un nodo sensorial de aceleración como herramienta alternativa para monitoreo estructural utilizando una red inalámbrica de sensores.
 - ✓ Recopilación de los requisitos de desarrollo para el diseño.
 - ✓ Selección de componentes electrónicos.
 - ✓ Diseño e implementación de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señales de aceleración para lograr una resolución de aceleración menor igual a 1mg.
 - ✓ Diseño e implementación de la etapa de procesamiento local de las señales de aceleración para mejorar su resolución y calcular automáticamente las frecuencias fundamentales de vibración.
 - ✓ Diseño e implementación de la etapa de transmisión inalámbrica de datos.
- iv. Ensayos de funcionamiento completo del nodo sensorial de aceleración.

Capítulo 2

Fundamentos del Diseño

2.1 Sistema de Monitoreo Remoto Cableado.

Los sistemas de monitoreo remoto cableados se caracterizan por el uso de cables coaxiales para conectar cada sensor a su respectivo canal de adquisición. El sistema se divide en tres subsistemas: 1) Conjunto de sensores, 2) Sistema de adquisición y centralización de datos, y 3) Conexión remota a estación base [30]. En la **Figura 2.1**, se muestra un diagrama general de cómo estos tres subsistemas se integran. A continuación, se profundizará sobre cada uno de ellos.



Figura 2.1: Diagrama general de un sistema de monitoreo cableado. Fuente: Elaboración propia.

2.1.1 Conjunto de sensores.

Dependiendo de la aplicación de MSE se puede trabajar con diversos sensores para el diagnóstico estructural. La **Tabla 2.1** presenta los parámetros de medición más importantes. Como se estableció, en el presente trabajo se analizará la respuesta global del sistema, la cual está en función de los cambios de aceleración y velocidad en una estructura [32]. Para ello, se requiere de equipos que puedan convertir la velocidad o aceleración en señales eléctricas. En ese sentido, se utilizan los sensores de aceleración o acelerómetros ya que

son más precisos y económicamente más asequibles que otro tipo de sensores [30]. Debido a que este será el principal sensor del sistema, se pasará a detallar.

Tabla 2.1: Parámetros comunes de medición para MSE.

Parámetros	Medición	Sensores
Mecánico	Deformación, desplazamiento, rotación, distorsión, fuerzas.	Fibra de Bragg, Galgas Extensiométricas, piezoeléctricos.
Óptico	Luz, fotones.	Fibra óptica, celdas fotoeléctricas.
Químico	pH, sulfato, cloro.	RFID.
Ambiental	Temperatura, humedad, radiación solar, velocidad de viento, precipitación.	Temperatura, anemómetros, RFID, humedad.
Físico	Cambios de aceleración, velocidad.	Acelerómetros.
Cargas	Peso.	Celdas de Carga.

Fuente: Adaptada de [1].

i) Caracterización del acelerómetro.

Un acelerómetro es un dispositivo electromecánico capaz de medir cambios de aceleración estáticos o dinámicos. Para las aplicaciones de MSE se utilizan los acelerómetros piezoeléctricos o los acelerómetros de masa-resorte. Los piezoeléctricos son ligeros, de tamaño reducido y operan en una amplia gama de frecuencias. Por otro lado, los masa-resorte son más pesados y operan en una gama de frecuencias más reducida. Sin embargo, estos tienen mayor resolución frente a aceleraciones muy pequeñas en comparación con los piezoeléctricos [32].

ii) Especificaciones técnicas de los acelerómetros.

Para poder seleccionar un acelerómetro adecuado dependiendo de la aplicación, se requiere conocer las características más importantes que el acelerómetro debe tener para adquirir la data adecuadamente, las cuales se presentan a continuación en la **Tabla 2.2**.

Tabla 2.2: Características de los acelerómetros.

Características	Descripción
Ancho de Banda (Hz)	Rango de frecuencias que el acelerómetro puede detectar.
Densidad de ruido ($\text{ms}^{-2}\text{Hz}^{-0.5}$)	Nivel de ruido eléctrico en un ancho de banda determinado.
Rango dinámico de operación (ms^{-2})	El valor de aceleración máximo que el acelerómetro puede medir antes de que su señal sea recortada.
Resolución (ms^{-2})	Mínima aceleración detectable por él acelerómetro.
Sensibilidad (mV/ms^{-2})	Es la señal de tensión de salida al aplicar una determinada fuerza.

Fuente: Adaptada de [2].

2.1.2 Sistema de adquisición y centralización de datos.

Un sistema de adquisición de datos o DAQ por sus siglas en inglés (Data Acquisition System) tiene la capacidad de recolectar las mediciones de un grupo de sensores. Por ejemplo: voltaje, temperatura, humedad, aceleración, velocidad, entre otros. El sistema realiza dos tareas principales: a) acondicionamiento de señales y b) conversión analógico-digital de señales [30]. A continuación, se detallan las tareas de un sistema de adquisición de datos.

i. Acondicionamiento de señales.

Las señales que se adquieren de los sensores en forma de voltaje o corriente pueden no ser compatibles con la entrada del sistema de conversión analógica digital o ADC por sus siglas en inglés. Por ello, en esta etapa se llevan a cabo los procedimientos de: atenuación, amplificación, muestreo o filtrado de la señal adquirida por el sensor.

a) Amplificación y atenuación.

Este proceso incrementa el nivel de tensión de una señal para que esta se adecue con mayor proximidad al rango de tensión de entrada del conversor analógico-digital (ADC). De esta forma se puede incrementar la sensibilidad y resolución de la medición, así como aumentar la diferencia de tensión entre la señal medida y el ruido ambiental/eléctrico. La atenuación es el proceso inverso y se requiere cuando el rango de medición se encuentra por encima del nivel aceptado por el ADC [41] [42].

b) Muestreo y filtrado.

El proceso requiere de un sistema de muestreo y retención que matemáticamente se basa en multiplicar la señal de entrada analógica con un tren de pulsos para discretizarla. La frecuencia de muestreo según el teorema de Nyquist [43] debe ser como mínimo el doble del ancho de banda de la señal muestreada para evitar la superposición entre bandas y alteración de datos. Para el caso de MSE, las frecuencias de trabajo son usualmente menores a 50 Hz, por ende, se trabaja a frecuencias de muestreo mayores a 100 Hz [9]. Posteriormente, el proceso de filtrado se encarga de rechazar las bandas de frecuencia que se encuentran fuera del rango de las frecuencias de la señal medida y que son consideradas como ruido o no deseadas. Otra ventaja de este procedimiento es que evita el solapamiento [44] que puede ocurrir en señales de alta frecuencia como es el caso de la información adquirida por los acelerómetros [41].

ii. Conversión analógico-digital (ADC).

Una vez que la señal ha sido acondicionada, el ADC termina el proceso codificando los niveles de tensión analógica en palabras digitales representadas con “n” número de bits. El número de bits “n” determina la resolución del ADC, es decir, este será capaz de identificar hasta “ 2^n ” niveles de tensión en la entrada. El objetivo del ADC es que su salida digital sea lo más parecida a su entrada analógica [43]. Para aplicaciones de MSE se utilizan ADC mayores a 14 bits ya que se requiere de alta resolución (alrededor de 1 mg) [2].

2.2 Sistema de Monitoreo Remoto con Red de Sensores Inalámbricas.

Un sistema de MSE con RSE se divide en tres subsistemas principales: 1) Nodos sensoriales, 2) Nodos coordinadores, y 3) Conexión remota a la estación base. En la **Figura 2.2**, se muestra un diagrama general de como estos tres subsistemas se integran. A continuación, se profundizará sobre cada uno de ellos, haciendo énfasis en el nodo sensorial de aceleración.

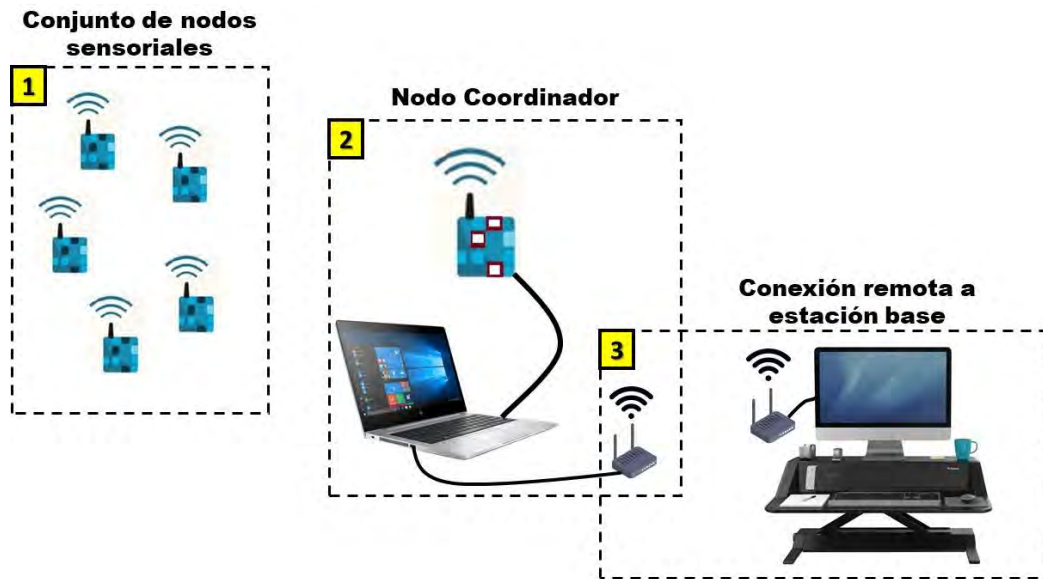


Figura 2.2: Diagrama general de un sistema de monitoreo con red de sensores inalámbricos.
Fuente: Elaboración propia.

2.2.1 Nodo sensorial de aceleración inalámbrico.

Los nodos sensoriales combinan tecnologías de adquisición de información sensorial, procesamiento local y transmisión de datos. En este sentido la arquitectura básica general de estos nodos está dividida en tres unidades: unidad de adquisición de datos, unidad de procesamiento y unidad de transmisión inalámbrica [2] [28] [45] . Otros nodos también incluyen actuadores para otros métodos de monitoreo estructural [46]. Las unidades básicas presentadas en la **Figura 2.3** serán detalladas a continuación.

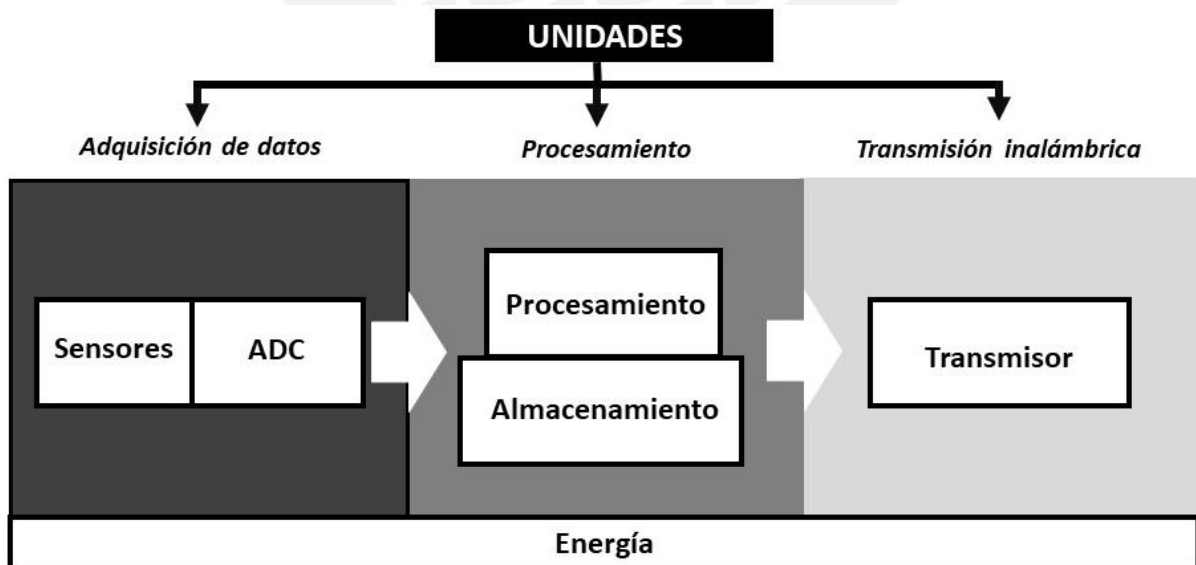


Figura 2.3: Diagrama general de la arquitectura de un nodo sensorial, que se divide en 3 unidades básicas: Adquisición de datos, procesamiento y transmisión inalámbrica.
Fuente: Elaboración propia.

i. Unidad de adquisición de datos.

Los nodos sensoriales cuentan con una interfaz por medio de la cual los sensores pueden conectarse. Esta unidad realiza el mismo trabajo que un DAQ y trabaja con parámetros como: resolución, frecuencia de muestreo y número de canales disponibles del ADC. Aunque estos parámetros se definen dependiendo de la aplicación de monitoreo, lo más común para aplicaciones de MSE es utilizar un ADC con resolución mayor de 14 bits y una frecuencia de muestreo entre 100 y 500 Hz [28] [30]. En cuanto a los sensores, los más usados son los sistemas micro electromecánicos o MEMS por su tamaño miniaturizado, alta resolución y bajo consumo energético. Un tipo de MEMS incluye a los micro acelerómetros, cuyo funcionamiento está basado en distintos principios físicos u eléctricos, como: capacitancia, deformación o piezoelectricidad [1] [30]. Los más usados comercialmente son los de tipo capacitivo y dependiendo de la aplicación existen con rangos de operación entre $\pm 2g$ hasta $\pm 400g$ y con sensibilidades desde $150mV/g$ hasta $2000mV/g$ [30]. Debido a que el MSE medirá la excitación de la estructura a vibraciones ambientales o micro vibraciones, se deben escoger micro acelerómetros con alta sensibilidad y bajo rango de operación [2].

Finalmente, es importante tener en cuenta que la resolución del sensor de aceleración seleccionado debe ser menor a 1 mg para poder llevar a cabo el procedimiento de análisis modal. Para esto, la resolución de un acelerómetro (2.1) depende de su valor máximo de ruido y está expresado como densidad de ruido (g/\sqrt{Hz}). Además, el ADC debe tener una resolución (2.2) mayor o igual a la del acelerómetro ya que de esto depende cuál resolución será la determinante [40]. Por ejemplo, si el ADC tiene una resolución de 500 ug y el acelerómetro de 200 ug , entonces la resolución real de la tarjeta de adquisición será de 500 ug . Sin embargo, si la resolución del ADC es de 100 ug la resolución final será de 200 ug , determinada por el acelerómetro.

$$Resolución(acelerómetro) = Dens_{ruido} \times \sqrt{BW_{LPF} \times 1.6} \dots (2.1)$$

$$Resolución(ADC) = \frac{Rango\ dinámico}{2^n} \dots \dots \dots (2.2)$$

ii. Unidad de procesamiento.

Esta unidad representa una de las principales diferencias entre un sistema de MSE cableado y uno con RSI [2]. Una vez que la información ha sido adquirida por la unidad de adquisición de datos, la unidad de procesamiento puede ejecutar diversas tareas dependiendo de la aplicación, desde: recolectar, almacenar, aplicar filtros digitales, hasta aplicar parte de los algoritmos de detección de daños y administrar la comunicación inalámbrica [2].

Un microcontrolador o MCU por sus siglas en inglés será el que satisfaga las características de la unidad de procesamiento. Además, requiere de un espacio de memoria para almacenar el programa de ejecución y los datos sensoriales medidos. Para ello, cuenta con una memoria no volátil o de tipo ROM (Read Only Memory) y una memoria de acceso rápido o de tipo RAM (Random Acces Memory) [28]. Por otro lado, mientras mayor sea la capacidad del bus del microcontrolador (8, 16 y 32 bits), su capacidad de procesamiento será mayor, pero el costo y el consumo energético también se verán aumentados [28]. Finalmente, mientras mayor sea la velocidad del reloj del microcontrolador, los programas internos se ejecutarán con mayor rapidez, pero el consumo energético también se verá incrementado [28].

iii. Unidad de comunicación inalámbrica.

Esta unidad permite que los nodos sensoriales se integren e interactúen en una red inalámbrica. El principal componente es el transmisor de radio que se utiliza para el envío y recepción de datos. Existen consideraciones para su diseño como, por ejemplo: tasa de error de transmisión o confiabilidad, distancia de cobertura, tasa de transmisión de datos y consumo energético [30].

Las dos formas de señales inalámbricas que pueden ser transmitidas son de tipo: banda angosta o espectro ensanchado. La primera, modula la señal de información en base a una sola frecuencia portadora. La desventaja es que los efectos de distorsión por “trayectoria múltiple” e interferencia disminuyen el desempeño de la comunicación. La segunda forma codifica la información en distintas frecuencias portadoras dentro de un ancho de banda determinado, aumentando así su resistencia a interferencias. Las dos técnicas de espectro

ensanchado son: espectro ensanchado por secuencia directa (DSSS) y espectro ensanchado por salto de frecuencia (FHSS) [28].

Asimismo, existen frecuencias de transmisión libres para aplicaciones industriales, medicas o científicas o por sus siglas en ingles frecuencias ISM (Industrial, Scientific & Medical), las cuales son: 900 MHz, 2.4 GHz y 5.0 GHz. Estas frecuencias estas restringidas a un máximo de potencia de 1 W y son manejadas por la mayoría de los estándares de comunicación inalámbrica como: Zigbee, Bluetooth, 802.11b. El estándar ZigBee [47] presenta el mayor potencial para aplicaciones inalámbricas de bajo consumo. Se creó a partir de la especificación del estándar IEEE 802.15.4 y presenta las siguientes ventajas: permite trabajar bajo diversas topologías, baja tasa de transmisión, amplio alcance de transmisión, bajo consumo de energía, seguridad y confiabilidad.

Finalmente, la transferencia de datos en una red de sensores inalámbrica puede responder a distintas topologías. **La Figura 2.4** presenta las topologías de comunicación más comunes para RSI. La configuración tipo estrella es la más común y sencilla de establecer, pero presenta desventajas en cuanto a robustez y escalabilidad. Por otro lado, en la configuración por jerarquía de grupos (ver **Figura 2.4 e**) los nodos sensoriales reportan la información a un nodo local que a su vez envía la información a un nodo base. La ventaja de esta configuración es su facilidad de escalamiento y posibilidad de descomposición de la red. Es decir, asignar un grupo o clúster a cada zona que se desee monitorizar y realizar procesamiento local por agrupación [2] [48].

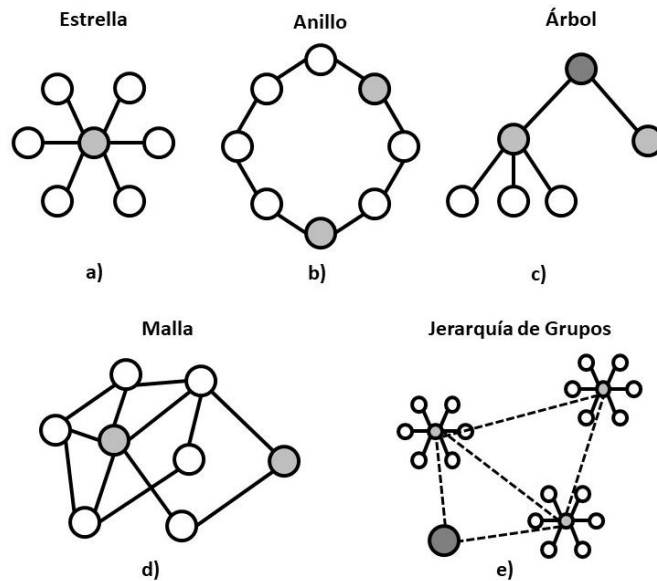


Figura 2.4: Topologías de redes de comunicación. a) estrella: un salto, b) anillo: un salto, c) árbol: multisalto, con jerarquía d) malla: multisalto, e) jerarquía de grupos: multi salto de nodo coordinador, un salto de nodo sensorial. Fuente: Elaboración propia.

2.2.2 Nodo coordinador.

Este dispositivo es una unidad de transmisión y recepción que se encarga de adquirir la información de los nodos sensoriales y coordinar protocolos como: “sleep/wakeup” o algoritmos de sincronización. A su vez, posee una estructura muy parecida a la de un nodo sensorial, con la excepción de que no cuenta con un subsistema de adquisición de datos para únicamente dedicarse a centralizar la información de su clúster o grupo de nodos sensoriales.

2.2.3 Consideraciones para el diseño de un nodo sensorial de aceleración con aplicación en MSE.

A diferencia de las típicas RSI, las que están diseñadas para MSE requieren de consideraciones muy importantes para adquirir, procesar y transmitir grandes montos de datos. Las siguientes consideraciones son muy importantes para el diseño del nodo sensorial de aceleración inalámbrico.

i. Escalabilidad de la red.

La escalabilidad de una RSI está definida como su habilidad de poder incrementar la cantidad de nodos sensoriales sin que afecte la calidad de la información que recolecta ni los procesamientos que se realizan. El factor de escalamiento de la red está asociado al tamaño de la estructura que se desee

medir. Además, para aplicaciones de MSE, la posibilidad de escalabilidad está sujeta a factores como: ratio de datos transmitidos, capacidad de almacenamiento, consumo energético, errores de tiempo de sincronización de red (ETS) y capacidad de aplicación de algoritmos de procesamiento local [32]. Según la literatura, las soluciones más viables son: disminuir la cantidad de información transmitida por medio de algoritmos de compresión [49], transmitir la información solo cuando sea necesario [50] o aplicar procesamiento local o basado en clúster [51]. Además, una arquitectura de red jerárquica facilitaría la sincronización, disminuyendo así los ETS [52].

ii. Eficiencia energética.

Una de las mayores limitaciones que presenta una RSI es el corto tiempo de autonomía energética de sus nodos sensoriales. Asimismo, realizar un cambio de baterías periódicamente resulta muchas veces complicado o ineficiente debido a que los sensores pueden estar posicionados en lugares de difícil acceso. La **Tabla 2.3** presenta las soluciones implementadas para aumentar la eficiencia energética en la red sensorial.

Tabla 2.3: Procedimientos para aumentar eficiencia energética en una red de sensores inalámbrica.

Procedimiento	Descripción
Reducción de información transmitida	- Algoritmos locales de compresión de información (Huffman) [28].
	- Procesamiento local y distribuido en la red, en contraposición con el procesamiento centralizado en la estación base [53].
Protocolos de "sleep/wakeup"	- Programación de nodos sensoriales en modo de "bajo consumo" hasta que un evento cambie su condición a "operativos" (ejecutar la rutina de adquisición, procesamiento y transmisión de datos). Los eventos pueden ser: dirigidos por el nodo coordinador o temporizados [54] [55].
Recarga de batería	- Nuevas técnicas de recarga automática de batería basadas en "Energy Harvesting" [56].

Fuente: Elaboración propia.

iii. Procesamiento distribuido y agrupación.

En el diseño de RSI se usan técnicas de agrupación de nodos sensoriales o "clustering" en inglés [32]. Existen tres formas de procesamiento distribuido: 1) procesamiento centralizado, 2) procesamiento local, y 3) procesamiento basado en clúster. La **Tabla 2.4** describe cada uno de estos procesamientos.

Tabla 2.4: Tipos de procesamientos por el nodo sensorial en una red inalámbrica.

Procedimiento	Descripción
Procesamiento Centralizado	<ul style="list-style-type: none">- Los nodos sensoriales solo transmiten la información adquirida sin procesar hacia los nodos coordinadores.- Permite la aplicación de todos los algoritmos de detección y localización de daños en la estación base.
Procesamiento Local	<ul style="list-style-type: none">- Se realizan los algoritmos de detección y localización de daños en cada nodo sensorial [57] [58].- Robustez: La red se ve menos afectada a la pérdida de algún nodo importante, como, por ejemplo, el nodo coordinador.
Procesamiento basado en clúster	<ul style="list-style-type: none">- Combina elementos de las técnicas previas.- Reduce consumo de energía y mejora la escalabilidad de la red.- El procesamiento basado en “Fast Fourier Transform” (FFT) es el más utilizado. El nodo coordinador combina los modos de vibración calculados en cada nodo sensorial y después los envía a la estación base [59].

Fuente: Elaboración propia.

2.2.4 Equipos desarrollados: comerciales y de investigación.

Para el desarrollo de una RSI para MSE existen equipos comerciales estandarizados para una rápida implementación. La tarjeta integrada de cada nodo cuenta con un microcontrolador y una tarjeta de comunicaciones inalámbricas, además de la posibilidad de autonomía energética gracias al uso de baterías AA. La **Tabla 2.5** muestra una revisión técnica de los nodos sensoriales propuestos por grupos de investigación desde sus inicios en 1998 hasta el 2017.

Tabla 2.5: Revisión de los nodos sensoriales diseñados e implementados para monitoreo de salud estructural (MSE) por grupos de investigación a lo largo de la historia [32] [11] [40] [36] [28] [71] [94] [52]. La información mostrada es la recopilación de la información encontrada. Los espacios en blanco no han sido llenados por falta de información. Fuente: Elaboración propia.

Grupo de Investigación	Aplicación	Nodo Sensorial	Acelerómetro		ADC			Microcontrolador						Transmisor	
			Marca	Sensibilidad (mV/g)	Rango Dinámico (g)	Marca	Tasa de Muestreo (Hz)	Resolución (bit)	Marca	Tamaño de Bus (bit)	Velocidad (Hz)	Sistema Operativo	Lenguaje Programación	Memoria Flash (Bytes)	Memoria RAM (Bytes)
Kremidjian (1998)	Laboratorio	WiMMS				Harris H17188IP	240 Hz	16-bit	Motorola 68HC11	8-bit	2.1 MHz	C	32 KB	16 KB	Proxim ProxLink
Bennett (1999)	Sensado a sfalto en carretera	Prot. WiMMS						16-bit	Hitech H8/329	8-bit	4.9 Hz	C		32 KB	Radiometrix
Lynch (2002)	Laboratorio	Prot. WiMMS				Texas Instrument	100 KHz	16-bit	Atmel AVR8515	8-bit	4 MHz	C	32 KB	8 KB	Proxim Rangelan2
Michele (2002)	Laboratorio	Prot. WiMMS					20 MHz	16-bit	Cygnal 8051	8-bit		C	128 KB	2 KB	Ericsson Bluetooth
Kotepalli (2003)	Laboratorio	Prot. WiMMS					20 MHz	8-bit	Microchip PIC16F73	8-bit	20 MHz	C	192 KB	4 KB	BlueChip RBF915
Lynch (2003)	Laboratorio	Prot. WiMMS				ADS7821	100 KHz	16-bit	Atmel AT90S8515	8-bit	4 MHz	C	512 KB	8 KB	Proxim Rangelan2
Wang (2004)	Medición de desplazamiento	Prot. WiMMS					48 kHz	12-bit	Analog Devices ADuC832	8-bit		C	2 KB	62 KB	Linx Technologies
Caffrey (2004)	Laboratorio	Micaz/Micaz								8-bit	7.38 MHz	TinyOS	4 KB	128 KB	
Wang (2005)	Laboratorio	Prot. WiMMS								8-bit	8 MHz		128 KB	128 KB	
Kijewski-Correa (2006)	Laboratorio	Micaz/Micaz								8-bit	7.38 MHz	TinyOS	4 KB	128 KB	
Lynch (2006)	Puente (Gumdamg)					AD58341		16-bit	ATmega128	8-bit			128 KB	128 KB	Mixstream 9XCite
Zimmerman & Lynch (2007)	Laboratorio	Narada								8-bit	8 MHz	C	128 KB	128 KB	
Pakzaei (2008)	Puente (Golden Gate)	Micaz	203.96	±0.98				16-bit	ATmega128	8-bit					
Whelan (2008)	Puente (Wright Road)	Timee-Sky	67.3	±19.61			128 Hz	12-bit	MSP430F1611	8-bit					ChipCon 2420
Nagayama (2008)	Puente	Imote2								32-bit	13-416 MHz	TinyOS	32 MB	256 KB (SRAM) + 32 MB (SDRAM)	
Bocca (2009)	Estructura (madera)	Sensinode U100 Micro 2420	67.3	±19.61				16-bit	MSP430 MCU						ChipCon CC2420
Rice (2009)	Escalabilidad	Imote2								32-bit	13-416 MHz	TinyOS	32 MB	257 KB (SRAM) + 32 MB (SDRAM)	
Cerriotti (2009)	Torre Aquila	3MATE (TRETEC)		±2			200 Hz		MSP430 MCU					32 KB (SRAM)	ChipCon 2420
Swartz (2010)	Turbinas de viento	Prot. WiMMS	203.96	±9.81				16-bit							
Paik (2010)	Muestra de concreto		203.96	±19.61		ADS8341		16-bit	ATmega128	8-bit					2.4 GHz Xbee
Jang (2010)	Puente (fino)														
Jo (2012)	Puente (fino)		203.96	±1.96				16-bit							
Chae (2012)	Puente (Nongong)		203.96	±19.61		AD7708		16-bit	Atmel 128L						
Smarshy & Law (2013)	Laboratorio	SunSPOT								32-bit	180 MHz	Squawk JVM	4 MB	512 KB	ChipCon CC2420
Hu (2013)	Puente (Zhangdian)	S-Mate WSN	203.96	±0.98				12-bit	MSP430F1611						
Sebato (2014)	Puente (Sveicher)		122.37	±29.42						16-bit	10-80 MHz	C	256 KB + 32 GB SD	100 KB	ChipCon 2520
Kane (2014)	Laboratorio	Marlet													
Phanish (2015)	Estadio de fútbol		660	±2			100 Hz	12-bit	MSP430F5438A						ChipCon 2520
Kohler (2015)	Urbana (Robert A. Millikan)	ShakeBox	122.37	±29.42				24-bit							
Li Zhu (2017)	Puente (Xihoumen)	Xnode	660	±2		ADS131E8		24-bit	LPC4357 NXP					256 KB + 4 GB SD	Atmel, AT86RF233

2.3 Aplicaciones de MSE en Estructuras Civiles.

Los sistemas de monitoreo remoto cableado han sido utilizados desde 1980 para la evaluación del estado estructural de edificaciones civiles como: puentes, edificios, torres e iglesias [30]. Un caso de monitoreo estructural de monumentos históricos es el del complejo arqueológico de “Choquepuquio” en Cusco. Se establecieron dieciséis puntos de medición, los cuales fueron instrumentados con cuatro acelerómetros piezoeléctricos (sensibilidad de 10V/g y rango dinámico de $\pm 0.5g$) y se utilizó un adquirente de datos con resolución de 24 bits. Se procesaron los datos utilizando técnicas de procesamiento de señales en el dominio del tiempo y se obtuvieron que las frecuencias naturales de la estructural se encuentran en el rango de 0 a 10 Hz. En el caso de MSE de iglesias, se realizaron ensayos dinámicos en la Iglesia San Pedro Apóstol de Andahuaylillas. Con el fin de realizar las mediciones de vibraciones ambientales, se instrumentó la torre de la Iglesia con un sistema similar al descrito para el complejo arqueológico. Se realizaron 16 mediciones uniaxiales, cada una con una tasa de muestreo de 200Hz cada 10 minutos. De esta forma se pudieron identificar los tres primeros modos de vibración de la torre y se pasó a simular la estructura utilizando la metodología de elementos finitos [60].

2.4 Análisis Modal Operacional de Estructuras.

Mediante el monitoreo a largo plazo de parámetros físicos como la aceleración y posterior análisis numérico, se pueden identificar las frecuencias fundamentales, coeficientes de amortiguamiento, y modos de vibración de una estructura, las cuales describen el estado estructural de una edificación. De acuerdo con la fuente de excitación, las técnicas de análisis se segmentan en: 1) “Input-Output” y 2) “Output-Only” [30]. Las técnicas de “Input-Output” trabajan con la estimación de un conjunto de respuestas en frecuencia que se obtienen al excitar al sistema con una fuente artificial, para después medir la señal de respuesta o salida del sistema. Esta técnica no es recomendable para implementar un sistema automático de monitoreo estructural y además requiere de equipo especializado y costoso [30]. Por otro lado, las técnicas “Output-Only” también conocidas como “Análisis Modal Operacional” (OMA por sus siglas en inglés) son las más efectivas y aplicadas en este campo. Estas técnicas aprovechan las micro

vibraciones ambientales generadas por el movimiento peatonal, tránsito vehicular y/o viento junto con sensores de alta sensibilidad para desarrollar los análisis numéricos y obtener los parámetros dinámicos. Las técnicas OMA están clasificadas por su desarrollo en el dominio de la frecuencia o del tiempo [61]. El proceso de análisis numérico implica un pre-procesamiento de los datos sensoriales. Para ello, el método más utilizado para esta etapa es “Peak Picking (PP)”. Este método desarrollado en el dominio de la frecuencia es el más sencillo y rápido para fines de identificación modal. Sin embargo, existen limitaciones e imprecisión al calcular los parámetros modales [30]. Por ello, se llevan a cabo métodos de post-procesamiento que requieren de mayor tiempo y capacidad de procesamiento, como: “Frequency Domain Decomposition” (FDD) o “Stochastic Subspace Identification method” (SSI-data) [32] [30] [33]. Existen limitaciones para los métodos basados en dominio de la frecuencia, ya que la estimación de los parámetros dinámicos está basada en su espectro de frecuencia y este tiende a ser altamente ruidoso o difícil de excitar dependiendo de la estructura. Por otro lado, métodos en el dominio del tiempo requieren de una mayor cantidad de información sensorial, pero resultan más efectivos [32] [30].

2.5 Plataforma Web para la Visualización de Datos.

Para presentar los datos sensoriales procesados por los sistemas de diagnóstico estructural, los medios son limitados. El diagnóstico estructural es almacenado en bases de datos y no hay una forma sencilla de acceder a los resultados de cada monumento en estudio. Con la tendencia de la intercomunicación de datos y el procesamiento computacional realizado en servidores remotos, resulta factible diseñar e implementar una plataforma para visualizar los parámetros dinámicos, una vez que estos hayan sido calculados, con tan solo el requisito de tener acceso a internet. Existen sistemas de monitoreo en distintos ámbitos científicos que a su vez permiten la visualización de resultados en tiempo real y desde cualquier dispositivo con conexión a internet [52] [62] [63] [64]. Se requiere entonces de: 1) Plataforma Web, 2) Servidor Web, 3) Interfaz de presentación de la información.

Capítulo 3

Implementación y Evaluación de la Operación de una Estación Remota de MSE

La siguiente implementación de la estación remota de MSE en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro, es el resultado de un trabajo multidisciplinario realizado como parte del grupo de investigación “Ingeniería y Patrimonio PUCP” y financiado por FONDECYT (ID 349/316 – 222-2015). Los estudiantes involucrados y sus aportes específicos al desarrollo de este trabajo son reconocidos a continuación. Sin embargo, siendo este un trabajo en equipo, todos han sido participes de la implementación en general.

- ✓ Giacomo Zonno → Estudiante de Doctorado de Ingeniería Civil, encargado del procesamiento de los datos de aceleración para obtener los parámetros dinámicos de la iglesia.
- ✓ Carlos Yaya → Egresado de Ingeniería Electrónica, jefe del laboratorio de investigación Ingeniería y Patrimonio PUCP, encargado de la logística e instalación de equipos en la iglesia.
- ✓ Marcos Burgos → Estudiante de pregrado de Ingeniería Electrónica, encargado de la transmisión de datos de aceleración desde la estación remota hasta la estación base en el laboratorio Ingeniería y Patrimonio PUCP.
- ✓ David Fosca → Estudiante de pregrado de Ingeniería Electrónica, encargado de la configuración del servidor web, creación de la página web y visualización de los parámetros dinámicos de la iglesia. El presente documento presentará con mayor detalle esta etapa por ser la tarea específica del tesista.

Cabe resaltar que el desarrollo de la etapa de transmisión de datos de la estación remota a la estación base, así como la visualización de los parámetros dinámicos, debía lograrse en un periodo máximo de 3 meses y sin adquirir nuevas herramientas. Por ello, se plantea el uso de herramientas “off the shelf” para solucionar el problema.

3.1 Diagrama General de Funcionamiento del Sistema Remoto de MSE.

La **Figura 3.1** muestra el diagrama de bloques general de la implementación del sistema. Se cuenta con tres etapas que operan individualmente y en secuencia. Estas tres etapas son: i) Adquisición/Centralización, ii) Almacenamiento/Procesamiento y iii) Visualización. Las características de

diseño de cada una de las siguientes etapas, así como el principio de funcionamiento, están explicadas a detalle en el siguiente inciso.

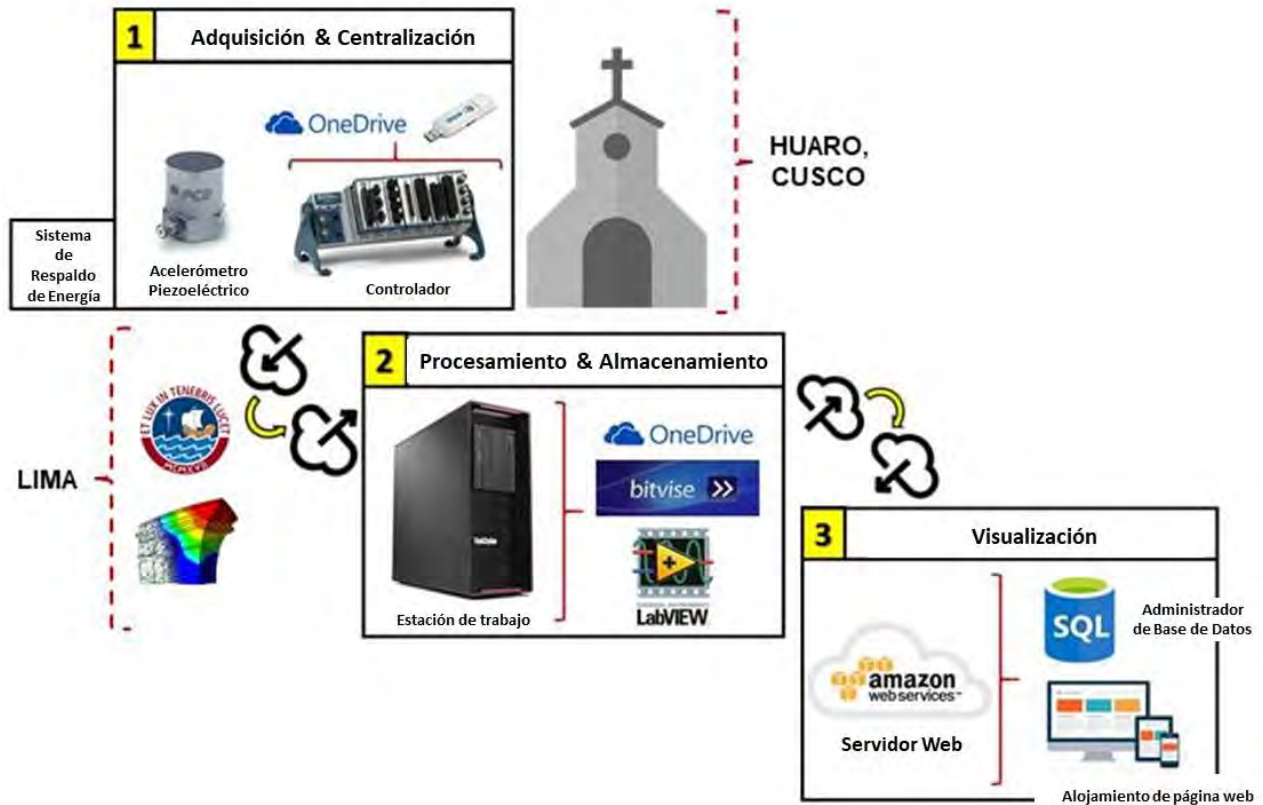


Figura 3.1: Diagrama de bloques que presenta las tres etapas de la implementación del sistema remoto de monitoreo estructural. Fuente: Elaboración propia.

3.2 Características de diseño del sistema remoto de MSE cableado en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro en Cusco.

3.2.1 Adquisición/Centralización.

Esta etapa inicia con cuatro acelerómetros piezoeléctricos colocados en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro en Cusco (ver **Figura 3.2**). Estos últimos, están conectados a los terminales de una tarjeta de adquisición, la cual está conectada a un controlador para programar y ejecutar la rutina de adquisición de datos de aceleración. Las características de esta etapa se muestran en la **Tabla 3.1**. Por ejemplo, la velocidad de muestreo de los acelerómetros es de 250 Hz y la resolución del ADC de la tarjeta de adquisición es de 24 bits. La rutina adquiere los datos de los cuatro acelerómetros cada 60 minutos durante 15 minutos y almacena la información en formato de texto ligero (extensión: “.txt”) dentro de la tarjeta SD de almacenamiento colocada en el controlador [34]. Además, con el fin de transmitir los datos de aceleración desde Huaro hasta la

estación base de procesamiento en Lima, se utilizan las carpetas compartidas de OneDrive. El directorio configurado en el controlador se le denomina directorio de transmisión, mientras que el configurado en la estación de procesamiento se le denomina directorio de recepción. Entonces, la rutina de adquisición de datos de aceleración almacena el archivo de texto ligero con los datos de aceleración en el directorio de transmisión. En cuanto a la conexión a internet, se contrataron los servicios USB internet LTE de la compañía telefónica Entel. Finalmente, para proporcionar de autonomía energética al sistema en caso se pierda la conexión al suministro eléctrico en la Iglesia, se cuenta con una batería de 12 VDC y 105 Ah que es la fuente directa de energía para el controlador. A su vez, para mantener la batería siempre cargada, se incluyó un mantenedor de carga que se encuentra alimentado de un UPS regulador de voltaje y supresor de picos. La **Figura 3.3**, muestra la implementación real de esta primera etapa del sistema.

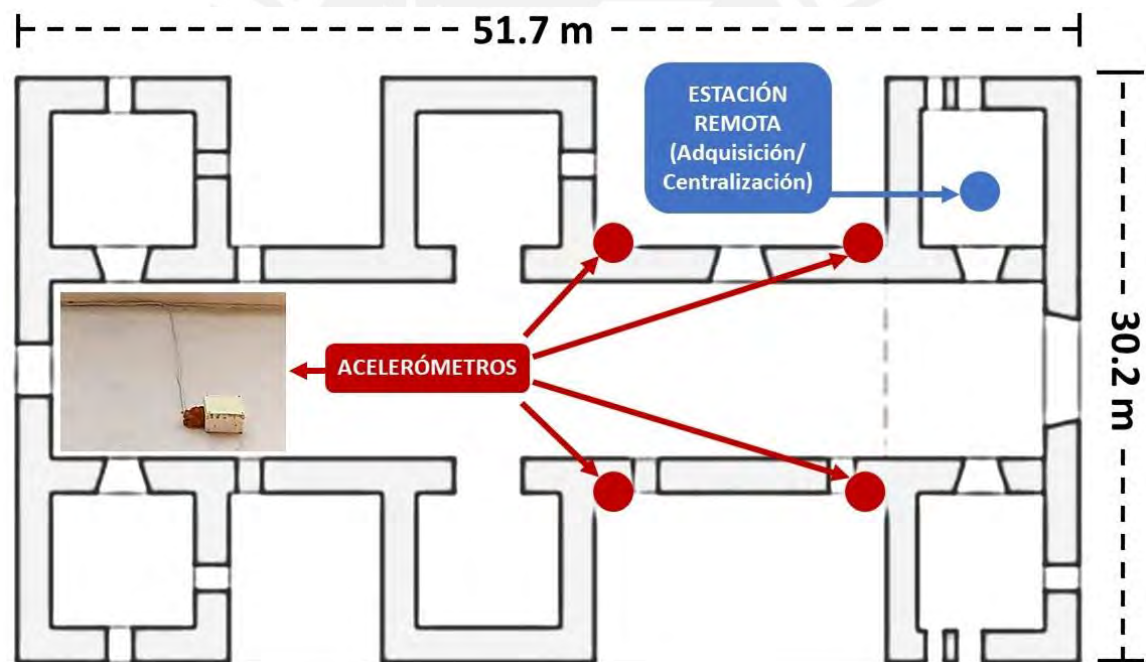


Figura 3.2: Etapa de adquisición/centralización implementada en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. Fuente: Elaboración propia.

Tabla 3.1: Características de diseño y soluciones planteadas del sistema de adquisición/centralización.

i) ADQUISICIÓN Y CENTRALIZACIÓN			
ELEMENTO		CARACTERÍSTICAS	HERRAMIENTA/SOLUCIÓN
Acelerómetro	Tipo	Piezoeléctrico - Uni axial - Analógico	Acelerómetro piezoeléctrico FBC Piezotronics Modelo: 393B31 
	Resolución	10 ug	
	Sensibilidad	10.0 V/g	
	Ancho de Banda	0.1 - 200 Hz	
	Frecuencia de resonancia	> 700 Hz	
	Rango dinámico	± 0.5 g	
Tarjeta de adquisición de datos	Resolución (bits)	24 bits	Tarjeta de adquisición de datos Modelo: NI 9234 
	Frecuencia de muestreo	250 Hz	
	Rango de filtro	0 - 50 Hz	
Cableado	Tipo	Par industrial, trenzado / blindado	Q24R10
CPU	Tipo	Controlador	Controlador CompactDAQ, Modelo: cDAQ-9132 
	Almacenamiento	16 GB + SD memoria	
	Sistema operativo	Windows Embedded Standard 7	
	Conexión a internet	Internet satelital - LTE	
Programa principal		Rutina de adquisición de datos	National Instruments - LabVIEW
Programas secundario	Transmisión de archivos		OneDrive - Almacenamiento: 50 Gbytes
	Acceso/control remoto		TeamViewer
Respaldo de energía	12 VDC		12 VDC - 105 Ah Modelo: Náutica Bosch M27 
	1 semana de autonomía energética		Mantenedor de carga Modelo: 12 VDC Black Decker BM3B 
	Supresor de picos/ Regulador de voltaje		UPS Regulador y supresor de picos Modelo: CDP R-UPR 758 
Lugar de trabajo		Estación remota de adquisición de datos	Huaro, Cusco

Fuente: Elaboración propia.

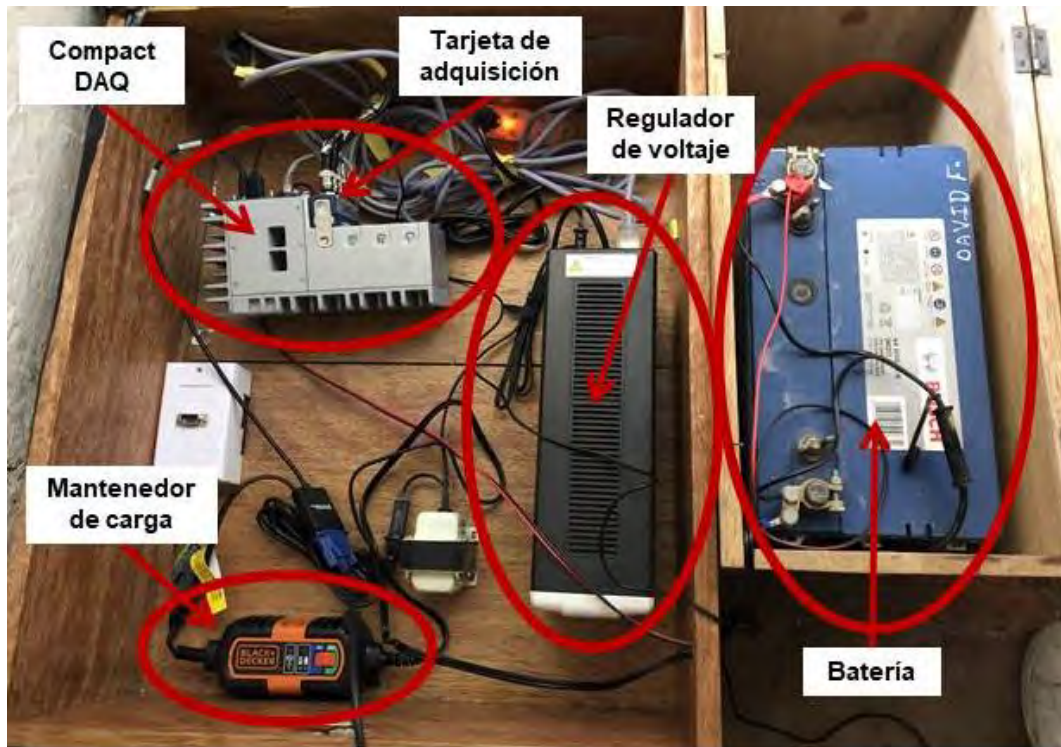


Figura 3.3: Etapa de adquisición/centralización implementada en la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. Fuente: Elaboración propia.


3.2.2 Almacenamiento/Procesamiento.

Esta etapa se implementa en el laboratorio de “Ingeniería y Patrimonio PUCP”. Se encarga de procesar los archivos de texto de los datos de aceleración localizados en el directorio de recepción OneDrive en la estación base de trabajo. Las características de esta etapa se muestran en la **Tabla 3.2**. La rutina para obtener las propiedades dinámicas de una estructura lleva el nombre de: identificación automática de parámetros modales [34], y se basa en el procesamiento de los datos de aceleración obtenidos de la estructura por medio del método en el dominio del tiempo de análisis modal: SSI-data. Los parámetros dinámicos son: frecuencias naturales de vibración, aceleraciones máximas, aceleraciones RMS y coeficientes de amortiguamiento.

Esta rutina de análisis modal se ejecuta en LabVIEW y a su vez incluye a) manejo de los archivos de texto del directorio de recepción y b) envío de los valores de las propiedades dinámicas hacia el servidor web para su visualización. Para a), se encarga de generar una copia del archivo de texto como respaldo de almacenamiento en el disco duro de la estación de trabajo y además elimina el archivo de texto localizado en el directorio de recepción con el fin de no sobrepasar el límite de almacenamiento en carpetas compartidas. Para b), se

encarga de transmitir las propiedades dinámicas hacia la base de datos del servidor web por medio de una conexión segura o Secure Shell (SSH) en inglés. Este tipo de conexión requiere de la autenticación por parte del servidor como del cliente por medio de un certificado digital. El programa Bitwise Cliente se utiliza en la estación de trabajo para generar una conexión segura de tipo SSH con el servidor web que requiere de este tipo de autenticación con certificado digital (extensión: “.pem”).

Tabla 3.2: Características de diseño y soluciones planteadas del sistema de almacenamiento/procesamiento.

ii) ALMACENAMIENTO Y PROCESAMIENTO				
ELEMENTO		CARACTERÍSTICAS	HERRAMIENTA/SOLUCIÓN	COSTO
CPU	Tipo	Estación de trabajo (Workstation)	 ThinkStation Modelo:P320 Tower	
	Almacenamiento	1 Tbyte		
	Sistema operativo	Windows 10		
	Conexión a internet	Cableado		
Programa principal		Rutina de identificación automática de parámetros modales (Giacomo Zonno)	National Instruments - LabVIEW	
Programas secundarios		Recepción de archivos	OneDrive - Almacenamiento: 50 Gbytes	
		Acceso/control remoto	TeamViewer	
		Conexión SSH segura a servidor web	Bitwise Cliente	
Lugar de trabajo		Laboratorio: E&H - PUCP	San Miguel, Lima	


Fuente: Elaboración propia.

3.2.3 Visualización.

En esta etapa, los parámetros dinámicos que se encuentran en la base de datos del servidor web se muestran por medio de gráficas dinámicas en la web. Las características de diseño de esta etapa se muestran en la **Tabla 3.3**. Por ejemplo, para administrar y extraer la información de la base de datos se utilizan los comandos de MySQL y PHP. Mientras que para la creación de la interfaz gráfica se utilizan los lenguajes de programación: HTML, CSS y JavaScript. De esta forma, los parámetros dinámicos de la Iglesia pueden ser compartidos en tiempo real con la comunidad científica, en cualquier parte del mundo y a

cualquier horario con tan solo un dispositivo con acceso a internet. En el siguiente inciso, se procederá a explicar el diseño e implementación de esta plataforma web para la muestra en tiempo real de los parámetros dinámicos de una estructura.

Tabla 3.3: Características de diseño y soluciones planteadas para el sistema de visualización.

iii) VISUALIZACIÓN				
ELEMENTO		CARACTERÍSTICAS	HERRAMIENTA/SOLUCIÓN	COSTO
Servidor Web	Tipo	EC2 - t2.micro	 Amazon Web Server Instancia: EC2	0.04 soles/hora
	Almacenamiento	16 Gbytes		
	Sistema operativo	Linux - Ubuntu 14		
	Conexión	Conexión SSH - private key		
Condiciones de trabajo		Servidor fuera del dominio de la universidad / posibilidad de escalamiento en capacidad de almacenamiento		
Programa principal		Manejo de base de datos	PHP - MySQL comands	
Programas secundarios		Creación de interfaz visual	HTML - CSS - JavaScript	
		Creación de gráficos dinámicos	Código abierto: Highstocks Library	

Fuente: Elaboración propia.

3.3 Diseño e implementación de una plataforma web para la visualización de los parámetros dinámicos de una estructura.

Se plantea la creación de una plataforma web en la cual se alojarán los gráficos para presentar los parámetros dinámicos de una estructura en tiempo real, posibilitando la rápida y sencilla visualización de los datos desde cualquier dispositivo con acceso a internet. Por ello, se propone el uso de un servidor web, ya que estos incluyen bases de datos para almacenar los parámetros dinámicos a lo largo del tiempo y funcionan como alojamiento para implementar la plataforma web.

Se escogió el servicio de servidores remotos de Amazon llamado “Amazon Web Services” o AWS ya que cuenta con una base de datos que solo requiere de la instalación de un administrador (MySQL, por ejemplo) y además incluye el servicio de mantenimiento del servidor web, a diferencia de un servidor local que debe ser inicialmente configurado por completo y necesita de mantenimiento cada cierto tiempo. Además, AWS presenta la ventaja de escalamiento, es decir, que se puede incrementar la capacidad de procesamiento y almacenamiento a

un costo adicional casi al instante de ser requerido. Cabe resaltar que el servicio ofrece un año de prueba gratuito, lo cual es de gran ayuda para determinar si el servicio cumple con los requisitos básicos durante la práctica.

3.3.1 Servidor web de “Amazon Web Services”.

Una vez que se optó por AWS, se pasó a elegir el tipo de servicio: “Amazon Elastic Compute Cloud (Amazon EC2)”. Este servicio proporciona capacidad de procesamiento y almacenamiento seguro, robusto y escalable según lo que demande la aplicación. Una vez elegido el servicio de Amazon EC2, se debe elegir una instancia dentro de la amplia gama que se ofrecen. Todas estas instancias tienen distintos atributos de: capacidad de CPU, memoria, almacenamiento y redes que se ajustan a lo que el programador necesite y posibilitan un futuro escalamiento de esos mismos atributos, de ser necesario. Para este trabajo, se eligió la instancia “t2.micro” que es una instancia de desempeño por ráfagas [65]. Este tipo de instancia se usa para aplicaciones que no demandan frecuentemente un alto desempeño del CPU. Se debe tener en cuenta la capacidad de almacenamiento invertida en acumular los parámetros dinámicos y en almacenar los archivos de diseño y funcionamiento de la plataforma web. Cuando se requiera mayor capacidad de almacenamiento, se evaluará la opción de escalar el sistema a la instancia “t2.small”. Una vez creada e inicializada la instancia, se accederá a esta desde una computadora por medio de una conexión SSH.

3.3.2 Creación de la plataforma web y los gráficos dinámicos.

Como se desea que la página web sea un medio por el cual se pueda compartir la información de la salud estructural del monumento en estudio con otros investigadores relacionados al tema, se propuso que esta sea: fácil de navegar, instructiva, visualmente agradable y con gráficos dinámicos fáciles de entender, así como de manipular. En cuanto a los gráficos, cada uno de los cuatro parámetros dinámicos será trabajado individualmente. Para la creación y presentación de estos últimos, se utilizó la librería “HightStocks” basada en JavaScript y que permite implementar gráficos dinámicos de calidad en una página web, con conocimientos básicos de JavaScript (ver **Figura 3.4**). En

cuanto a la página web, se utilizaron diversos lenguajes de programación típicos para su diseño y desarrollo, como: HTML, CSS y JavaScript. Con los conocimientos de programación de HTML y CSS se desarrolló el diseño de la página web, que involucra: posicionamiento de imágenes y texto, tamaño y fuente de letra, espaciado, color de fondo y de texto, entre otros atributos. Así mismo, se incluyeron fotos de los monumentos de estudio junto con su respectiva descripción histórica y una breve explicación relacionada al trabajo realizado (ver **Figura 3.5**).

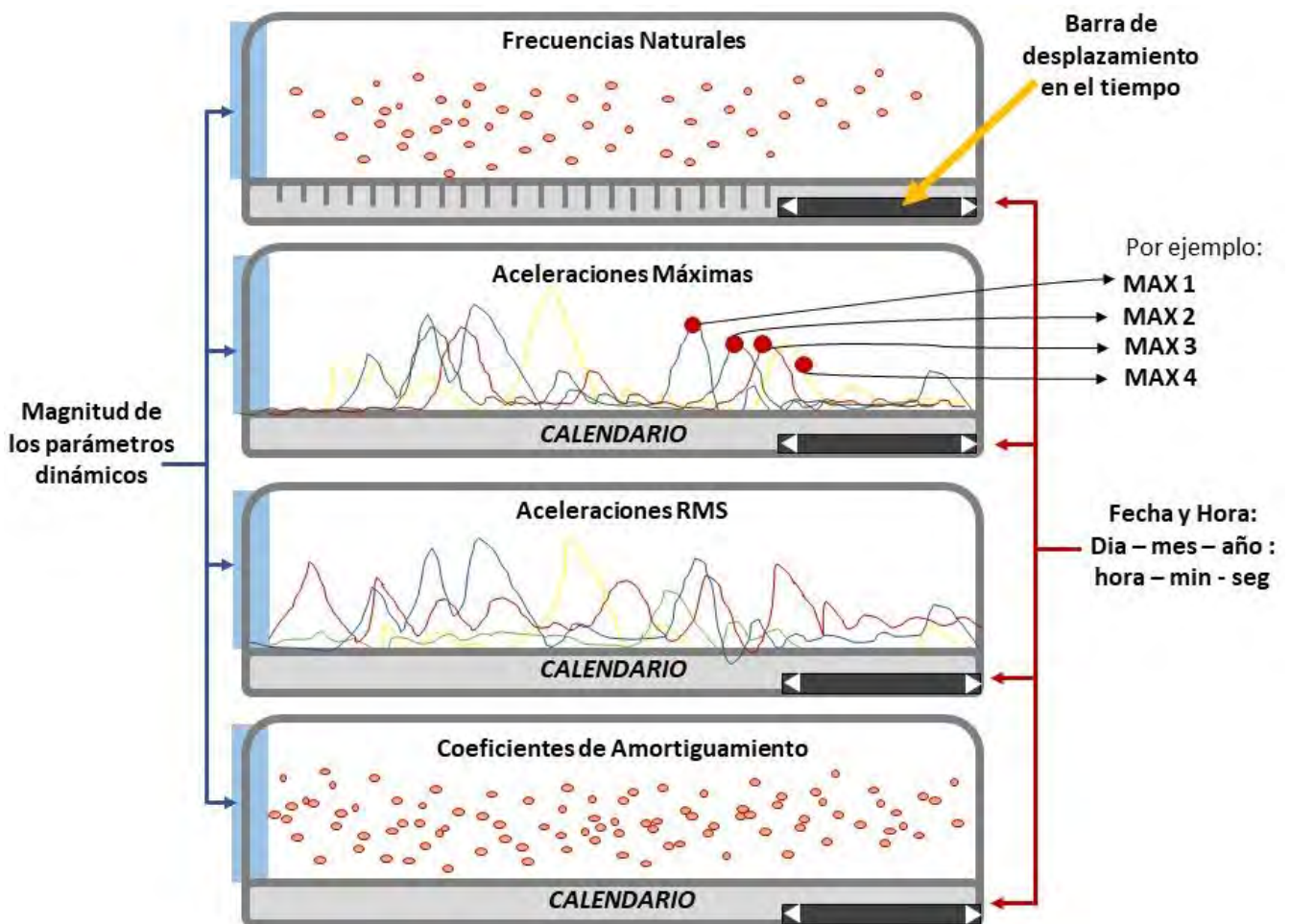


Figura 3.4: Diseño de la presentación de los cuatro parámetros dinámicos de cada proyecto de monitoreo de salud estructural en gráficas dinámicas. Fuente: Elaboración propia.

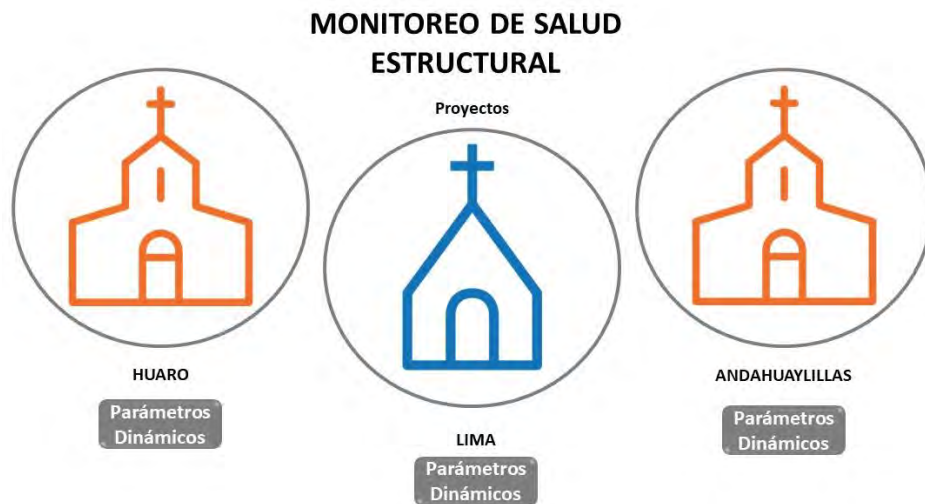


Figura 3.5: Diseño de la primera etapa de presentación de los proyectos de monitoreo de salud estructural en la plataforma web. Fuente: Elaboración propia.

Para extraer automáticamente los parámetros dinámicos de la base de datos del servidor web, se utilizaron comandos de PHP y MySQL. De esta forma, se transcribe y actualiza automáticamente la información de la base de datos a un formato ligero llamado JavaScript Object Notation o JSON.

Al crear el archivo JSON se trabaja con una lista de valores ordenados con estructura de arreglos que la librería “HighStocks” puede leer. Los valores que ingresan en forma de arreglos en la estructura del JSON son: fecha y valor del parámetro dinámico por graficar. En cuanto a la estructura, los valores de la primera columna son interpretados por la librería “HighStocks” como coordenadas en el eje horizontal y son fecha y hora (año-mes-día-hora-min-seg), mientras que los valores de la segunda columna son interpretados como coordenadas en el eje vertical y son los valores de los parámetros dinámicos de la estructura, como: frecuencias naturales de vibración, aceleraciones máximas, aceleraciones RMS, y coeficientes de amortiguamiento.

La rutina automática de identificación de parámetros modales para la estructura de estudio tiene como salida la siguiente información: i) *Seis* frecuencias naturales de vibración → 1^{er} Gráfico, ii) *Seis* coeficientes de amortiguamiento → 2^{do} Gráfico, iii) *Cuatro* aceleraciones máximas → 3^{er} Gráfico y iv) *Cuatro* aceleraciones RMS → 4^{to} Gráfico.

Cabe resaltar que el JSON se actualiza constantemente con los nuevos valores que ingresen a la base de datos, manteniendo actualizado a su vez los gráficos

de la plataforma web y, por ende, mostrando los parámetros dinámicos de la estructura justo después de ser procesados.

La **Figura 3.6** presenta el diagrama de flujo para la creación estructurada del archivo JSON y la **Figura 3.7** muestra la interacción con la base de datos para crear el JSON.

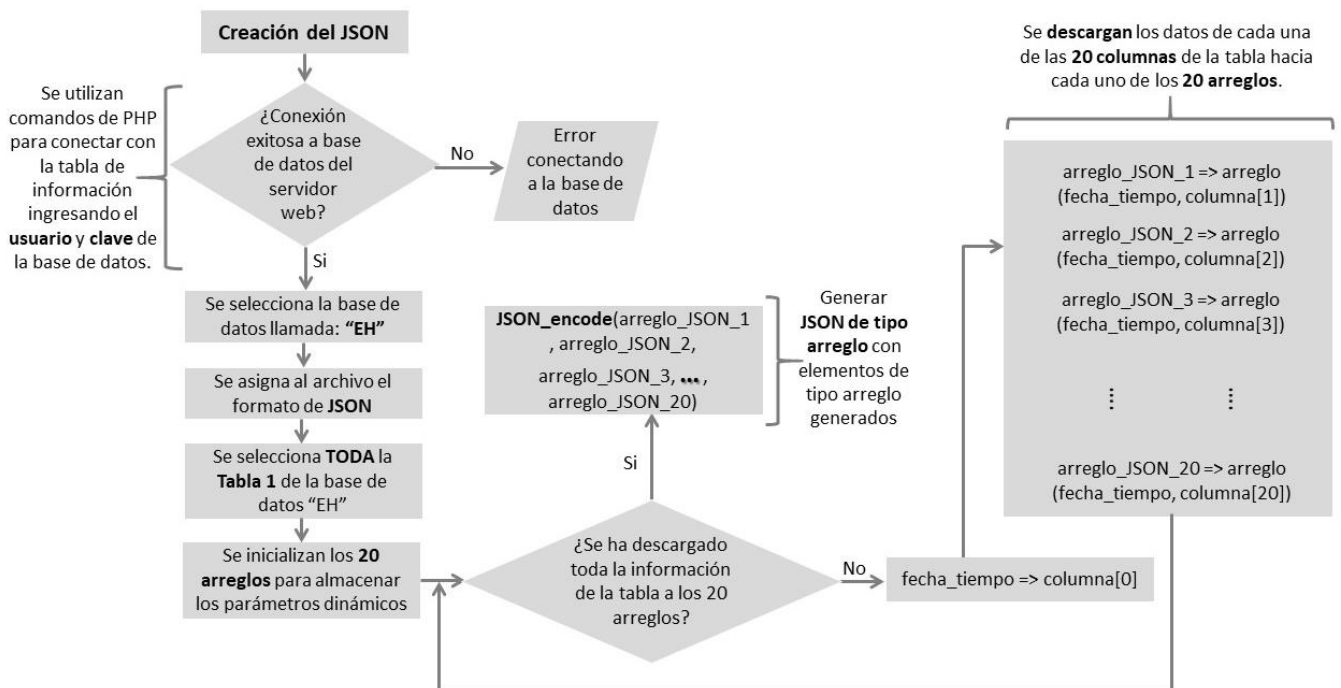


Figura 3.6: Diagrama de flujo de la creación del JSON. Desde la conexión a la base de datos, hasta la descarga de la información para formar la estructura del JSON. Fuente: Elaboración propia.

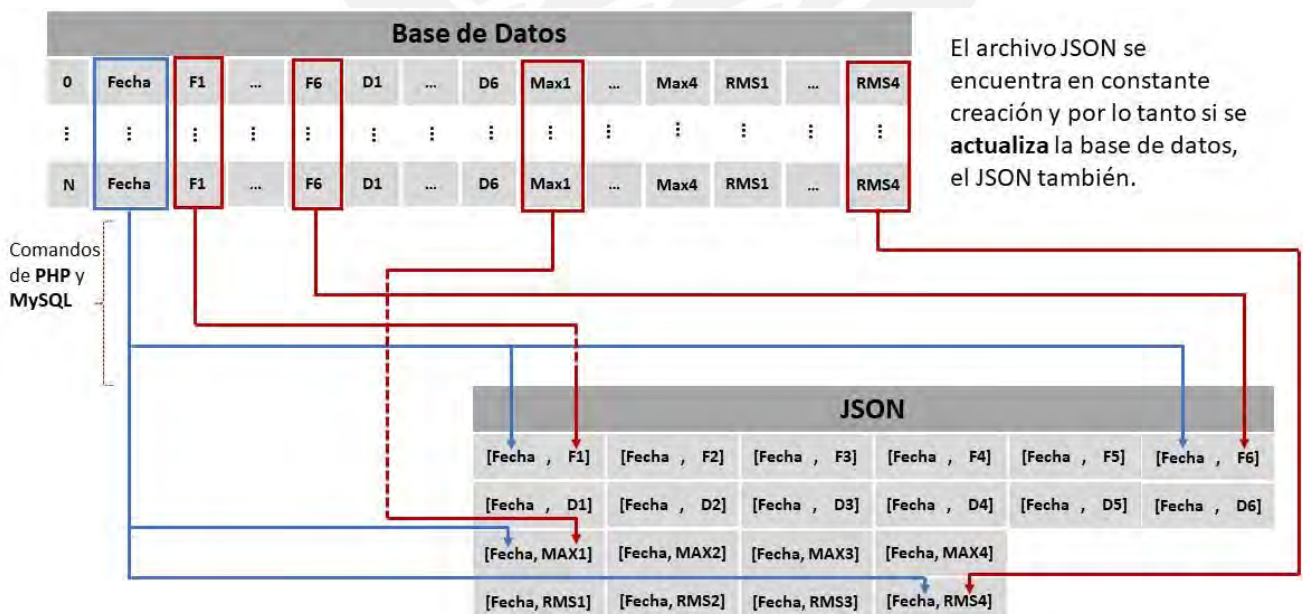


Figura 3.7: Diagrama de interacción entre la base de datos y la creación constante del archivo JSON. Fuente: Elaboración propia.

3.4 Resultados de la plataforma web para la visualización de los parámetros dinámicos de la Iglesia San Juan Bautista de Huaro.

La plataforma web con los gráficos de monitoreo de salud estructural se presentan a continuación. La **Figura 3.8** muestra la presentación de los tres proyectos de monitoreo estructural, cada uno de estos presenta cuatro gráficos asociadas a los cuatro parámetros dinámicos mencionados previamente. Al seleccionar el botón de “Dynamic Data”, se presenta una pequeña descripción del lugar de estudio y a continuación las gráficas de monitoreo estructural.

Las gráficas mostradas a continuación presentan la información de diez meses de monitoreo estructural de la Iglesia San Juan Bautista de Huaro: i) frecuencias fundamentales de vibración (ver **Figura 3.9**), ii) aceleraciones máximas, iii) aceleraciones RMS (ver **Figura 3.10**) y iv) coeficientes de amortiguamiento (ver **Figura 3.11**). Los gráficos ofrecen la posibilidad de seleccionar el periodo de tiempo que se desee visualizar por medio del desplazamiento de la barra horizontal. Además, si se requiere ver los valores del eje vertical con más detalle, se puede seleccionar una sección del gráfico para aplica un acercamiento automático [66].



Figura 3.8: Presentación de los tres proyectos de monitoreo de salud estructural en la plataforma web. Fuente: Elaboración propia.

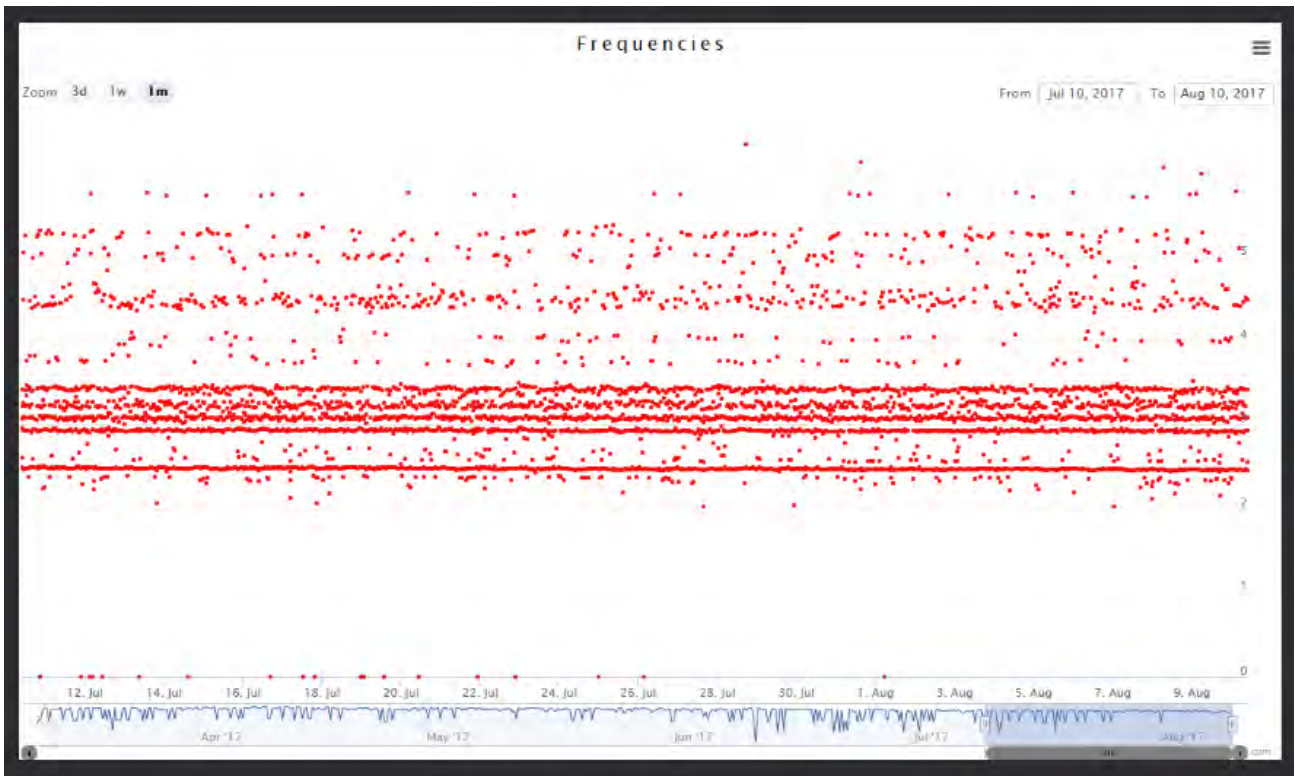


Figura 3.9: Gráfico de las frecuencias fundamentales de vibración (Hz) vs tiempo (fecha: hora) de la Iglesia San Juan Bautista de Huaru. Se visualizan cuatro tendencias fuertes de frecuencias entre las frecuencias 2 y 4 a lo largo del tiempo Fuente: Elaboración propia.



Figura 3.10: Gráfico de las aceleraciones máximas (g) y RMS (g) vs tiempo Huaru (fecha: hora) de la Iglesia San Juan Bautista de Huaru. Los picos máximos de aceleración se asocian a señales de excitación ambiental generadas por tráfico vehicular, tráfico peatonal, movimientos telúricos leves o la fuerza del viento. Fuente: Elaboración propia.

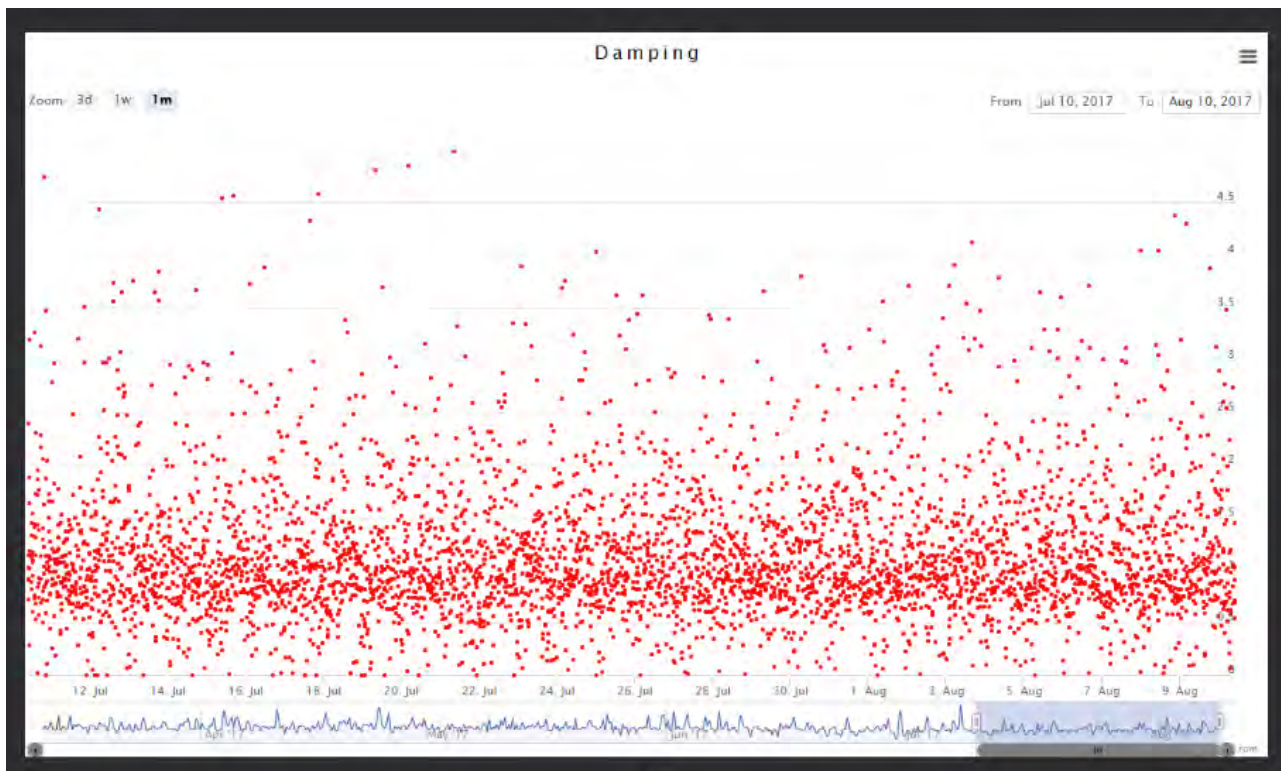


Figura 3.11: Gráfico de los coeficientes de amortiguamiento vs tiempo (fecha: hora) de la Iglesia San Juan Bautista de Huaru. Fuente: Elaboración propia.

3.5 Reconocimiento de incidencias durante periodo de operación de 10 meses.

A continuación, se presenta una línea de tiempo basada en los incidentes de operación durante los primeros 10 meses de puesta en línea del sistema (ver **Figura 3.12**). Comenzando con la instrumentación del sistema en marzo del 2017 y finalizando con la última visita al Cusco en febrero del 2018. Durante este periodo, los dos incidentes más importantes fueron: i) daño al sistema de adquisición de datos debido a tormenta eléctrica en Huaru y ii) daño al sistema de respaldo de energía debido a mala calidad del suministro eléctrico. El primero, ocasionó la pérdida de un acelerómetro y un canal de adquisición de datos. El segundo, causó que el mantenedor de carga de batería falle y requirió nuevamente una visita a Cusco para incluir un regulador de voltaje y supresor de picos junto con un nuevo mantenedor de carga. Este último incidente fue el causante de que el sistema de adquisición de datos trabajase por dos semanas con la batería como única fuente de alimentación y se apagase durante casi un mes antes de que se realice la visita de mantenimiento a mediados del mes de febrero del 2018. Por otro lado, los incidentes menores están relacionados a problemas de software o ajustes en la rutina de adquisición de datos. Por

ejemplo, durante la primera mitad del año 2017 la rutina de adquisición entra en modo de espera cuatro veces por periodos cortos de 2 a 3 días como máximo. Estos paros se deben a que el alumno de doctorado realizaba ajustes a la rutina de adquisición de datos de forma remota utilizando Team Viewer. Finalmente, el incidente relacionado a software, que causó casi un mes de pérdida de datos, fue que el Compact DAQ entró en modo de hibernación. La causa de esto fue un parámetro de ahorro de energía del sistema operativo que no se modificó cuando el sistema fue implementado. Para solucionar este problema, se requirió de una nueva visita a la iglesia en el mes de agosto del 2017.

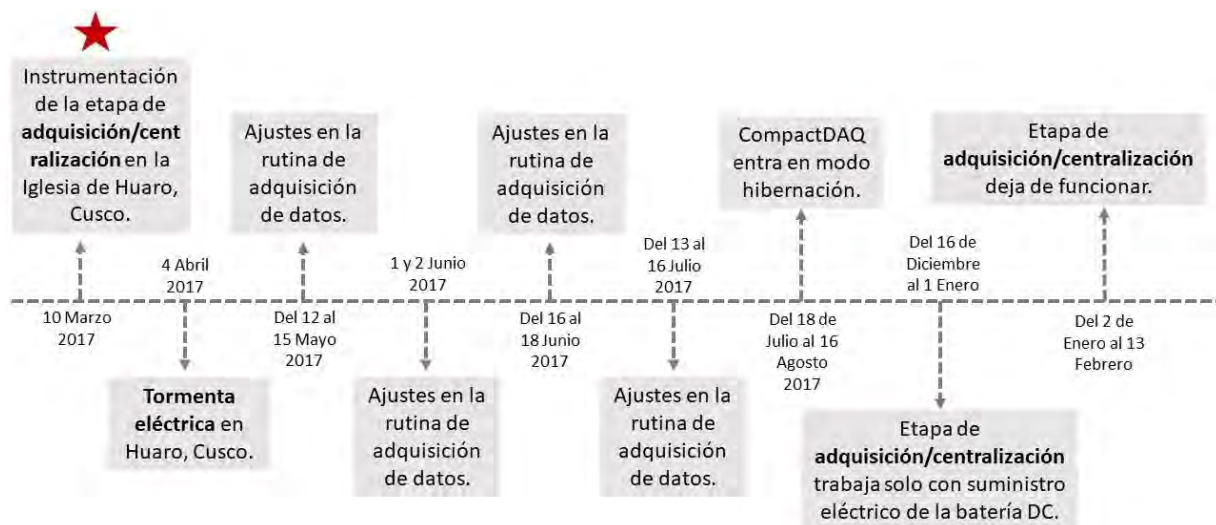


Figura 3.12: Línea de tiempo de las incidencias del sistema durante 10 meses de operación. Fuente: Elaboración propia.

Por otro lado, se evaluó la efectividad del sistema en cuanto a adquirir y transmitir los datos. Así como, evaluar la característica de “tiempo real” asociado al sistema, determinado por el momento real en que los archivos llegan a la estación base en comparación a cuándo fueron generados. Para ello, se trabajó con la lista de archivos de aceleración recibidos en la estación base en el periodo de operación de 10 meses. Esta lista contiene la fecha de cada uno de los archivos que fueron generados y la fecha de su respectiva recepción en Lima. La **Figura 3.13** muestra que el 69.2% de los datos de aceleración fueron generados por la estación remota y recibidos por la estación base. El resto se divide en un 28.8% de archivos que no fueron generados por la estación remota debido a los incidentes mencionados anteriormente y un 2% que no fueron generados o recibidos por fallas desconocidas del sistema de adquisición. De esto se puede concluir que, si bien existe un 30% de datos no recolectados, estos

son consecuencia del periodo en el cual el sistema estuvo apagado por falta de suministro energético e hibernación del sistema, los cuales ya fueron corregidos.

RECEPCIÓN DE ARCHIVOS

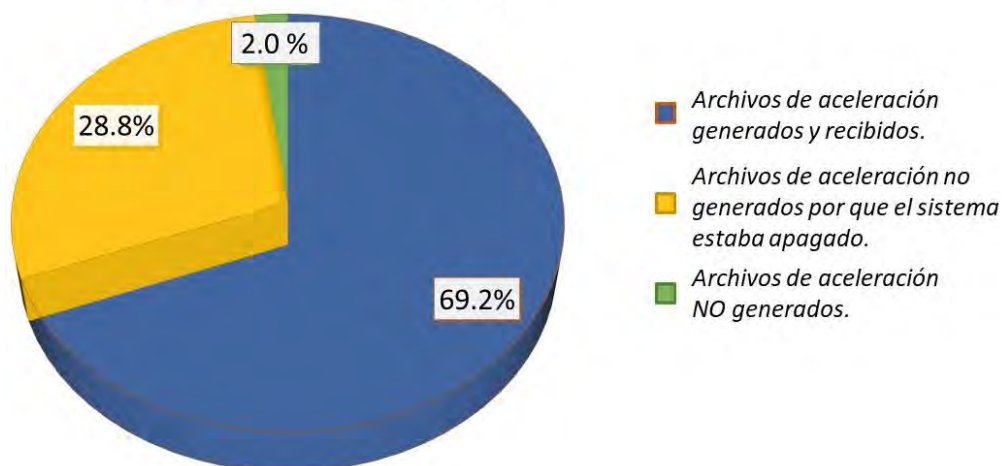


Figura 3.13: Diagrama de pie del porcentaje de archivos recibidos vs no recibidos. Fuente: Elaboración propia.

Por otro lado, la **Figura 3.14** muestra que solo un 31.3% de archivos de aceleración generados en la etapa de adquisición fueron recibidos el mismo día de ser transmitidos, mientras que un 6.2% llega al día siguiente y un 31.7% de archivos una semana después. Esto se debe a la baja velocidad de transmisión (velocidad de subida) y discontinua conexión a internet que se encuentra disponible en la zona, razones por las cuales se genera tráfico inesperado de transmisión de datos resultando en demoras de transmisión de hasta una semana.

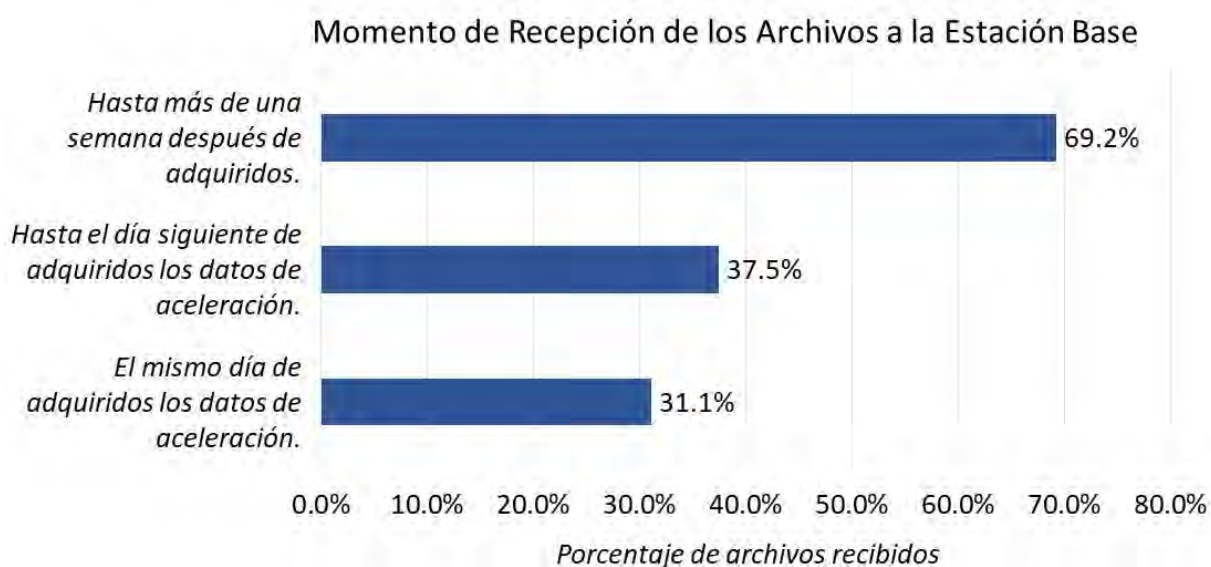


Figura 3.14: Diagrama de barras del momento de recepción de los archivos de aceleración con relación a la cantidad total. Fuente: Elaboración propia.

3.6 Recomendaciones para implementaciones futuras.

3.6.1 Sistema de protección contra descargas eléctricas atmosféricas.

Debido a la concurrencia de tormentas eléctricas característica de la zona, se precisa de un sistema para rayos con puesta a tierra que pueda proteger la instalación eléctrica de la Iglesia de San Juan Bautista de Huaró y al sistema de monitoreo estructural. Dentro del periodo de este proyecto, se tuvo un incidente de tres descargas eléctricas atmosféricas, que dejó inutilizado un acelerómetro que se encontraba en el exterior de la iglesia y una tarjeta de adquisición de datos. Por lo tanto, se recomienda, un estudio de la estructura y del terreno sobre el que se encuentra para poder proponer un sistema de puesta a tierra adecuado.

3.6.2 Sistema de respaldo eléctrico.

En el pueblo de Huaró, así como en muchos de los pueblos aledaños de la sierra andina, es común que se suspenda el suministro de corriente eléctrica sin previo aviso. La zona en la que se encuentra la iglesia cuenta con un generador eléctrico a gasolina que trabaja independientemente cuando se requiere. Para evitar pérdidas de datos repentinos del sistema, se colocó una batería de 12 voltios y 105 Ah que alimenta directamente al sistema de adquisición de datos. Así mismo, para mantener la batería siempre cargada, se utiliza un mantenedor de carga que permanece conectado a la red eléctrica en todo momento. De esta forma, se cuenta con una autonomía eléctrica de dos semanas como máximo. Por otro lado, debido a la baja calidad de la instalación eléctrica y los frecuentes cambios de suministro de energía (entre el suministro eléctrico y el generador) se han presentado problemas de funcionamiento en el mantenedor de carga. Este último, es el único conectado directamente a la red eléctrica del pueblo y durante un periodo de seis meses, dos de ellos dejaron de funcionar. Existe la posibilidad de que se deba a sobrecargas eléctricas al momento de la transición entre suministros. Se recomienda un estudio más profundo de los problemas eléctricos en el pueblo de Huaró, y que deben ser también problema de muchos otros pueblos en la sierra andina. La solución temporal que se planteó fue la de utilizar un sistema de alimentación ininterrumpida o por sus siglas en inglés "UPS" que mejora la calidad de la energía que llega al mantenedor de carga por medio de sus funciones de supresor de transitorios y regulador de voltaje. Una

vez instalado el UPS, no se ha vuelto a tener reportes de mal funcionamiento del mantenedor de carga.

3.6.3 Tráfico de datos.

Teniendo en cuenta que no existe otra opción de compañía de internet satelital, además de la que se contrató (ENTEL), una posible solución para evitar el tráfico de transmisión de datos, que genera retrasos de hasta una semana por discontinuidad en la conexión a internet, es utilizar otro programa diferente a OneDrive para enviar los archivos de aceleración de la estación remota hacia la estación base. Se propone el uso de Bitvise Cliente para la estación remota en Huaro y Bitvise Servidor para la estación base en Lima. De esta forma se puede establecer una transferencia de datos SFTP (SSH File Transfer Protocol) y tener mayor control sobre las prioridades de envío a diferencia de OneDrive. Se espera que este programa requiera una menor velocidad de internet para operar satisfactoriamente. Esta solución aún debe ser evaluada.

3.6.4 Ventajas de AWS.

El servicio proporcionado por Amazon Web Services (AWS) con la instancia EC2 "t2.micro" tiene la ventaja de permitir al usuario un año gratis de uso con todas las capacidades que esa instancia otorga. Además, existe mucha información y bibliografía en internet acerca de cómo configurar el servidor de acuerdo con las necesidades que requiera la aplicación, así como soluciones a problemas recurrentes entre programadores. Finalmente, se recomienda el uso de este servicio para aplicaciones que requieran un espacio para el alojamiento de una página web, así como la posibilidad de administrar una base de datos.

3.6.5 Problemas con la librería "Highstocks".

La librería "Highstocks" basada en JavaScript ha sido de gran utilidad debido a su facilidad de integración con la página web y la calidad de sus gráficos. Posibilita la visualización de toda la información que se requiera mostrar. Sin embargo, el gráfico presenta errores de visualización pasados los 5000 puntos de información. Para solucionar este problema, se programó la librería para que solo muestre tres meses de datos, que equivale a menos de 3000 puntos de información, y se añadió una barra de desplazamiento temporal en el eje X para

no eliminar la posibilidad de visualizar todos los datos. Eliminando así la distorsión grafica que se presentaba.

3.7 Consideraciones clave para el diseño de una herramienta alternativa de monitoreo estructural.

El trabajo previo ha permitido entender con mayor detalle los aspectos generales asociados a aplicaciones de monitoreo de salud estructural, con especial aplicación a monumentos históricos y en zonas rurales. En cuanto a los resultados, se han estimado las frecuencias naturales de vibración dentro de un ancho de banda de 10 Hz, las cuales son: 1.98 Hz, 2.16 Hz, 2.56 Hz, 3.18 Hz y 3.70 Hz [67]. Sin embargo, como se mencionó en el Capítulo 2 acerca de los sistemas cableados, el costo de la instrumentación de sistemas de esta índole resulta elevado y requiere de operadores especializados. La **Tabla 3.4** muestra los costos asociados únicamente a la primera etapa de adquisición/centralización de los datos. Cabe resaltar que el monto total de aproximadamente 10,500 dólares pertenece únicamente a la etapa de adquisición/centralización y no incluye el costo por honorarios de los cinco especialistas que instalaron el sistema en la Iglesia durante un periodo de cuatro días. Por otro lado, si bien los equipos empleados pueden ser utilizados para monitoreo estructural, estos no son equipos diseñados para trabajo continuo en campo y más bien empleados para pruebas de laboratorio. Asimismo, se puede observar que el costo asociado al cable coaxial puede llegar a representar una fuerte suma dependiendo del tamaño de la estructura y/o los obstáculos entre la posición del acelerómetro y la tarjeta de adquisición. En el caso de la Iglesia, esta tiene 50 metros de largo por 30 metros de ancho por lo que el costo asociado no fue tan crítico en comparación a los demás componentes.

Tabla 3.4: Costos asociados a la etapa de adquisición/centralización.

Adquisición/Centralización	Precio Unit.	Cantidad	Total
Acelerómetro Piezoeléctrico - NI 393B31	\$ 946.67	4	\$ 3,786.68
Tarjeta de Adquisición - NI 9234	\$ 1,971.00	1	\$ 1,971.00
Controlador CompactDAQ - NI 9132	\$ 3,676.00	1	\$ 3,676.00
Batería Náutica - M27	\$ 196.97	1	\$ 196.97
Rollo de Cable coaxial RG-59/U, 75 OHMde 500 pies	\$ 409.00	2	\$ 818.00
TOTAL			\$ 10,448.65
Precio por canal			\$ 2,612.16

Fuente: Elaboración propia.

Lo que se propone, es el uso de un segundo sistema que se basa en redes inalámbricas de sensores para eliminar el costo asociado al cableado y reducir los tiempos de implementación del sistema. Asimismo, se puede colocar una mayor cantidad de puntos de recolección de información o nodos sensoriales en la estructura para obtener resultados más precisos. En base a la literatura revisada, se propone un esquema similar al de la **Figura 3.15**, en la cual se agrupan nodos sensoriales por clústeres para mayor control y eficiencia. Por otro lado, similar a la implementación del sistema mostrado en el presente capítulo, la estación remota EB1 localizada en la estructura se encargará de centralizar y transmitir los datos recolectados de la red de nodos sensoriales de aceleración hacia la estación de procesamiento EB2 en Lima para finalmente transmitir los resultados al servidor web para su visualización.

Sin embargo, el nodo sensorial de aceleración inalámbrico es la herramienta más crítica de diseño ya que de esta depende el resultado del análisis estructural final. Por ello, en el siguiente capítulo se diseñará e implementará el nodo sensorial de aceleración para que pueda ser utilizado en aplicaciones de monitoreo estructural empleando redes inalámbricas de sensores.

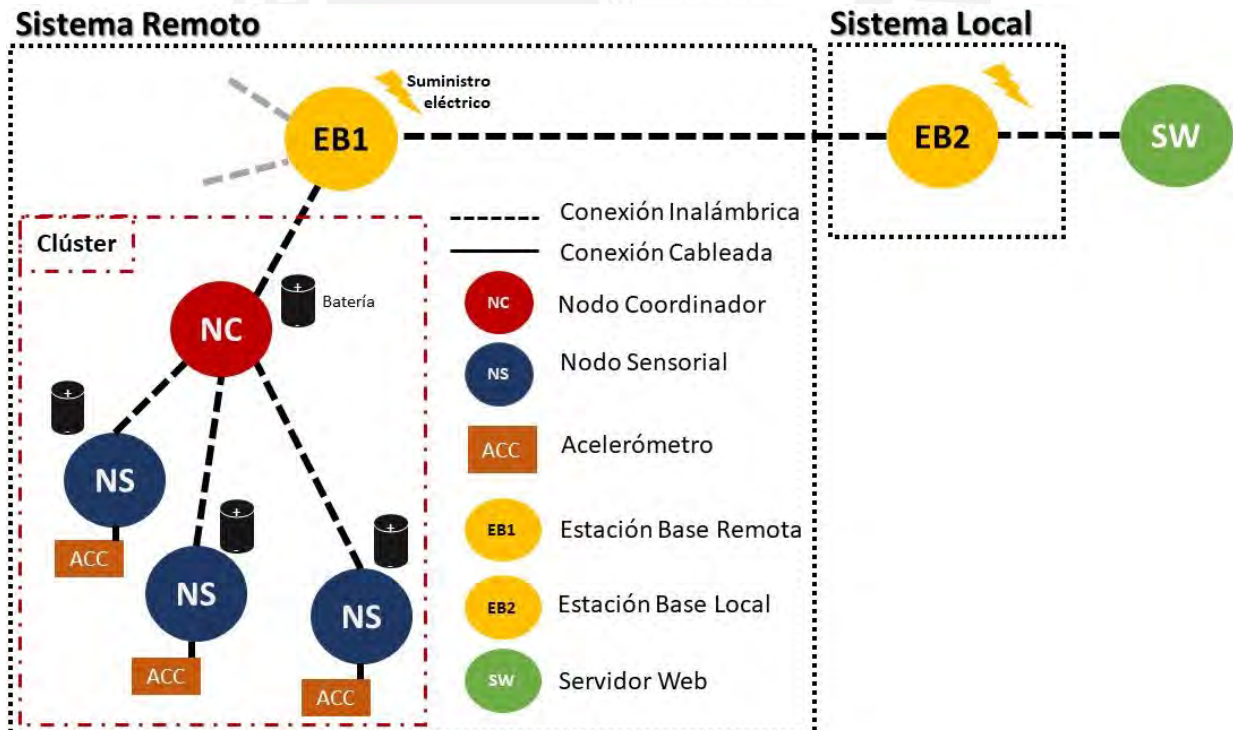


Figura 3.15: Topología de red propuesta, que se basa en la jerarquía por grupos o clúster.
Fuente: Elaboración propia.

Capítulo 4

Propuesta de Diseño del Nodo Sensorial de Aceleración

4.1 Nodo sensorial de aceleración.

El nodo sensorial de aceleración es considerado como la unidad básica de una red de sensores inalámbrica (RSI) para monitoreo de salud estructural (MSE). El resultado final del análisis modal operacional y por lo tanto del diagnóstico de la salud estructural se verá fuertemente determinado por la calidad de información que el nodo sensorial sea capaz de adquirir, procesar y transmitir. Por ello, el trabajo a continuación se centrará en el diseño y validación de este nodo en particular. Como se señaló en la **Figura 2.3** del Capítulo 2, el nodo sensorial está dividido en tres unidades básicas: adquisición, procesamiento y transmisión de datos.

Con el fin de suplir las necesidades básicas de una red de sensores inalámbrica (RSI) y potenciarlas para hacerle frente a aplicaciones de monitoreo de salud estructural (MSE), se proponen en la **Tabla 4.1** los requisitos de desarrollo del nodo sensorial por cada unidad, así como la justificación de por qué es relevante cada uno de estos. Cabe resaltar que los requisitos de desarrollo son el resultado de una exhaustiva revisión de literatura, así como de la experiencia e información adquirida de la implementación previa de la estación de MSE.

A continuación, se pasarán a explicar los criterios de diseño de cada una de las siguientes unidades del nodo sensorial: i) Unidad de adquisición de datos, ii) Unidad de procesamiento de datos y iii) Unidad de transferencia de datos. Finalmente, cada etapa será validada independientemente en el Capítulo 5 para asegurar su correcto funcionamiento previamente a la integración total del nodo sensorial de aceleración.

Tabla 4.1: Muestra por unidad los requisitos a tomar en cuenta para el desarrollo de la aplicación y la justificación a cada uno de ellos.

Fuente: Elaboración propia.

NODO SENSORIAL		
UNIDAD	REQUISITO PARA EL DESARROLLO	JUSTIFICACIÓN DEL REQUISITO
Adquisición de Datos	Tipo	MEMS - Triaxial - Analógico
	Resolución (de 0-50 Hz)	< 200 ug/hz
	Sensibilidad	> 0.5 V/g
	Ancho de banda (min)	50 Hz
	Frecuencia de resonancia	> 700 Hz
	Rango dinámico	< ± 2g
	Consumo energético	Consumo en "uA" durante adquisición
	Resolución (bits)	> 16 bits
	Frecuencia de muestreo	> 100 Hz
	Rango de filtro	0 a 50 Hz
Procesamiento de Datos	RAM	SRAM > 30 KB
	FLASH	Flash > 128 KB
	Arquitectura (# bits)	> 16 bits
	Consumo energético	< 200 uA/MHz
	Comunicación con periféricos	SPI / IC2 / GPIO / UART
	Programa Principal	Sistema Operativo en Tiempo Real
	Programas Secundarios (Tareas Recursos)	Procesamiento local de la data adquirida para disminuir datos a ser transmitidos
		Gestionar protocolos de "sleep/wakeup"
		250 Kbps
		IEEE 802.15
Transmisión de Datos	Capacidad de transmisión	
	Tarjeta de Comunicación Inalámbrica	Protocolo de comunicación (estándares) Rango de cobertura
		20 - 50 m
	Programa Principal	Protocolo de transmisión de datos en red
	Programas Secundarios (Tareas Recursos)	Código de detección y corrección de errores
	Modulación - Resistencia a interferencias (DSSS o FHSS)	<p>Se requiere de un sistema robusto, capacidad de aplicar procesos multitérea y ser eficiente tanto en recursos energéticos como de procesamiento.</p> <p>Se requiere de un sistema robusto, capacidad de aplicar procesos multitérea y ser eficiente tanto en recursos energéticos como de procesamiento.</p> <p>A menor data transmitida, mayor ahorro energético, disminución en espacio de almacenamiento y menor error en tiempo de sincronización.</p> <p>Para aumentar ahorro energético, las unidades deben mantenerse en estado de bajo consumo energético mientras que no estén adquiriendo o procesando datos.</p> <p>Se requiere una alta tasa de transmisión de datos para no generar latencia o demora en el sistema. Además permite mantener la sincronización del sistema.</p> <p>Se requieren protocolos de comunicación pensados para redes inalámbricas de área personal.</p> <p>En interiores se trabajará con distancias entre 20 y 50 metros. Por ejemplo, la Iglesia tiene un área de 50m x 30m.</p> <p>Se requiere de un conjunto de protocolos ya implementados para las comunicaciones estándar de tipo IEEE 802.15.</p> <p>Disminuir ratio de pérdida de información al máximo para obtener buenos resultados del análisis modal operacional.</p> <p>Se debe evitar interferencia de señales externas o generadas por el ambiente para mantener una comunicación segura.</p>

4.1.1 Unidad de adquisición de datos.

Se presentan dos propuestas de diseño para la unidad de adquisición de datos. La diferencia entre ambas radica en que la primera cuenta con un filtro de primer orden, y la segunda se centra en amplificar y filtrar con mayor detalle las señales de vibración del acelerómetro. A continuación, se explicará el criterio de selección del sensor de aceleración con el cual se trabajará para ambos diseños.

i. Sensor de aceleración.

La **Tabla 4.2** presenta la comparación de cuatro acelerómetros: LIS344ALH (ST Microelectronics), SF3000L (Colibrys), SDI2460 (Silicon Designs), MMA8451Q (NXP Semiconductors). Los tres primeros acelerómetros de tipo analógico fueron propuestos para aplicaciones de MSE. El cuarto acelerómetro solo se presenta por ser el mejor encontrado dentro del rubro de acelerómetros con salida digital.

Tabla 4.2: Comparación entre tres de los acelerómetros analógicos con mejores prestaciones eléctricas y un acelerómetro digital.

	LIS344ALH [3]	SF3000L [68]	SDI2460 [69]	MMA8451Q [70]
Tipo	MEM – 3 ejes – Analógico	MEM – 3 ejes – Analógico	MEM – 3 ejes – Analógico	MEM – 3 ejes – Digital
Rango de voltaje de alimentación	± 2.4V - ± 3.6V	± 6V - ± 15V	± 8V - ± 32V	± 1.95V a ± 3.6V
Respuesta en Frecuencia	0 – 1800 Hz	10 – 1000 Hz	0 – 300 Hz	1.56 – 800 Hz (tasa de adquisición)
Densidad de ruido	50 ug/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.5 ug/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 ug/ $\sqrt{\text{Hz}}$	126 ug/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rango dinámico	± 2g	± 3g	± 2g	± 2g
Sensibilidad	0.66 V/g	1.2 V/g	2 V/g	0.25 mg/LSB
Costo	36.25 USD	750 USD	1260 USD	7.95 USD

Fuente: Elaboración propia.

De los cuatro acelerómetros propuestos se escogió el “LIS344ALH” de la compañía “STMicroelectronics” por ser un micro acelerómetro de bajo costo (36.25 USD) que satisface en mayor número los requisitos de diseño, especialmente por su bajo nivel de ruido (50 ug/ $\sqrt{\text{Hz}}$) y bajo consumo energético. Además, como se esperaba, este micro acelerómetro ha sido propuesto para proyectos de MSE que requieren de micro acelerómetros de alta resolución y

bajo costo, obteniendo buenos resultados al compararlos con acelerómetros piezoeléctricos en sistemas de monitoreo dinámico cableado [52] [71]. Los otros dos acelerómetros analógicos fueron descartados principalmente por su elevado costo y voltaje de operación que se encuentra fuera del rango deseado. Sin embargo, debido a su considerable bajo nivel de ruido ($0.5 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $10 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$), estos dos micro acelerómetros (SF3000L y SDI2460) se encuentran dentro de los más calificados y utilizados para recolección de micro vibraciones, por lo que se recomienda trabajar con ellos si el factor económico no es un problema. En cuanto al acelerómetro digital MMA8451Q, aun cuando su precio es el más bajo, su nivel de ruido eléctrico es casi tres veces mayor al seleccionado y no se recomienda para aplicaciones de MSE. Si el sistema requiere de un acelerómetro digital y el presupuesto no es una limitante, se propone el uso del micro acelerómetro M-A351 de la compañía EPSON [72]. Este último posee un nivel de ruido medio de $0.5 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $0.06 \mu\text{g}/\text{LSB}$ lo cual hace de este un micro acelerómetro especialmente diseñado para medir micro vibraciones. La **Tabla 4.3** presenta alguna de las características más importantes a tomar en cuenta para el diseño de la tarjeta de adquisición de datos con el acelerómetro LIS344ALH seleccionado y la **Figura 4.1** muestra las conexiones eléctricas del acelerómetro.

Tabla 4.3: Presenta las características eléctricas más importantes para tener en cuenta en el diseño con el micro acelerómetro LIS344ALH operando con voltaje de alimentación de 3.3 V y rango dinámico seleccionado en $\pm 2\text{g}$.

Características Eléctricas	Valor
Rango dinámico	$\pm 2 \text{ g}$
Sensibilidad	0.66 mV/g
Voltaje de Offset	1.65 V
Densidad de ruido.	$50 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
Impedancia de salida	$110 \text{ K}\Omega \pm 20\%$
Voltaje de operación	-0.3 - 3.9 VDC
Corriente de operación	680 μA

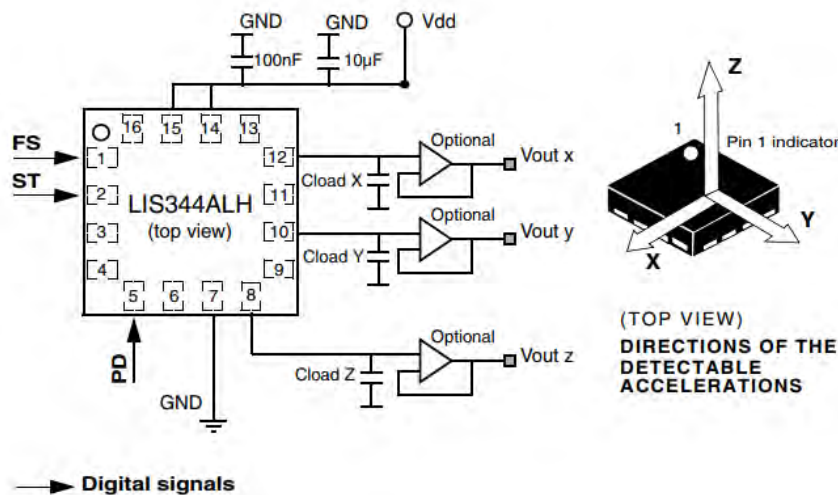


Figura 4.1: Diagrama de conexiones eléctricas del micro acelerómetro LIS344ALH de la compañía STMicroelectronics. Obtenido de [3].

Para evitar trabajar directamente con el acelerómetro en el empaquetado LGA-16L (3mm x 3mm x 1.1mm), se adquiere la tarjeta **STEVAL-MKI015V1** de la compañía STMicroelectronics que incluye al micro acelerómetro soldado junto con dos condensadores de desacoplo de 100 nF y 10 uF cada uno.

ii. Acondicionamiento de señales:

a) 1^{era} propuesta de tarjeta de acondicionamiento de señales:

En este diseño, la tarjeta de adquisición de datos cuenta con tres etapas secuenciales. La **Figura 4.2** muestra el diagrama de bloques general de la tarjeta de adquisición de datos que se propone.



Figura 4.2: Diagrama de bloques de la 1^{era} propuesta de diseño de la unidad de adquisición de datos de aceleración. Fuente: Elaboración propia.

✓ **Filtro activo pasa bajos.**

Debido a que la salida de voltaje del acelerómetro tiene una impedancia en serie de 110 KΩ con un 20% de tolerancia. Se recomienda agregar un OPAMP para mejorar el acople de impedancias entre el sensor y el ADC. Además, para

disminuir el ruido a la entrada del ADC limitando el ancho de banda de la señal de aceleración, se filtra la señal de salida del sensor con un filtro pasa bajos de primer orden con las siguientes características:

- Banda de paso: 0 – 150 Hz¹
- Atenuación máxima de paso: -3dB
- Banda de rechazo: > 2.8 kHz
- Atenuación mínima de rechazo: -26 dB

A continuación, se pasa a calcular el valor de la capacitancia con respecto a la frecuencia de corte deseada. Como el valor de $R_{out} = 110K\Omega$ es igual a la impedancia de salida del acelerómetro, entonces:

$$150 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi \times 110K\Omega \times C_{Load}(x, y, z)} \dots (4.1)$$

$$C_{load}(x, y, z) = 9.646 \text{ nF}$$

Se selecciona el valor comercial más cercano de 10 nF, con el cual se logra una frecuencia de corte de 144.68 Hz. La **Figura 4.3** muestra el esquemático del circuito analógico diseñado.

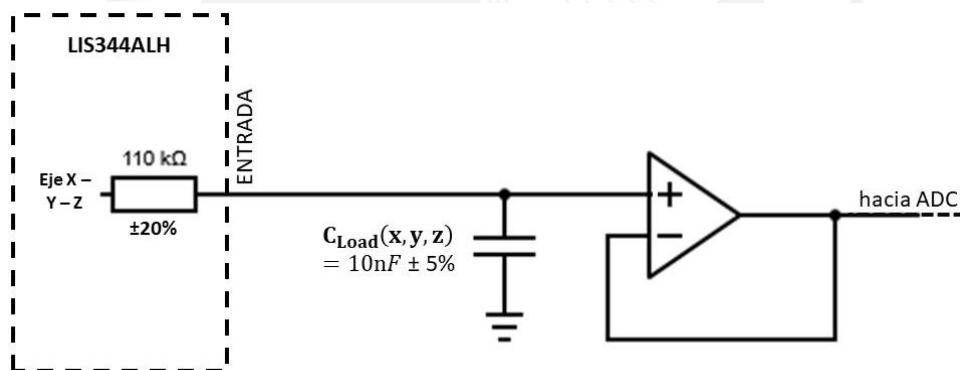


Figura 4.3: Circuito eléctrico del filtro pasa bajos de 1er orden. Fuente: Elaboración propia

¹ Aun cuando las señales de las micro vibraciones de una edificación se consideran en el rango de 0 a 35 Hz, se escoge una banda de paso de 0 a 150 Hz, ya que al ser un filtro de primer orden existirá una pendiente de atenuación progresiva, y los valores de 0 a 35 Hz deben ser mínimamente atenuados. Cabe adelantar que la señal filtrada analógicamente puede ser nuevamente filtrada digitalmente a un ancho de banda menor, por lo que se recomienda mantener ese ancho de banda con la mínima atenuación posible por parte del filtro analógico.

En cuanto a la selección del OPAMP, la **Tabla 4.4** presenta un análisis comparativo entre tres amplificadores operacionales.

Tabla 4.4: Comparación entre tres amplificadores operacionales seleccionados del mercado.

	OPA4344EA [73]	TL084 [74]	LMP7704 [75]
Voltaje de alimentación	2.7 – 5.5 VDC	±18 VDC	2.7 V to 12 VDC
Corriente de alimentación	0.6 mA	1.4 mA	2.9 mA
Corriente de polarización	0.2 pA	30 pA	0.2 pA
Offset de voltaje de entrada	±0.20 mV	3 mV	0.22 mV
Corriente de salida	15 mA	-	40 mA
Densidad de ruido de entrada (voltaje)	30 nV/√Hz	18 nV/√Hz	9 nV/√Hz
Densidad de ruido de entrada (corriente)	0.5 fA/√Hz	0.01pA/√Hz	1 fA/√Hz
Offset de voltaje de salida	1 mV	-	40 mV
Slew rate	0.8 V/μs	16 V/μs	0.9 V/μs
CMRR	92 dB	86 dB	130 dB
Distorsión Armónica total + Ruido	0.006%	0.01 %	0.02%
Cantidad de amplificadores	4	4	4
Entrada y salida de riel a riel	Sí	No	Si
Alimentación única	Sí	No	Si
Disponible en mercado local	No	Si	No
Costo	3.27 USD	0.51 USD	4.14 USD

Fuente: Elaboración propia.

El amplificador OPA4344250 (ver **Figura 4.8**) de Texas Instruments es seleccionado por ser un amplificador riel a riel que requiere de una sola fuente de alimentación para operar. Además, tiene una muy elevada impedancia de entrada (corriente de polarización: 0.2 pA) lo cual permitirá colocar cargas de mayor impedancia a la entrada sin generar una caída de tensión. Por otro lado, aun cuando el amplificador LMP7704 de Texas Instruments tiene algunas otras mejores características que el OPA4344 (por ejemplo, mayor CMRR), este último tiene un off-set de voltaje de entrada y salida menor a 1mV y un nivel de distorsión armónica y ruido mucho menores. La **Tabla 4.5** presenta las características de los condensadores seleccionados para el primer diseño del circuito de acondicionamiento.

Tabla 4.5: Características de los condensadores seleccionados para el circuito de acondicionamiento.

Capacitancia	Aplicación	Material	Empaquetado	Voltaje	Tolerancia
10 nF	$f_c = 150$ Hz	X7R ⁽²⁾	SMD - 0603	50 VDC	± 5 %
100 nF	Desacoplo	X7R	SMD - 0603	50 VDC	± 10 %
10 nF	Desacoplo	X7R	SMD - 0603	25 VDC	± 10 %
10 μ F	Desacoplo	Tantalum	SMD - 6032	16 VDC	± 10 %

Fuente: Elaboración propia.

Para probar este diseño, se optó por implementarlo directamente en PCB, ya que el prototipado en una placa de ensayo introduciría mucho ruido. Además, los componentes seleccionados solo se adquieren en SMD. El esquemático del circuito a ser impreso se presenta en la **Figura 4.4** y el diseño del PCB en la **Figura 4.5**.

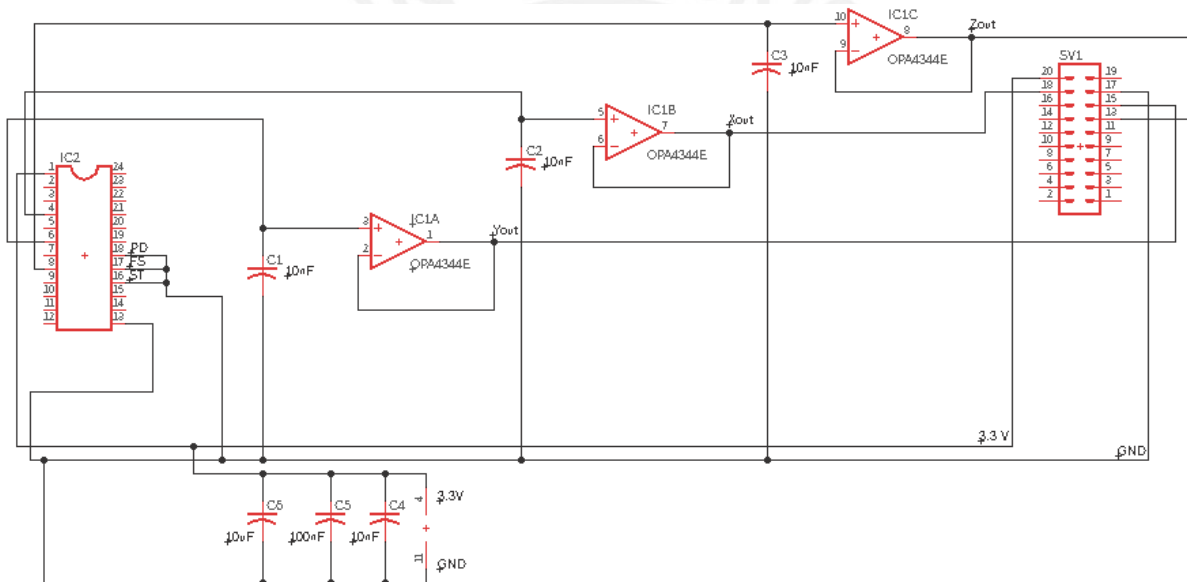


Figura 4.4: Esquemático del circuito completo. Incluye: i) DIL24 socket para montar la tarjeta STEVAL-MKI015V1, ii) tres filtros pasa bajos de primer orden para cada una de las salidas X – Y – Z del acelerómetro, iii) tres condensadores de desacoplo en paralelo con la alimentación del OPAMP y

⁽²⁾ Se escogió este condensador por estar disponible en el mercado local. Sin embargo, se recomienda el uso del condensador de capacitancia 10 nF con material dieléctrico tipo C0G que viene en empaquetadura 0805. Este último es menos susceptible al cambio de su capacitancia con respecto a la temperatura y como consecuencia puede asegurar una frecuencia de corte más estable.

iv) un socket de 20 pines para las salidas analógicas. Fuente: elaboración propia usando el programa EAGLE.

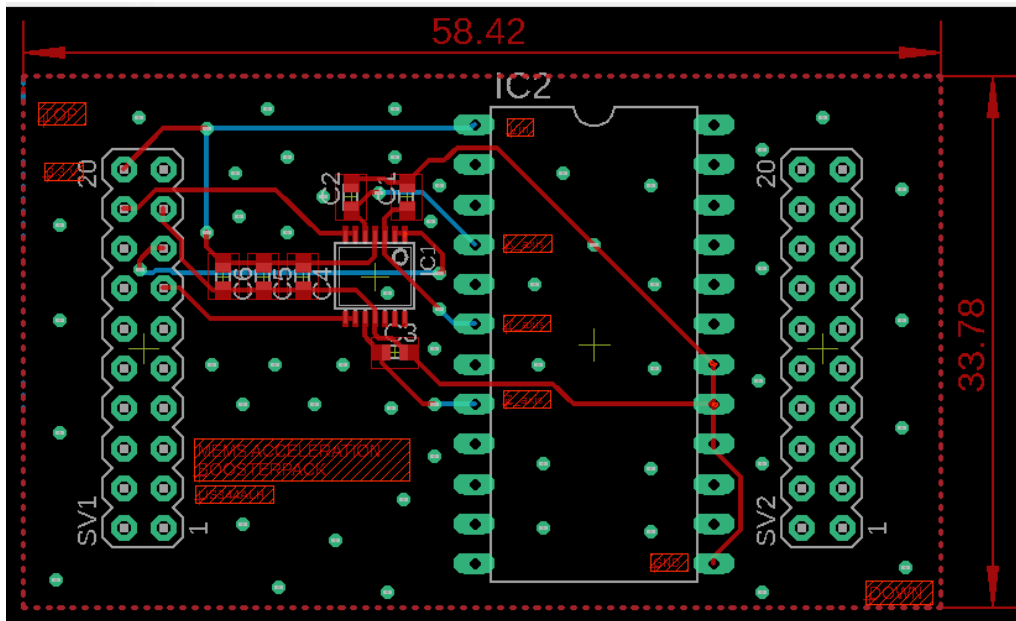


Figura 4.5: PCB del circuito de la primera propuesta de diseño para la etapa de acondicionamiento de señales. Diseñado para calzar exactamente sobre los pines de la tarjeta de evaluación del microcontrolador adquirido. Ancho de pista de 0.305mm. Separación mínima de pistas y pads de 0.305mm. PCB con doble capa (rojo: superior y azul: inferior) y vías metalizadas para unir ambos planos de tierra. Fuente: elaboración propia usando el programa EAGLE.

b) 2^{da} propuesta de tarjeta de acondicionamiento de señales:

En este diseño, la tarjeta de adquisición de datos cuenta con cinco etapas secuenciales (ver **Figura 4.6**). Por razones explicativas, se iniciará por el filtro pasa bajos en orden ascendente.



Figura 4.6: Diagrama de bloques de la 2^{da} propuesta de diseño de la unidad de adquisición de datos de aceleración. Fuente: Elaboración propia.

✓ **Filtro activo pasa bajos.**

Para el diseño del filtro pasa bajos, se toma en consideración lo siguiente:

- Banda de paso: 0 – 30 Hz ⁽³⁾
- Atenuación máxima de paso: -3dB
- Banda de rechazo: > 800 Hz
- Atenuación mínima de rechazo: -50 dB ⁽⁴⁾

El filtro pasa bajos implementado será de tipo Bessel de segundo orden con una sola etapa en configuración Sallen-Key. Se escogió esta configuración sobre la de retroalimentación múltiple, ya que esta no invierte la señal de entrada y presenta menor ruido a frecuencias previas a la frecuencia de corte. Dentro de la configuración Sallen-Key, tanto el filtro de tipo Bessel como el Butterworth mantienen constante la magnitud de la señal filtrada en la banda de paso. Sin embargo, se escogió el filtro de tipo Bessel sobre el de Butterworth ya que su fase y retardo de grupo son constantes con respecto a la frecuencia en la banda de paso y posee una respuesta impulsiva mucho más rápida y sin presencia de sobre impulsos en comparación con el filtro Butterworth. Por último, no se considera al tipo de filtro Chebyshev ya que la magnitud del filtro en la banda de paso varía de acuerdo con la frecuencia y esto alteraría el valor de aceleración medido.

Es importante señalar que se puede implementar un filtro de Bessel de mayor orden para limitar aún más el ancho de banda y disminuir el ruido medio [40] [71], pero esto implicaría mayor complejidad y costo en el circuito de filtrado. Además, mientras más complejo sea el circuito, mayor será la cantidad de componentes electrónicos tanto pasivos como activos. Los componentes pasivos están sujetos a ruido térmico, mientras que en los activos se debe controlar la distorsión armónica generada por la no linealidad de estos dispositivos [76].

A continuación, se pasarán a calcular los valores de las capacitancias y resistencias correspondientes a la frecuencia de corte deseada. La siguiente

⁽³⁾ Limitamos aún más el ancho de banda de la señal hasta la banda donde se encuentran las frecuencias de las micro vibraciones en una estructura.

⁽⁴⁾ Según la Formula 1, el valor de aceleración mínima discernible por el acelerómetro en un ancho de banda de 30 Hz será de 346.41 μg , es decir 228.6 μV para un rango dinámico de $\pm 2g$. El valor de atenuación propuesto es de 300 veces menos, es decir, reducir el valor de la señal a 0.762 μV a partir de la frecuencia de corte de 800 Hz. De aquí que la atenuación en la banda de rechazo inicie en -50 dB.

expresión muestra la función de transferencia de un filtro de segundo orden en configuración Sallen-Key.

$$F(s) = \frac{1}{1 + [w_c C_1 (R_1 + R_2)] s + [w_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2] s^2} \dots (4.2)$$

Los coeficientes del polinomio correspondientes a la configuración Sallen-Key de un filtro tipo Bessel de segundo orden son:

$$P(x) = 1 + 1.3617x + 0.6180x^2 \dots (4.3)$$

Con un factor de calidad $Q_i = 0.58$, $a_1 = 1.3617$, $b_1 = 0.6180$

Entonces:

$$w_c C_1 (R_1 + R_2) = 1.3617 \dots (4.4)$$

$$w_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = 0.6180 \dots (4.5)$$

Despejando R_1 y R_2 :

$$R_1 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_c C_1 C_2} \dots (4.6)$$

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 + \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_c C_1 C_2} \dots (4.7)$$

Seleccionamos $C_1 = 4.3nF$ para obtener valores de resistencia altos y mantener un consumo de corriente bajo.

Por criterio de diseño y ya que los componentes comerciales normalmente se presentan en valores escalados por un factor de x10, se tiene:

$$C_2 = 10C_1$$

$$C_2 = 43nF$$

Entonces, para una frecuencia de corte $f_c = 30 \text{ Hz}$

$$R_1 = 57.995 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 1.622 \text{ M}\Omega$$

De las resistencias calculadas, las aproximaciones comerciales son:

$$R_1 = 57.6 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 1.62 \text{ M}\Omega$$

Con los cuales, tenemos una frecuencia de corte en:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = 38.32 \text{ Hz} \dots (4.8)$$

La **Figura 4.7** muestra el esquemático del circuito analógico diseñado.

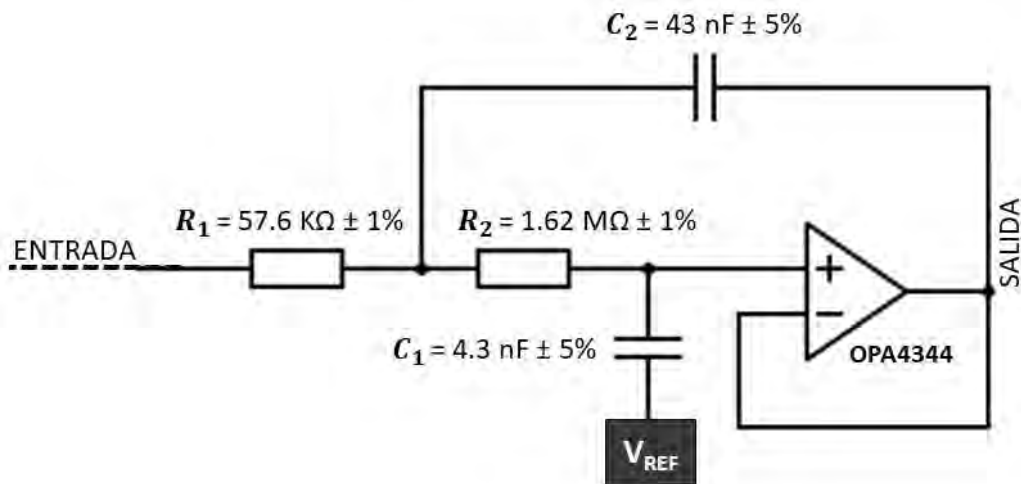


Figura 4.7: Circuito eléctrico del filtro pasa bajos de tipo Bessel de 2^{do} orden con configuración Sallen-Key. Fuente: Elaboración propia.

Es importante tomar en consideración que el acelerómetro tiene una impedancia de salida de 110 KΩ con tolerancia del 20%. Como se observa en el circuito de la **Figura 4.3**, la impedancia de salida del acelerómetro está en serie con la primera resistencia del filtro, la cual puede provocar que el filtro tenga un margen de error mayor al estimado si no se considera una etapa previa de aislamiento de impedancia. En ese sentido, se añade la etapa de amplificación previa al filtro de segundo orden.

✓ Amplificación

Se propone colocar un amplificador previo a la etapa de filtrado, ya que esta última tiende a atenuar mínimamente las señales en la banda de paso y es preferible mantener su integridad ante el ruido. Por ello, las señales de micro vibraciones serán amplificadas con el fin de tener una mejor resolución al digitalizarlas. Debido a que el OPAMP se satura a $V_{IN} = 3.3$ VDC, el rango dinámico de vibraciones que el ADC será capaz de detectar será menor que en el primer diseño propuesto. Según los cálculos mostrados a continuación, para tener un rango dinámico de aproximadamente ± 220 mg, se requiere de una ganancia (G_x) de 11.

$$G_x = \frac{(3.3 - 1.65) V}{220 (mg) \times (0.66 \frac{V}{g})} = 11.34 \dots (4.9)$$

De donde 3.3 es el voltaje de alimentación del OPAMP y 1.65 el voltaje de off-set del acelerómetro. Para alcanzar la Ganancia $G_x = 11.34$

$$G_x = 11.34 = 1 + \frac{R_1}{R_2} \dots (4.10)$$

Si $R_2 = 1\text{K}\Omega$, entonces $R_1 = 10.34\text{K}\Omega$

Como $10.34\text{K}\Omega$ no es un valor de resistencia en SMD comercial, se escogió $R_1 = 10\text{K}\Omega$. Este cambio resulta en una ganancia $G_x = 11$, lo cual aumenta el rango dinámico a $\pm 227.3\text{ mg}$. La **Figura 4.8** muestra el esquemático del circuito analógico diseñado.

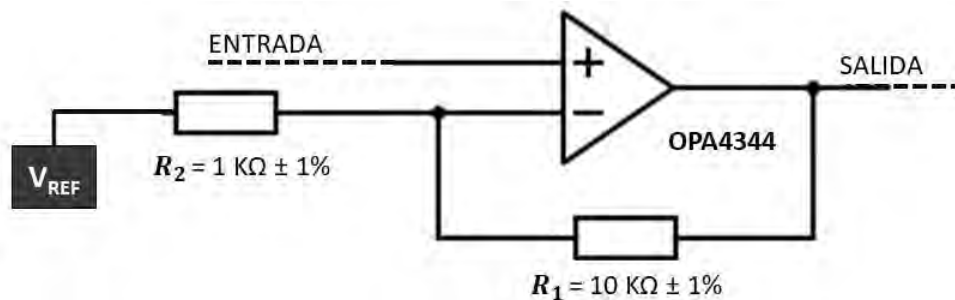


Figura 4.8: Circuito eléctrico del amplificador no inversor con ganancia de 11. Fuente: elaboración propia.

✓ Cambio de nivel de referencia

Es importante tener en cuenta que las señales de salida del acelerómetro tienen un off-set de 1.65 VDC (por ejemplo, para 0g hay 1.65 VDC a la salida) sobre el cual fluctúan las señales de vibración. Es decir, si se amplificara la señal con un factor de x11, se amplificaría el nivel DC junto con el AC, saturándolo instantáneamente a V_{IN} (3.3 VDC). Por ello, se hace un cambio de nivel de referencia del circuito hacia un off-set de 1.65 VDC. De este modo, se amplificará únicamente la componente AC (vibraciones). La **Tabla 4.6** compara los posibles reguladores de voltaje para alcanzar dicha referencia.

Tabla 4.6: Comparación entre posibles reguladores de voltaje DC-DC del mercado.

	TLV705 [4]	ADP121 [77]	XL4005 [78]
Voltaje de entrada	2.0 - 5.5 VDC	2.3 - 5.5 VDC	5.0 - 32 VDC
Voltaje de salida fijo	Sí	Sí	No (variable)
Voltaje de salida	0.7 - 4.8 VDC	1.2 - 3.3 VDC	0.8 - 30 VDC
Corriente de salida	200 mA	150 mA	4500 mA
Precisión a la salida	0.5%	1%	50 mV de rizado
Voltaje de dropout	145 mV	120 mV	1.5 V
PSRR (10kHz)	80 dB	70 dB	Fuente Switching a 300KHz
Ruido a la salida	30.7 μ VRMS	40 μ VRMS	
Eficiencia	50% (V_{OUT}/V_{IN})	50% (V_{OUT}/V_{IN})	96% max
Tipo de reguladores	LDO	LDO	DC-DC Step-Down
Disponible en mercado local	NO	NO	SI
Costo	0.51 USD	0.70 USD	2.19 USD

Fuente: Elaboración propia.

De las opciones seleccionadas, la mejor opción es el LDO TLV705 ya que tiene un mayor rechazo a las variaciones de voltaje en la entrada (mayor PSRR) reflejado en una mejor precisión a la salida (0.5%) y menor ruido RMS. Además, es el único con voltaje de salida fijo de 1.65 VDC (código: TLV705165) que se requiere para igualar el off-set del acelerómetro. Su eficiencia es del 50% (cuando $V_{OUT} = 1.65$ V y $V_{IN} = 3.3$ V), incrementando hasta 92% a medida que V_{IN} disminuya hasta 1.795 VDC ($V_{IN_Min} = V_{OUT_Fijo} + V_{dropout} = 1.795$ VDC).

La desventaja de elegir este integrado como regulador de voltaje es su tamaño miniatura que conlleva dificultades de manufactura y soldadura del PCB. En la **Figura 4.9** se muestra el LDO y sus conexiones eléctricas. La hoja de datos establece que, para una salida de voltaje estable, se debe agregar a la entrada y salida un condensador de capacitancia mayor o igual a 0.1 μ F de material dieléctrico X7R ya que este tiene poca variación con respecto a la temperatura y por ende una baja resistencia equivalente en serie (ESR).

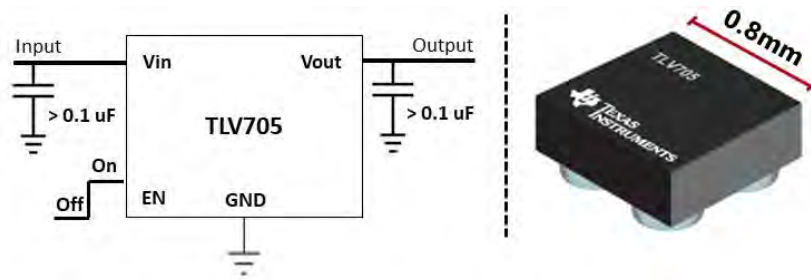


Figura 4.9: Izq. Conexiones del regulador de voltaje TLV705. Der. Empaquetado "Picostar". Fuente: Obtenido de [4].

✓ Filtro pasa altos pasivo

Al igual que el off-set del acelerómetro, existe otra componente DC que depende de la gravedad o de algún factor asociado al ángulo en que el acelerómetro esté posicionado (por ejemplo, el eje-z paralelo al piso está continuamente adquiriendo el valor de la componente de la gravedad y presenta $1g = 0.66V$ siempre en la salida del acelerómetro). Debido a la existencia del amplificador, esta componente debe ser previamente filtrada para evitar que el OPAMP se sature. Con este fin, se calcula la resistencia del filtro para lograr una frecuencia de paso cercana a DC de 0.015 Hz. Si escogemos $C_{IN} = 1 \mu F$, calculamos R_{IN} .

$$0.016 = \frac{1}{2\pi \times R_{IN} \times 1\mu F} \dots (4.11)$$

$$R_{IN} = 10.6 \text{ M}\Omega$$

Como $10.6 \text{ M}\Omega$ no es valor comercial, se escoge $10 \text{ M}\Omega$ con una frecuencia de paso en 0.016 Hz. Cabe resaltar que la salida de este filtro irá conectado a la entrada no inversora del OPAMP en la etapa de amplificación. Debido a que se seleccionó un OPAMP con corriente de polarización en el orden de los pA, la caída de tensión producida por la resistencia $R_{IN} = 10 \text{ M}\Omega$ no generaría mas que una caída en el orden de los uV, la cual resulta indiferente para este diseño.

La **Figura 4.10** muestra el esquemático del circuito analógico diseñado.

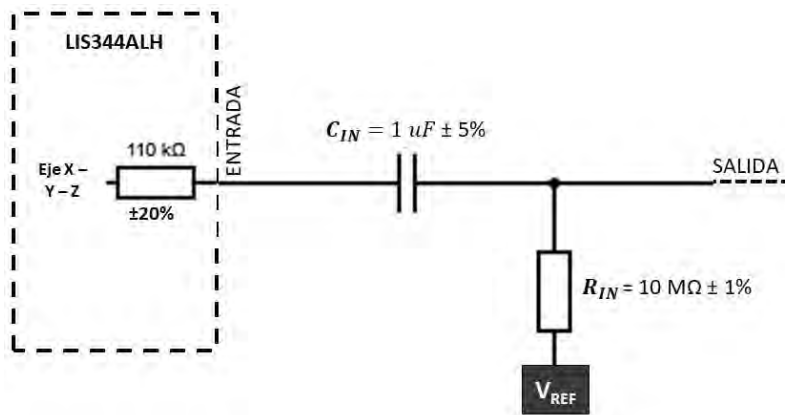


Figura 4.10: Circuito eléctrico del filtro pasivo pasa altos de 1^{er} orden con frecuencia de paso en 0.016 Hz. Fuente: elaboración propia.

Para el diseño del circuito se consideraron condensadores cerámicos de 5% de tolerancia para las etapas de filtro y resistencias de 1% para asegurar una buena precisión de los factores calculados en las etapas previas (frecuencias de corte, frecuencias de paso y ganancias). El material dieléctrico seleccionado es también crucial para mantener las frecuencias de corte y de paso lo más estables posibles con respecto a cambios de temperatura. Por ello, se escogieron los materiales dieléctricos más resilientes a variar su capacitancia en relación con la temperatura, tal es el caso de los materiales U2J y X7R. Finalmente se presentan en la **Tabla 4.7** las características de las resistencias y condensadores utilizados para diseñar el circuito. El esquemático final del circuito se presenta en la **Figura 4.11**.

Tabla 4.7: Características de los condensadores y resistencias seleccionados para la segunda propuesta de circuito de acondicionamiento. FPB: Filtro Pasa Bajos y FPA: Filtro Pasa Altos.

Capacitancia	Aplicación	Material	Empaquetado	Voltaje	Tolerancia
43 nF	FPB	U2J	SMD - 0805	50 VDC	± 5 %
4.3 nF	FPB	U2J	SMD - 0603	50 VDC	± 5 %
1 μF	FPA	X7R	SMD - 0603	10 VDC	± 5 %
10 nF	Desacoplo	X7R	SMD - 0603	50 VDC	± 10 %
10 μF	Desacoplo	Tantalum	SMD - 6032	16 VDC	± 10 %
Resistencia	Aplicación	Temp Max	Empaquetado	Potencia	Tolerancia
1.62 MΩ	FPB	155	SMD - 1206	0.250 W	1%
57.6 KΩ	FPB	155 °C	SMD - 1206	0.250 W	1%
4.7 KΩ	Amplificación	125 °C	SMD - 0805	0.125 W	1%
1 KΩ	Amplificación	125 °C	SMD - 0805	0.125 W	1%
10 MΩ	FPA	125 °C	SMD - 0805	0.125 W	1%

Fuente: Elaboración propia.

El diseño final de la tarjeta del circuito de acondicionamiento de señales se presenta en la **Figura 4.12**. En este se puede observar la integración de las etapas previamente mencionadas con la excepción del regulador LDO ya que la fabricación de un circuito con un componente “picostar” es difícil de realizar en el país. Por ello, en la solución se utilizó un divisor de voltaje de 3.3 a 1.65 VDC con salida a un OPAMP en configuración seguidor.

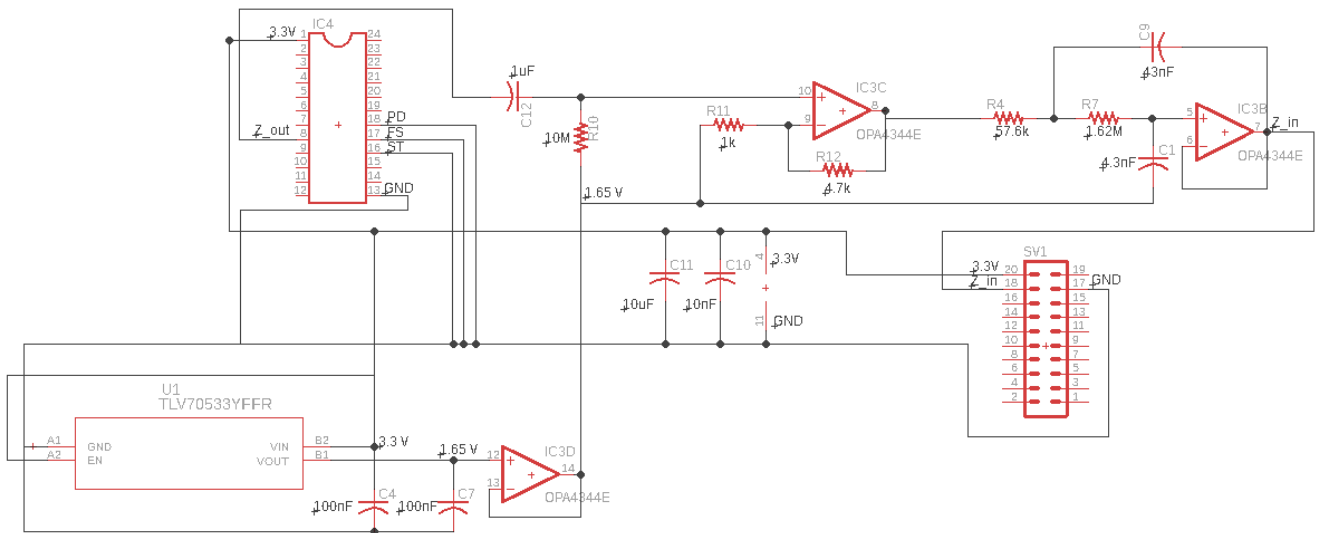


Figura 4.11: Esquemático del circuito completo diseñado para el eje Z del acelerómetro. Incluye: i) DIL24 socket para la tarjeta STEVAL-MKI015V1, ii) filtro pasa altos de 1^{er} orden, iii) amplificador no inversor, iv) filtro pasa bajos de 2^{do} orden, v) generador de voltaje de referencia con LDO, vi) condensadores de desacoplo para el regulador de voltaje y OPAMP, y vii) pines de salida. Fuente: Elaboración propia usando el programa EAGLE.

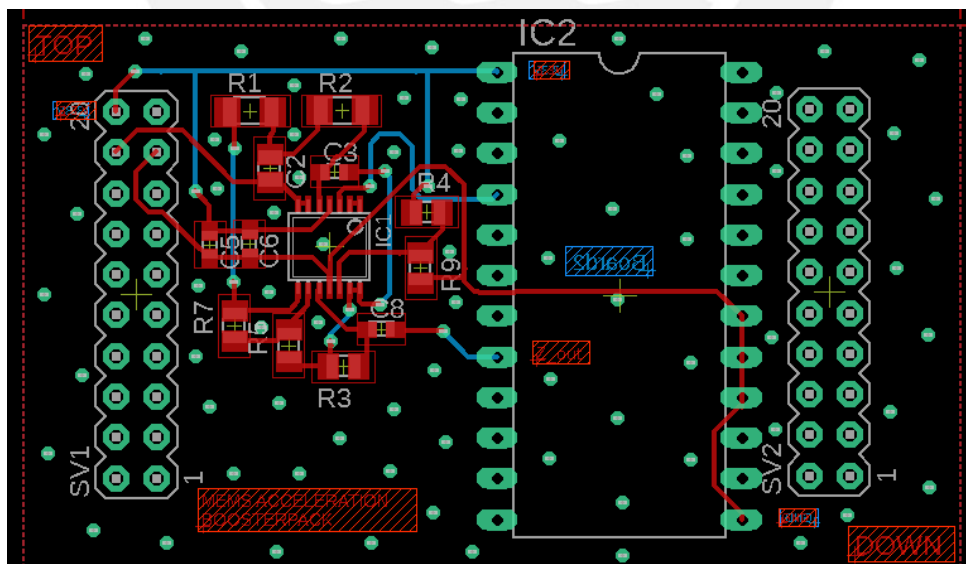


Figura 4.12: PCB del circuito de la segunda propuesta de diseño para la etapa de acondicionamiento de señales. Diseñado para calzar exactamente sobre los pines de la tarjeta de evaluación del microcontrolador adquirido. Ancho de pista de 0.305mm. Separación mínima de pistas y pads de

0.305mm. PCB con doble capa (rojo: superior y azul: inferior) y vías metalizadas para unir ambos planos de tierra. Fuente: Elaboración propia usando el programa EAGLE.

iii. ADC

La **Tabla 4.8** presenta las opciones de conversores analógicos/digitales (ADC) que se tuvieron en consideración. El ADC seleccionado es el que se encuentra integrado en el MSP432P401R de la compañía Texas Instruments ya que cumple con los siguientes requisitos:

- Resolución 14 bits, pudiendo alcanzar 16 bits con sobre muestreo.
- Alta velocidad de adquisición de datos.
- Alto SNR.

Tabla 4.8: Comparación entre tres ADC del mercado que satisfacen los requerimientos.

	ADS8341 [79]	ADS1294 [80]	MSP432P401R ⁽⁶⁾ [81]
# bits efectivos	14	19	13.2
Rango de voltaje de alimentación	2.7V - 5.0 V	2.7V - 5.25V	1.62V - 3.7V
Resolución ⁽⁵⁾	244.14 ug	7.63 ug	425.1 ug
Ratio de Muestreo (máx.)	100 KSPS	32 KSPS	1 MSPS
Relación Señal a Ruido (SNR)	86 dB	112 dB	81 dB
Arquitectura	SAR	Delta-Sigma	SAR
Costo	7.77 USD	11.95 USD	12.99 USD ⁽⁷⁾

Fuente: Elaboración propia.

Además, aun cuando el integrado ADS1294 tiene la mejor resolución, esta no será aprovechada ya que el acelerómetro tiene una resolución menor. Por ello, el ADC del microcontrolador MSP432P401R es seleccionado porque además facilita la implementación general del sistema al encontrarse ya integrado. Su resolución resulta suficiente para el acelerómetro seleccionado. Por otro lado, con procesos de sobre muestreo se puede lograr una resolución de hasta 16 bits según el fabricante.

⁽⁵⁾ La resolución es calculada bajo la fórmula 2.2, que toma en cuenta el rango dinámico dividido entre la cantidad de niveles (2^n) del ADC.

⁽⁶⁾ Este es un microcontrolador de la familia MSP que incluye un ADC de precisión.

⁽⁷⁾ Es el precio del microcontrolador embebido en una tarjeta de evaluación.

4.1.2 Unidad de procesamiento de datos.

Esta unidad está encargada de procesar los datos adquiridos de la tarjeta de acondicionamiento de señales para posteriormente gestionar el proceso de comunicación junto con la siguiente unidad. A continuación, se pasará a explicar la selección del microcontrolador y el flujo de su programación.

i. Microcontrolador.

La **Tabla 4.9** presenta las opciones de microcontroladores que se tuvieron en consideración. El microcontrolador seleccionado es el MSP432P401R de la compañía Texas Instruments ya que cumple con los siguientes requisitos:

- ➔ Voltaje de operación: 3.3 VDC
- ➔ Bajo consumo energético y posibilidad de entrar en modos de ahorro de energía.
- ➔ 64 KB de SRAM para almacenar valores de aceleración momentáneamente.
- ➔ Periféricos: UART, comparador de ventana, contadores.
- ➔ Reloj externo de 48 MHz.
- ➔ ADC integrado de 14 bits con comunicación a DMA.

Tabla 4.9: Comparación entre tres microcontroladores disponibles en el mercado.

	MSP432P401R [81]	MSP430FR2155 [82]	ATmega328/P [83]
Voltaje de alimentación	1.62 - 3.7 VDC	1.8 - 3.6 VDC	1.8 – 5.5 VDC
Arquitectura	32-Bit ARM Cortex-M4F	16-Bit RISC	8-bit AVR
Corriente de consumo	- Activo: 80 uA/MHz - En espera: 660nA	- Activo: 142 uA/MHz - En espera: 620 nA	- Activo: 200 uA/MHz. - En espera: 100 uA.
Frecuencia de operación	48 MHz	24 MHz	20 MHz
SRAM	64KB	4 KB	2 kB
Flash	256KB	32 KB	32 kB
Periféricos	- 48 GPIO pins - Contador: 4 x 16 bits y 2 x 32 bits. - I2C: 4 canales. - SPI: 8 canales. - UART: 4 canales. - Ventanas comparadoras analógicas: 2. - Interrupciones: 48. - DMA: 8.	- 44 GPIO pins - Contador: 2 x 16 bits. - I2C: 2 canales. - SPI: 4 canales. - UART: 2 canales. - Ventanas comparadoras analógicas: 2. - Interrupciones: 32.	- 23 GPIO pins - Contador: 2 x 8 bits y 1 x 16 bits. - I2C: 1 canales. - SPI: 2 canales. - UART: 1 canales. - Ventanas comparadoras analógicas: 1. - Interrupciones: 2.
ADC	- 14-bit SAR. - 1 MSPS. - 24 canales.	- 12-bit SAR. - 200 KSPS. - 12 canales.	- 10-bit SAR. - 6 canales.

Operaciones con punto flotante	IEEE754 32-bit FPU	No	No
Modos de ahorro de energía	Sí	Sí	No
Disponible en mercado local	No	No	Sí
Costo	3.87 dólares (USD)	1.67 dólares (USD)	1.33 dólares (USD)

Fuente: Elaboración propia.

El microcontrolador MSP432P401R se trabajará en su tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R para evitar el costo y diseño de una tarjeta de evaluación propia y evitar adquirir un compilador/depurador MSP-FET. La **Tabla 4.10** muestra las características eléctricas y resalta las ventajas que esta tarjeta de evaluación trae consigo.

Tabla 4.10: Características de la tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R para el microcontrolador seleccionado.

	MSP-EXP432P401R [84]
Conexión a PC	Micro USB
Voltajes de trabajo	5.0 VDC
Regulador de voltaje	LDO, 5 a 3.3 VDC
Corriente de salida del regulador	500 mA
Cristal externo	48 MHz
Depurador	XDS110
Pines de conexión	40 pines de conexión externos.
Otros	Protección a descargas estáticas, pulsadores y leds.

Fuente: Elaboración propia.

ii. Filtro Digital.

Para limitar aún más el ancho de banda de las señales de aceleración adquiridas con el fin de disminuir el ruido y aumentar la resolución, se decide implementar un filtro digital como etapa de procesamiento local de los datos de aceleración en el microcontrolador. Se implementa un filtro pasa bajos con respuesta impulsiva finita o FIR por sus siglas en inglés. Esto se debe a que este tipo de filtros son eficientes y fáciles de implementar en microcontroladores sin la necesidad de una elevada capacidad de procesamiento, pero lo más importante es que mantienen un retardo de grupo constante con respecto a la frecuencia.

Se utiliza la ventana de Kaiser ya que presenta un menor número de coeficientes para una atenuación más alta en comparación con las otras ventanas (excepto por la Flat top). Para el diseño del filtro pasa bajos FIR, se toma en consideración lo siguiente:

- ➔ Banda de paso: 0 – 20 Hz
- ➔ Atenuación máxima de paso: -0.1dB
- ➔ Banda de rechazo: > 100 Hz
- ➔ Atenuación mínima de rechazo: -50 dB
- ➔ Frecuencia de muestreo: 1000Hz.

Se utilizó la función FDA Tool del programa Simulink - MATLAB para obtener los coeficientes del filtro FIR según los requisitos previamente mencionados. La **Figura 4.13** muestra las respuestas en frecuencia y retardo de grupo del filtro FIR Ventana de Kaiser de 38 coeficientes o TAPS. Los coeficientes son los siguientes:

```

0.0006 0.0005 -0.0002 -0.0016 -0.0037 -0.0065 -0.0092 -0.0110 -0.0110 -0.0082 -0.0015 0.0093
0.0243 0.0424 0.0624 0.0821 0.0995 0.1124 0.1193 0.1193 0.1124 0.0995 0.0821 0.0624
0.0424 0.0243 0.0093 -0.0015 -0.0082 -0.0110 -0.0110 -0.0092 -0.0065
-0.0037 -0.0016 -0.0002 0.0005 0.0006
    
```

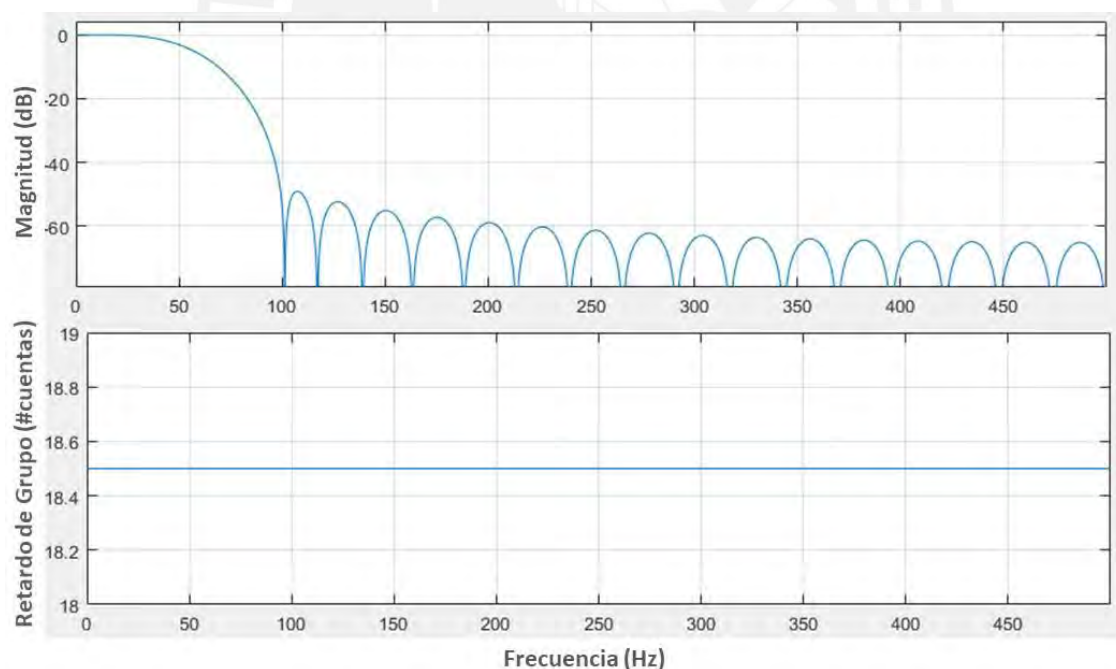


Figura 4.13: Grafica de Magnitud vs Frecuencia y Retardo de Grupo vs Frecuencia para el filtro FIR ventana de Kaiser de 38 coeficientes o TAPS. Fuente: Elaboración propia.

iii. Transformada Rápida de Fourier.

Para la detección automática de las frecuencias fundamentales de vibración de una señal adquirida por el acelerómetro, se decide calcular la transformada rápida de Fourier (FFT) para valores reales. Es así, como se transforma la información adquirida al dominio de la frecuencia, realizando procesamiento local en el nodo sensorial. Para tener mayor resolución en frecuencia se debe aumentar el tamaño de la transformada de Fourier ya que la resolución de un bin de frecuencia se define como el cociente de la frecuencia de muestreo entre el tamaño de la FFT. Por ello, se calcula la FFT con un tamaño de 4096 datos, donde 2048 son datos de aceleración y el resto son cero. De esta forma se tiene una resolución aproximada de 0.25 Hz por bin de frecuencia. Para realizar la FFT se trabaja con la librería CMSIS DSP v.1.5.2 creada y optimizada para procesadores de la familia Cortex-M. Finalmente, se considera que la FFT solo puede ser aplicada a grupos discretos de datos. Asumiendo que la señal de análisis es periódica, se deben tomar pedazos de la señal continua y aplicar a cada uno de estos la FFT. Este proceso generalmente resulta en discontinuidad a ambos límites y al calcular la FFT incrementa la fuga espectral en el dominio de frecuencia. Para evitar esto, se multiplica la señal a ser transformada por una función de ventana. Para el análisis de vibraciones se utilizó la ventana de Hanning por ser la que mejor se acomoda para señales no determinísticas.

iv. Programa principal de control.

El programa es desarrollado en el entorno de programación Code Composer Estudios 8.1.0 (CSS 8.1.0) usando C como lenguaje de programación. Se programan dos modos de operación. El primero trabaja con las señales de aceleración en el dominio del tiempo, mientras que el segundo procesa estas señales en el dominio de la frecuencia. Ambos modos de operación tienen configurado el Acceso Directo a Memoria o DMA por sus siglas en inglés. La implementación del código con el DMA permite adquirir datos del ADC mientras que el CPU realiza otras tareas o se mantiene en modo de ahorro de energía.

La estructura de programación es la siguiente. Para ambos modos de operación MODO 1 y MODO 2, se configuran los elementos involucrados: RELOJ, TIMER, GPIO, UART, DMA y ADC. Luego, el programa entra en modo de ahorro de

energía (LPM0), apagando el CPU hasta recibir una interrupción del DMA. La interrupción determina que el Buffer1 de 1024 datos se encuentra lleno de datos de aceleración ingresados por el ADC y es momento de entrar a la etapa de procesamiento. En el mismo instante el DMA cambia de dirección de memoria del Buffer1 al Buffer2. Es así como, mientras el Buffer1 es procesado, el Buffer2 es llenado por el ADC y el ciclo se repite continuamente sin pérdida alguna de datos de aceleración. Tener en cuenta que el tiempo máximo entre interrupciones es de 1 segundo aproximadamente (limitado por la frecuencia de muestreo y el tamaño del buffer a llenar: $1000\text{Hz} \times 1024 \text{ datos} = 1\text{seg}$ aproximadamente), y este es el periodo en el que otras tareas como: filtros digitales, FFT, cálculo de magnitud o transmisión de datos deben ejecutarse.

La **Figura 4.14** muestra el MODO 1 de funcionamiento, este trabaja con los datos de aceleración en el tiempo aplicando el filtro FIR de 38 TAPS a cada buffer de 1024 datos que el DMA llena. Posteriormente estos datos filtrados se convierten de hexadecimal a ASCII para ser transmitidos por serial a través del UART.

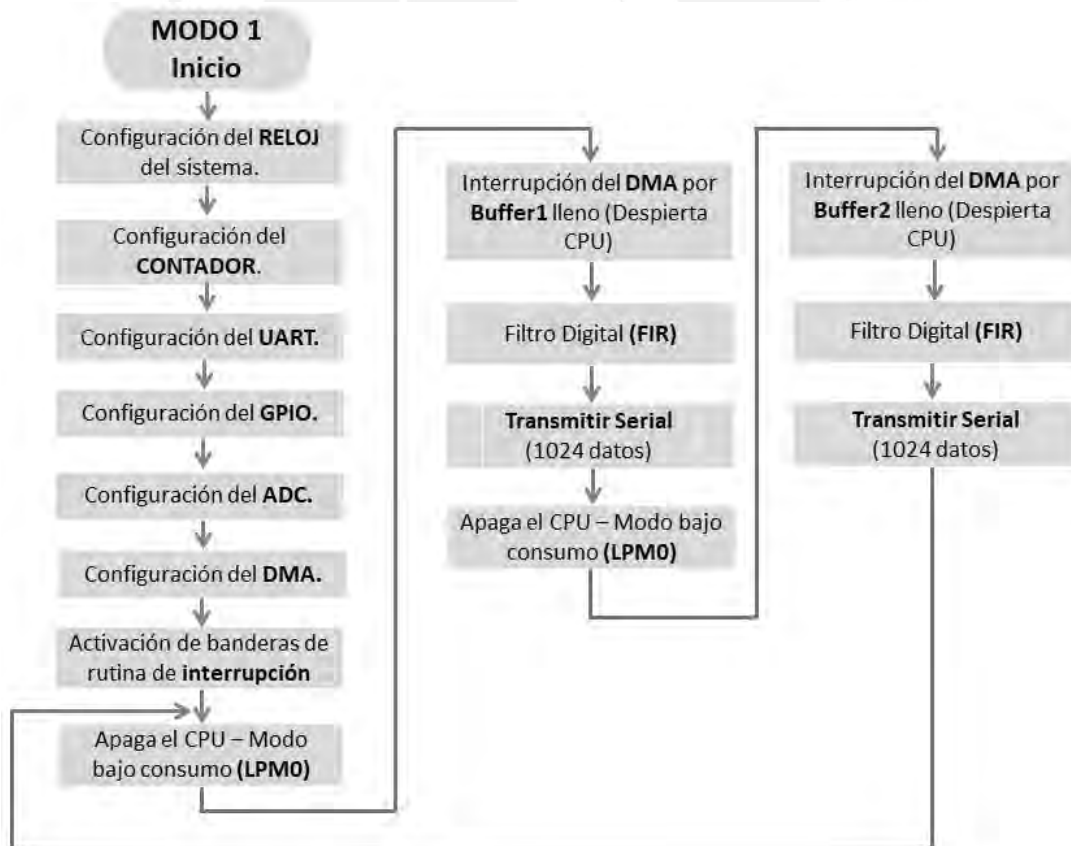


Figura 4.14: Diagrama de flujo del programa principal del MODO 1 de operación a ser ejecutado en el microcontrolador. Fuente: Elaboración propia.

La **Figura 4.15** muestra el MODO 2 de funcionamiento. Al igual que el modo de funcionamiento previo, se aplica el filtro FIR de 38 TAPS a los datos de aceleración. Un buffer llamado BufferFFT de 4096 datos se llena con los datos filtrados del Buffer 1 y 2, resultando en un BufferFFT de 2048 datos de aceleración y 2048 ceros. A este último se le multiplica la ventana de Hanning para posteriormente calcular la FFT y su magnitud. Finalmente, se transmite la información dentro del ancho de banda de 50 Hz que implica transmitir 205 bins de frecuencia de 0.248Hz (resolución en frecuencia) cada uno. Para esto se convierten los valores de magnitud de la FFT de hexadecimal a ASCII para ser transmitidos por serial a través del UART.

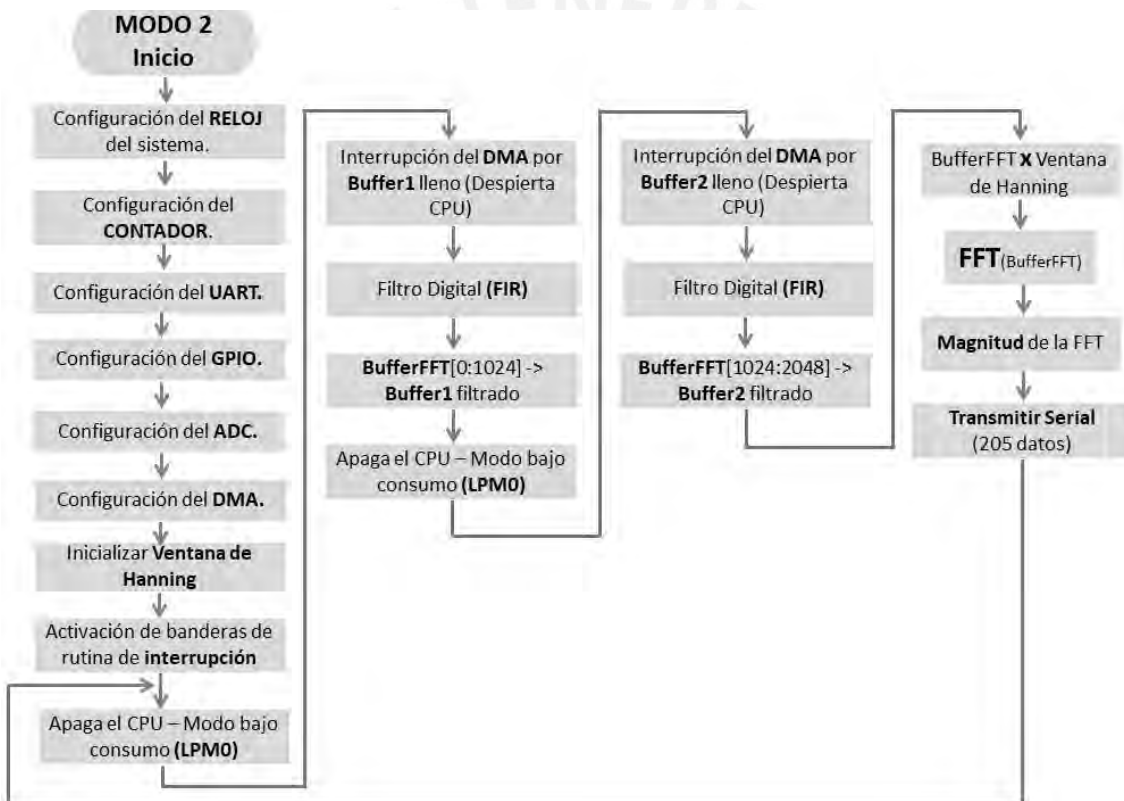


Figura 4.15: Diagrama de flujo del programa principal del MODO 2 de operación a ser ejecutado en el microcontrolador. Fuente: Elaboración propia.

A continuación, se pasará a explicar los detalles de cada uno de los cinco módulos de configuración. Para más información sobre los registros de configuración del microcontrolador, referirse al manual de usuario [81].

✓ Configuración del RELOJ.

La **Tabla 4.11** muestra los elementos a ser configurados con respecto al reloj del sistema. El reloj del sistema DCO se estableció en 48 MHz, siendo esa su máxima velocidad. Así mismo, la señal de reloj de referencia SMCLK para periféricos de alta velocidad se deriva directamente del DCO.

Tabla 4.11: Configuración de los elementos relacionados al RELOJ del sistema con el fin de establecer los valores deseados para la ejecución del programa.

Elemento	Configuración Seleccionada	Utilidad
DCO	48 MHz	Oscilador controlado digitalmente. Sirve de referencia para MCLK y SMCLK.
MCLK	48 MHz	Referencia de reloj para el CPU.
SMCLK	48 MHz	Referencia de reloj para periféricos de alta frecuencia.
ACLK	32kHz	Referencia de reloj para periféricos de baja frecuencia (RTC).

Fuente: Elaboración propia.

✓ Configuración del CONTADOR.

La **Tabla 4.12** muestra los elementos a ser configurados con respecto al contador del sistema. Este contador se utiliza como señal de interrupción para iniciar el proceso de muestreo y retención del ADC. De esta forma se puede controlar con estabilidad la frecuencia de muestreo para una adecuada adquisición de datos. A continuación, se presenta el cálculo para obtener una frecuencia " f_x " deseada.

$$f_x = \frac{f_{DCO}}{D_1 D_2 T_A}$$

Donde:

f_{DCO} es la frecuencia del reloj SMCLK del sistema.

D_1 es el primer divisor de reloj.

D_2 es el segundo divisor de reloj.

T_A es un valor entre 0 y 0xFFFF.

Entonces, con la frecuencia de SMCLK = 48 MHz, dividida entre $D_1 = 1$ y subdividida entre $D_2 = 1$. Contar hasta $T_A = 48000000/1000$, equivale a esperar 1ms (Frecuencia = 1000 Hz).

Tabla 4.12: Configuración de los elementos relacionados al CONTADOR del sistema con el fin de establecer los valores deseados para la ejecución del programa.

Elemento	Configuración Seleccionada	Utilidad
Bandera de ISR	Encendida	Permite interrupción del sistema generada por el contador.
Reloj de referencia	48 MHz	Selecciona la señal de referencia de reloj. Se selecciona SMCLK que está configurado a la frecuencia del DC0.
Divisor principal	1	Divide la frecuencia del reloj entre 1,2,4 u 8. Se selecciona 1 como divisor.
Divisor adicional	1	Subdivide la frecuencia del reloj de referencia entre 1,2,3,4,5,6,7 u 8. Se selecciona 1 como divisor.
Contador TA0	48000 cuentas	Cuenta entre 0 y un número seleccionado (0xFFFF como máximo)
Modo del contador	Hacia arriba (UP)	El contador inicia en 0 y cuenta hasta el valor de TA0. Una vez llegado a TA0 envía una interrupción.

Fuente: Elaboración propia.

✓ Configuración del ADC.

La **Tabla 4.13** muestra los elementos a ser configurados con respecto a un canal del ADC. Se configura de tal forma que el ADC toma una muestra de 14 bits de resolución cuando detecta el flanco de subida del contador. El periodo de muestreo debe durar 16 ciclos de reloj, durante los cuales digitalizará la señal de entrada para almacenarla en un registro propio.

Tabla 4.13: Configuración de los elementos relacionados al ADC del sistema con el fin de establecer los valores deseados para muestrear correctamente las señales de vibración.

Elemento	Configuración Seleccionada	Utilidad
Bandera de ISR	Encendida	Permite interrupción del sistema generada por el ADC.
Proveedor de señal para muestreo y retención	Contador	Avisa que la señal para muestrear es externa y proviene de un contador.
Referencia de Muestreo y Retención	TA0.1	Selecciona el contador TA0.1 como la referencia para el muestreo.
Número de ciclos por periodo	16 ciclos	Selecciona la opción de 16 ciclos de reloj en 1 periodo de muestreo.
Modo de operación	Muestreo recurrente de un solo canal	Selecciona un modo de operación que consiste en muestrear continuamente un solo canal del ADC.
Resolución (bits)	14	Selecciona la mayor resolución del ADC.
Canal	13/15	Selecciona el canal del ADC de entre 31 canales. Se escoge A13 para la Tarjeta 1 y A15 para la Tarjeta 2.
Configurar ADC	ON	Inicializa la configuración del ADC.
Inicio de proceso de muestreo y retención	ON	Inicializa el proceso de muestreo. Cada muestra se inicia con el flanco de subida producido por el contador.

Fuente: Elaboración propia.

✓ Configuración del UART.

La **Tabla 4.14** muestra los elementos a ser configurados con respecto a la comunicación serial por UART del sistema. Se desea transmitir la información a una velocidad de 57,600 bps, con 8 bits de datos, 1 bit de inicio y 1 de fin.

Tabla 4.14: Configuración de los elementos relacionados al módulo de comunicaciones UART del sistema con el fin de establecer los valores deseados para transmitir correctamente la trama serial.

Elemento	Configuración Seleccionada	Utilidad
Reloj de referencia	48 MHz	Selecciona el SMCLK que está configurado a la frecuencia del DC0 (48 MHz).
# bits de data	8	Selecciona entre 7 u 8 bits de datos.
#bit de parada	1	Selecciona entre 1 u 2 bits de parada.
LSB primero	Si	Selecciona si se envía el LSB o el MSB primero
Paridad	No	Selecciona si existirá bit de paridad: impar, par o ninguno.
Pre - escalador de reloj	52	Establece una velocidad de transmisión de 57,600 bps. Ver cálculo de los valores seleccionados en el manual de usuario del MSP432 [81].
Primera etapa de modulación	1	
Segunda etapa de modulación	0	
Sobre muestreo	1	Selecciona la opción de sobre muestreo ya que la velocidad del pre - escalador es mayor a 16. Lo cual indica que velocidad deseada es elevada con respecto a la frecuencia del reloj.

Fuente: Elaboración propia.

✓ Configuración del DMA.

La **Tabla 4.15** muestra los elementos a ser configurados para controlar que el DMA controle el flujo de adquisición de datos. Se trabajará alternando con dos buffers de 1024 datos.

Tabla 4.15: Configuración de los elementos relacionados al módulo de acceso directo a memoria DMA.

Elemento	Configuración Seleccionada	Utilidad
Bandera de ISR	Encendida	Permite interrupción del sistema generada por el DMA.
Reloj de referencia	48 MHz	Selecciona el SMCLK que está configurado a la frecuencia del DC0 (48 MHz).
Dirección memoria ADC	MEM [0]	Selecciona registro de memoria temporal en el cual el ADC almacena los datos muestreados.
Modo de funcionamiento	"Ping-Pong"	Permite alternar entre dos espacios en memoria o buffers durante el proceso.
Tamaño de Buffer	1024	Define el tamaño de los buffers a 1024 datos.
Configurar DMA	ON	Inicializa la configuración del DMA.

Fuente: Elaboración propia.

A continuación, se pasarán a explicar las dos rutinas de interrupción y las funciones del programa principal.

✓ Interrupción del CONTADOR.

El contador se incrementa hasta 48000, lo cual equivale a contar hasta 1 ms. Una vez pasado este tiempo, se activa la bandera de interrupción para el ADC (ver **Figura 4.16**).

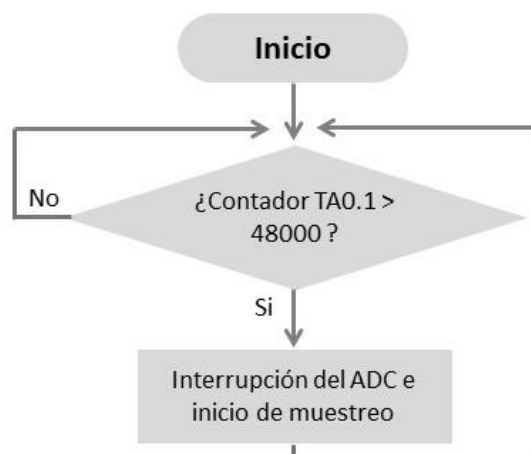


Figura 4.16: Diagrama de flujo de la rutina de interrupción del contador. Fuente: Elaboración propia.

✓ Interrupción del DMA y ADC.

La señal analógica del sensor de aceleración es discretizada en 14 bits por el proceso de muestreo y retención del ADC. Los 14 bits son almacenados en un registro temporal de 16 bits llamado MEM [0]. El DMA ha sido programado para acceder automáticamente a este registro temporal y trasladar la palabra de 16 bits hacia dos registros de 1024 datos cada uno en memoria (SRAM). Los dos registros llevan el nombre de Buffer1 y Buffer2 y el DMA alterna la dirección en memoria entre ambos dependiendo de si se ha completado cada Buffer 1 o 2 con 1024 datos. Por ejemplo, una vez completado el Buffer1 con 1024 datos del ADC, el DMA genera una interrupción y alterna de dirección de memoria con el Buffer2. Es importante resaltar que gracias al uso del DMA, el CPU no juega ningún rol en este procedimiento, por lo que puede dedicarse a otras tareas o entrar en modo de ahorro de energía hasta que sea despertado por una interrupción. Ver **Figura 4.17**.

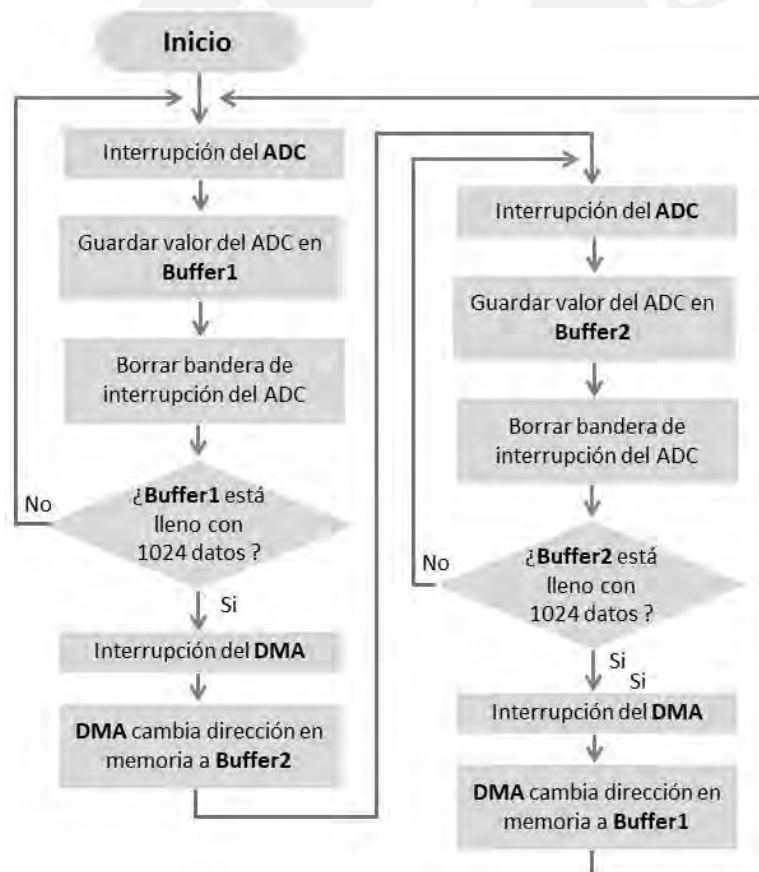


Figura 4.17: Diagrama de flujo de la rutina de interrupción del ADC y DMA. Fuente: Elaboración propia.

✓ Transmisión serial por UART

Los 16 bits de información son tratados en su representación hexadecimal y cada uno de los cuatro números hexadecimales son convertidos a su representación en ASCII. Posteriormente, se envía cada uno de los cuatro caracteres ASCII cada vez que el buffer Tx se encuentre libre. Finalmente, se transmite el carácter de salto de línea (“\n”) (ver **Figura 4.18**).

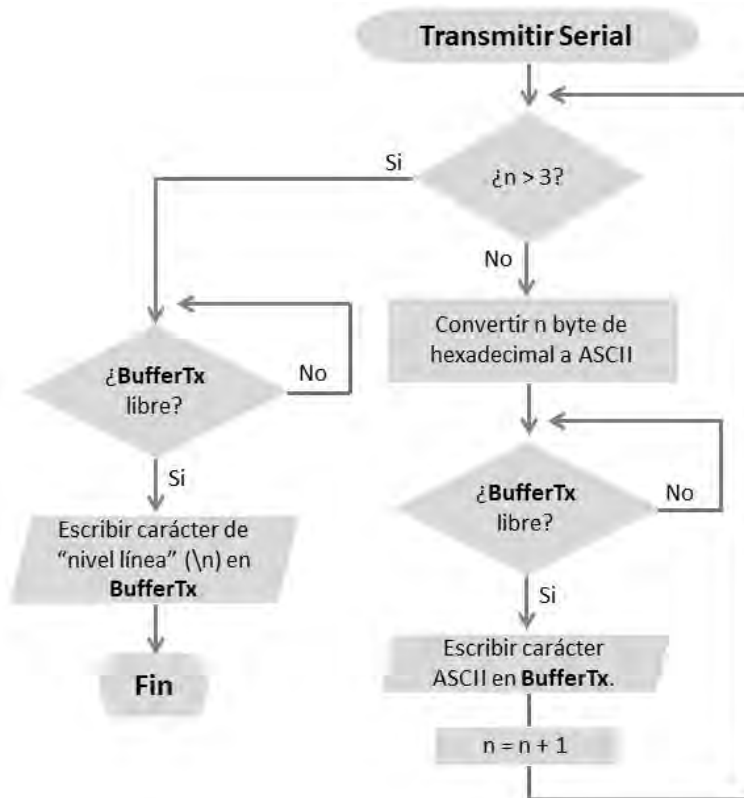


Figura 4.18: Diagrama de flujo del proceso de transmitir los datos por serial. Fuente: Elaboración propia.

4.1.3 Unidad de transferencia de datos.

Para la etapa de comunicación, se presentan tres opciones de componentes en la **Tabla 4.16**. Se eligió el Xbee S2C de la compañía DIGI debido a la posibilidad de realizar topologías de comunicación punto a multipunto como la que se plantea al inicio de este capítulo para un clúster. Además, presenta el menor consumo, mayor alcance y velocidad de transmisión de entre las demás opciones.

Tabla 4.16: Comparación entre tres módulos de comunicación disponibles en el mercado.

	XBee S2C [85]	Xbee S1 [86]	Bluetooth HC-10 [87]
Protocolo	Zigbee	802.15.4	V4.0 BLE
Voltaje de operación	2.1 a 3.6 VDC	2.8 a 3.4 VDC	3.3V - 5V
Corriente de Operación	Tx: 33 a 45 mA Rx: 28 a 31 mA	Tx: 45 mA Rx: 50 mA	50mA
Corriente en modo de ahorro	< 1 uA	< 10 uA	60uA a 1.5mA
Potencia de transmisión	5 a 8 mW	0 dBm	≤ 4dBm
Sensibilidad de recepción	-100 a -102 dBm	-92 dBm	≤ -84dBm
RF Baudrate	UART 250 Kbps	UART 250 Kbps	115200 bps max configurables
Alcance (max)	Interior: 60 m Exterior: 1200 m	Interior: 30 m Exterior: 90 m	100 metros
Topologías	Punto a punto, punto a multipunto, "peer to peer" y DigiMesh	Punto a punto, punto a multipunto y "peer to peer".	Punto a punto
Costo	22.95 USD	22.95 USD	11.11 USD

Fuente: Elaboración propia.

Para configurar el Xbee S2C, se utiliza el Xbee Explorer. Esta es una tarjeta que permite programar los parámetros de comunicación del Xbee a través de una conexión USB con la PC. Los componentes de esta tarjeta de adaptación se muestran en la **Tabla 4.17**.

Tabla 4.17: Características de la tarjeta Xbee Explorer.

	Xbee Explorer
Regulador de voltaje	LDO, AMS1117 – 5 a 3.3 VDC
Convertor UART - USB	FTDI232
Conectores	Micro USB
Indicadores	Cuatro Leds para Tx, Rx, 5V y reinicio.
Costo	9.0 USD

Fuente: Elaboración propia.

El programa empleado para su configuración es el XCTU de DIGI. En este se establecen los parámetros para la comunicación entre el nodo sensorial y el coordinador. Para que ambos nodos se encuentren en la misma red, el canal y el PAN ID deben ser compartidos. Además, la dirección de destino del nodo sensorial debe ser igual a la dirección propia del nodo coordinador y ambos

deben estar configurados para recibir y transmitir datos a la misma velocidad (ver **Tabla 4.18**).

Tabla 4.18: Elementos de configuración en el programa XCTU del Xbee S2C operando en el nodo sensorial de aceleración y el Xbee S2C operando como coordinador.

	Nodo Sensorial	Coordinador
Canal	C	C
Dirección propia	1	0
Dirección de destino	0X00000000	0x0000FFFF
PAN ID	1234	1234
Habilitador de Coordinador	No	Si
Velocidad (bps)	57600	57600

Fuente: Elaboración propia.

Por otro lado, para la conexión entre el Xbee S2C y la tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R, se aprovechará el regulador de voltaje de 5.0 VDC a 3.3 VDC de la tarjeta Xbee Explorer. Las conexiones entre ambas tarjetas se muestran en la **Figura 4.19**.

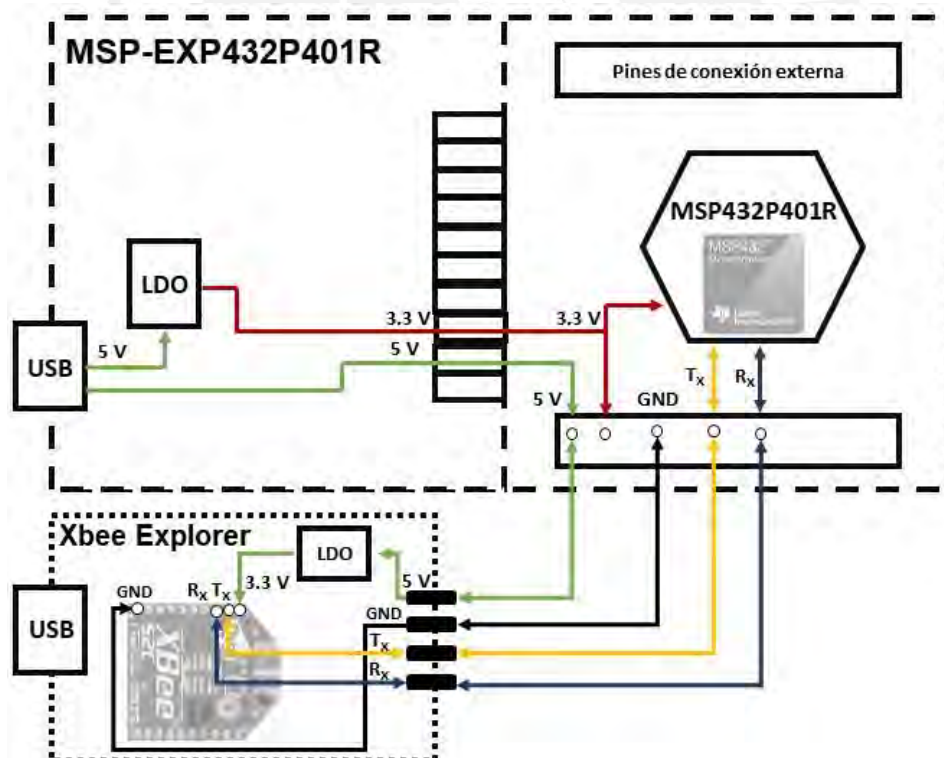


Figura 4.19: Conexiones eléctricas entre tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R y Xbee Explorer. Fuente: Elaboración propia.

4.2 Recepción y Visualización de Datos.

Para recibir los datos transmitidos inalámbricamente por el nodo sensorial de aceleración, se utilizarán los siguientes equipos: i) Computadora, ii) Xbee Explorer, iii) Cable micro USB a USB, iv) Batería externa de 5VDC. Además, se debe contar con los siguientes programas: i) MATLAB para programar la recepción, así como el entorno de visualización de los datos, y ii) XTCU para configurar los parámetros de comunicación del Xbee S2C receptor y coordinador. La **Figura 4.20** presenta el diagrama de flujo del programa diseñado en MATLAB para la recepción y visualización de los datos de aceleración. El primer botón de INICIO para recolectar los datos del nodo sensorial abre la comunicación con el puerto serial al cual está conectado el Xbee Coordinador. Los datos de aceleración son graficados en grupos de 1024 datos conforme llegan cada segundo y estos son almacenados en un arreglo global. El proceso de adquisición continuará hasta que se apriete el segundo botón de FINALIZAR. Este último interrumpe el proceso iniciado por el primer botón de INICIO y cierra la comunicación con el puerto serial. La **Figura 4.21** muestra la interfaz que interactúa directamente con el usuario.

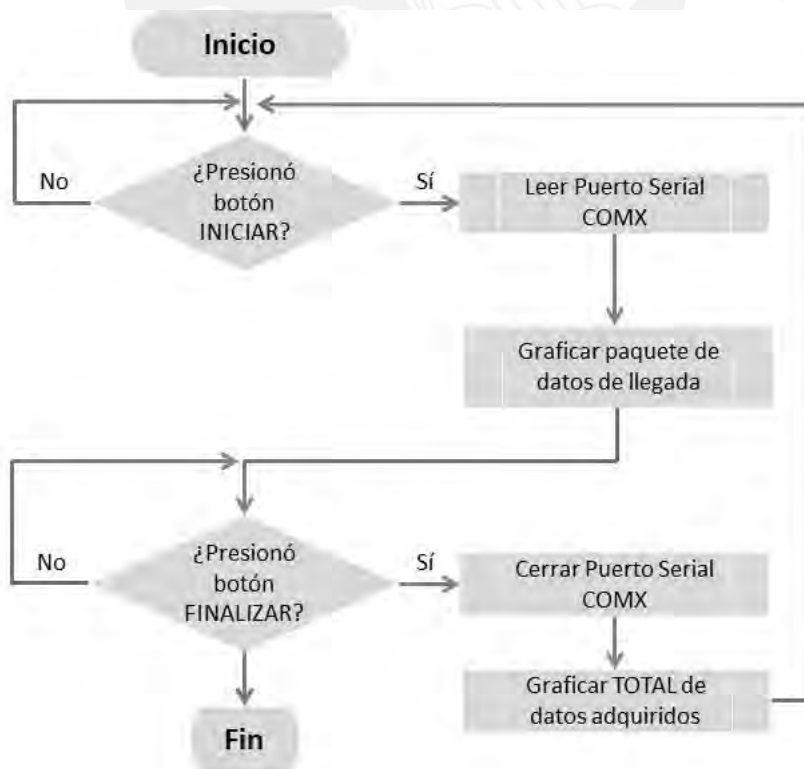


Figura 4.20: Diagrama de flujo del programa de monitoreo y visualización de los datos de vibración recolectados por el nodo sensorial de aceleración, implementado usando el GUI de MATLAB. Fuente: Elaboración propia.

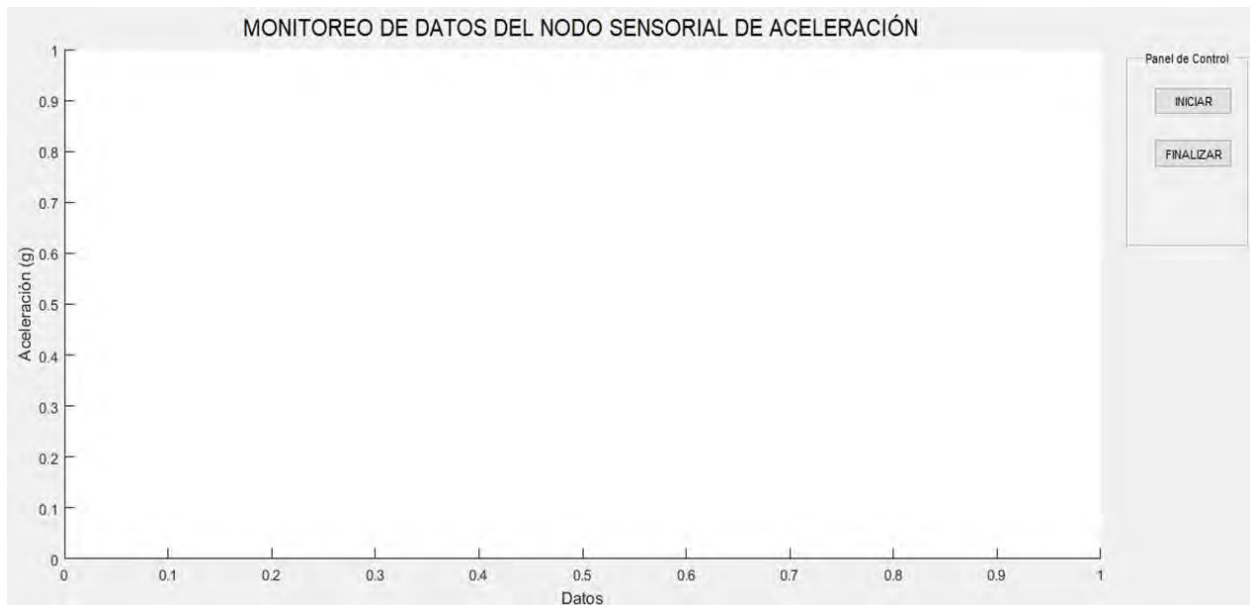
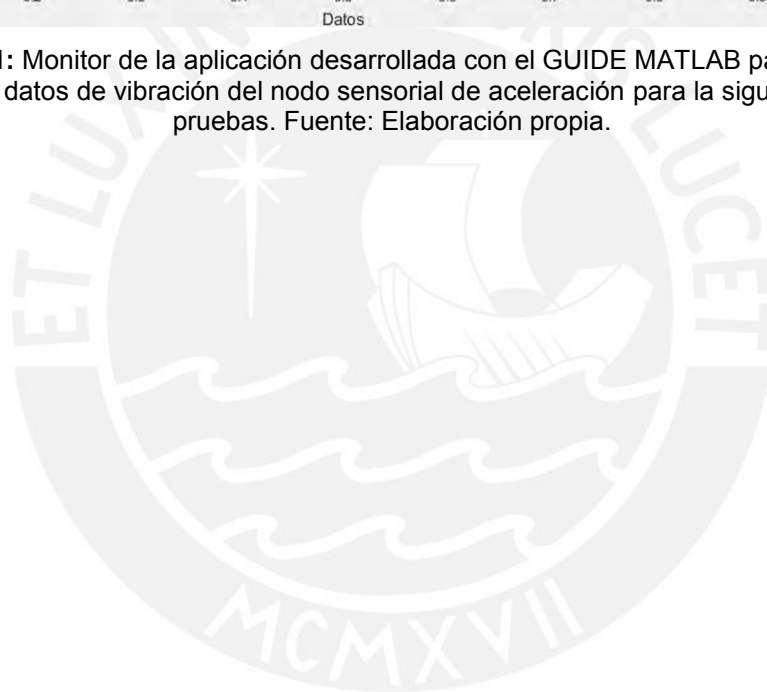


Figura 4.21: Monitor de la aplicación desarrollada con el GUIDE MATLAB para adquirir y visualizar los datos de vibración del nodo sensorial de aceleración para la siguiente etapa de pruebas. Fuente: Elaboración propia.



Capítulo 5

Pruebas y Resultados del Nodo Sensorial de Aceleración

5.1 Pruebas preliminares.

5.1.1 Detección de la componente de gravedad.

En esta prueba, se verifica que los valores de aceleración para dos posiciones del nodo sensorial sean los especificados en la hoja de datos del micro acelerómetro. Se espera un valor de 2.31 VDC cuando el eje Z se encuentre paralelo al piso y con su superficie orientada hacia arriba, mientras que 0.99 VDC cuando se encuentre al revés de la posición previamente mencionada (ver **Figura 5.1**). Para ello, se programa el microcontrolador para continuamente adquirir un valor de aceleración y transmitirlo a la computadora de forma serial. La **Tabla 5.1** presenta las características de la prueba.

Tabla 5.1: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba de funcionamiento preliminar del sensor de aceleración junto con el microcontrolador.

Especificaciones	Equipos requeridos
Número de veces que se realizó la prueba: x10.	STEVAL-MKI015V1 con micro acelerómetro LIS344ALH.
Número de muestras por prueba: x10000.	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Velocidad de adquisición de datos del ADC: 1000 Hz.	
Resolución del ADC: 14 bits.	Tarjeta de acondicionamiento de señales 1 (diseño propio).
Velocidad de transmisión y recepción de datos seriales: 57600 bps.	
Cálculo del valor RMS del grupo de 10000 datos adquiridos para cada una de las 10 pruebas.	Laptop con software MATLAB para adquirir y procesar los datos seriales enviados por él microcontrolador.
Cálculo del valor medio, desviación estándar y error relativo de las 10 tomas de datos para cada una de las dos posiciones.	

Fuente: Elaboración propia.

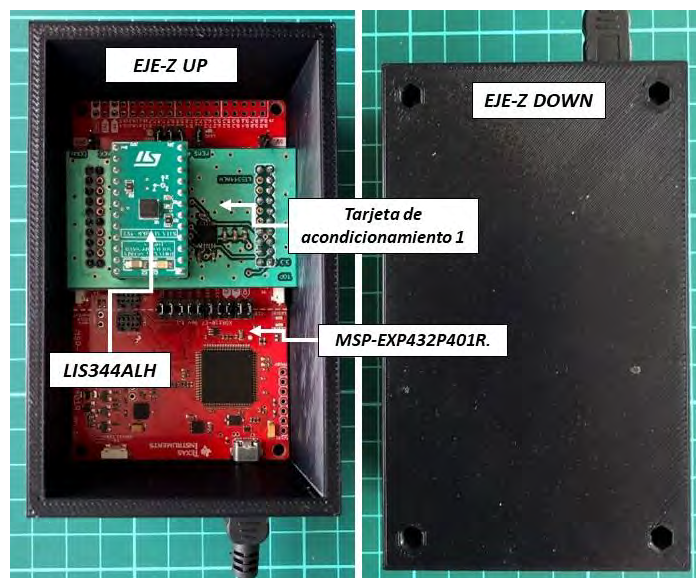


Figura 5.1: Configuración de los elementos involucrados en la prueba de funcionamiento del sensor de aceleración. Izq. Eje-Z con superficie orientada hacia arriba. Der. Eje-Z con superficie orientada hacia abajo.

Los resultados mostrados en la **Tabla 5.2** indican que existe una diferencia de 0.629% y 0.459% entre los valores adquiridos y los que muestra la hoja de datos. Estos errores son causa del ruido eléctrico y ambiental. Es decir, el cálculo del valor RMS de los valores adquiridos se ve también influenciado por la energía del ruido y distorsión.

Tabla 5.2: Resultados del promedio, desviación estándar y error relativo de la prueba de funcionamiento preliminar del micro acelerómetro.

# Veces	10	
# Muestras	10000	
RESULTADOS		
# Veces	Voltaje RMS Eje-Z	
	UP (V)	DOWN (V)
Media	2.3245	0.9945
Desviación estandar	0.0003	0.00005
Error relativo	0.629%	0.459%

Fuente: Elaboración propia.

5.1.2 Frecuencia programable de adquisición de datos del ADC.

El siguiente ensayo corroborará que el ADC muestree los datos a la velocidad requerida. Para ello, se programa al microcontrolador para que el TIMER genere la interrupción de muestreo del ADC. Para conocer la frecuencia con la que el TIMER interrumpe al ADC, se utiliza un pin digital de salida que se activa en alto

cada vez que se ingresa a la interrupción del ADC e inmediatamente después se desactiva, creando un tren de impulsos con frecuencia dependiente del TIMER. Se utiliza el osciloscopio para visualizar la salida del pin digital mencionado. La **Tabla 5.3** presenta las características de la prueba.

Tabla 5.3: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba del correcto funcionamiento de la rutina de interrupción del ADC.

Especificaciones	Equipos requeridos
Frecuencias de interrupción del ADC evaluadas: 800 Hz – 1000 Hz – 1600Hz.	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Visualización de las frecuencias de interrupción del ADC en el osciloscopio	Osciloscopio Tektronix y punta de medición.

Fuente: Elaboración propia.

Los resultados muestran que la frecuencia de muestreo programada en el microcontrolador es la deseada (ver **Figura 5.2**). Este paso es de suma importancia ya que corrobora que la frecuencia de muestreo sobre la cual se han diseñado las siguientes etapas sea conforme. En la aplicación se escoge una frecuencia de muestreo fija de 1000Hz.

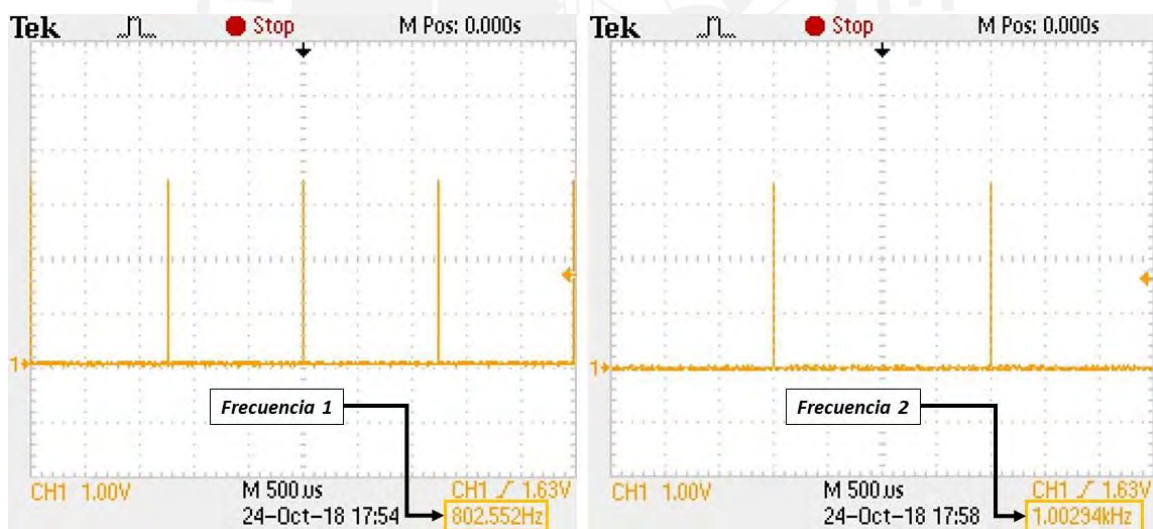


Figura 5.2: Fotos de pantalla del osciloscopio para las primeras dos frecuencias de 800Hz y 1000Hz. Fuente: Elaboración propia.

5.1.3 Distancia máxima de alcance para comunicación inalámbrica.

En la siguiente prueba se determina la tasa de errores de transmisión y número de interferencias durante la comunicación entre el nodo transmisor y receptor. Con ello, se obtiene el alcance máximo de comunicación a una velocidad de transmisión dada, para la cual existe una menor probabilidad de error. Se

escogió el pasadizo principal del Pabellón V de 60 metros de largo para realizar la prueba (ver **Figura 5.3**). La **Tabla 5.4** presenta las características de la prueba.

Tabla 5.4: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba de comunicación inalámbrica.

Especificaciones	Equipos requeridos
Número de veces que se realizó la prueba: x3.	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Número de muestras por prueba: x10000.	XBEE S2C en configuración de emisor bajo el protocolo de comunicación 811.2
Velocidades de transmisión evaluadas: 115200 bps y 57600 bps.	XBEE S2C en configuración de coordinador bajo el protocolo de comunicación 811.2
Distancias entre nodo sensorial y receptor evaluadas: 10m – 20m – 30m – 40m – 50m.	XBEE Explorer adaptador USB.
Datos por transmitir: señal de tipo diente de sierra con amplitud de 0 a 1023.	Batería con entrada USB para alimentar el nodo sensorial.
Identificar el total de interferencias en la trama de datos de recepción para la cantidad total de pruebas.	Laptop con software MATLAB para adquirir y procesar los datos seriales enviados por el microcontrolador.
Calcular el promedio de la tasa de pérdida de datos en la transmisión.	

Fuente: Elaboración propia.

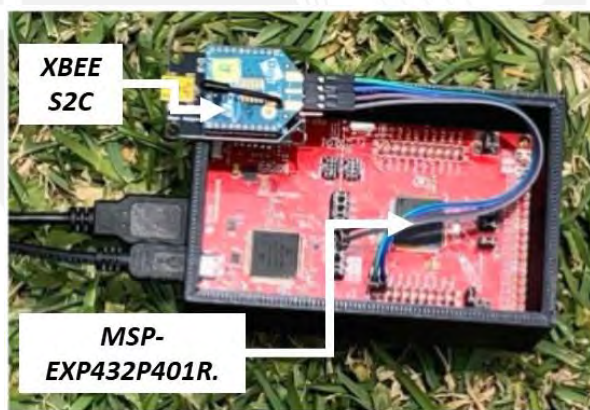


Figura 5.3: Configuración de los elementos involucrados en la prueba de alcance de comunicación inalámbrica del nodo sensorial. Fuente: Elaboración propia.

La **Tabla 5.5** muestra que la tasa de errores e interferencias incrementa conforme aumenta la distancia de transmisión, siendo la distancia de 50m la que presenta mayor tasa de errores e interferencias. Además, el error de transmisión para cualquier distancia disminuye cuando se trabaja con una velocidad de transmisión de 57600 bps en comparación con 115200 bps.

Tabla 5.5: Resultados de la prueba de comunicación que evalúa dos velocidades de transmisión y cinco distancias entre nodo transmisor y receptor.

# Veces	3			
Total Datos	10240			
RESULTADOS				
Distancia (m)	Interior			
	115200 (bps)		57600 (bps)	
	# Interferencias	% Error de transmisión	# Interferencias	% Error de transmisión
10	0	0.000%	0	0.000%
20	2	0.094%	0	0.075%
30	6	3.379%	1	0.081%
40	15	3.070%	2	0.293%
50	42	4.469%	0	0.100%

Fuente: Elaboración propia.

5.1.4 Velocidad de comunicación y trama de información serial.

En el siguiente ensayo se corroborará el funcionamiento de la transmisión asíncrona de datos seriales a través del UART. Se evaluará la precisión de las dos velocidades de transmisión comparando la deseada vs la programada para una velocidad de reloj de 48 MHz. La rutina convierte un valor de hexadecimal a ASCII ya que el programa de recepción en MATLAB requiere de ese formato. Se utiliza la palabra en hexadecimal 0x5555 como referencia y se visualiza la trama de transmisión a través del osciloscopio. La **Tabla 5.6** presenta las características de la prueba.

Tabla 5.6: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la prueba del correcto funcionamiento de la trama de transmisión de datos.

Especificaciones	Equipos requeridos
Número de veces que se realizó la prueba: x100	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Velocidades de transmisión evaluadas: 115200 bps y 57600 bps.	
Frecuencia de Reloj: 48MHz sin escaladores.	
Dato en valor HEX: 0x 5 5 5 5 A. Dato convertido a ASCII y transmitido: 0x 35 35 35 35 A	
Calcular el error relativo para cada uno de los dos promedios de velocidades de transmisión.	Osciloscopio Tektronix y punta de medición.
Calcular la desviación estándar del conjunto de los 100 datos adquiridos por cada velocidad.	

Fuente: Elaboración propia.

La **Figura 5.4** muestra la secuencia de bits del pin Tx que corresponde al valor ASCII 35353535 transmitido. Así mismo, como se esperaba, a una frecuencia de reloj constante de 48 MHz, existirá menor error con velocidades más bajas de transmisión. En este caso, el error relativo disminuye a la mitad cuando se trabaja con 57600 bps en comparación a trabajar con 115200 bps (ver **Tabla 5.7**).

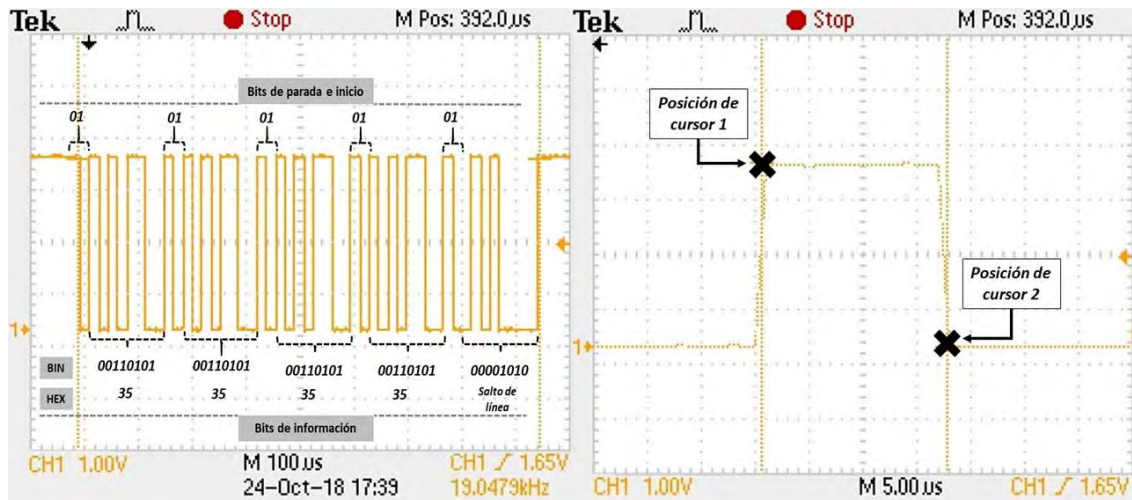


Figura 5.4: Izq. Foto de pantalla del osciloscopio mostrando la trama de comunicación serial ASCII: 35353535/n. Der. Foto de pantalla del osciloscopio mostrando como se tomaron las muestras del intervalo de tiempo para cada bit de la trama serial de comunicación. Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.7: Resultados del error relativo y la desviación estándar para cada una de las dos velocidades de transmisión.

# Muestras	100		
RESULTADOS			
Velocidad de transmisión esperada (bps)	Media de velocidad de transmisión obtenida (bps)	Error relativo	Desviación estandar
115200	116090	0.77%	0.2349
57600	57803	0.35%	0.1809

Fuente: Elaboración propia.

Debido a la menor tasa de error que se obtiene al trabajar con una velocidad menor de transmisión tanto para la comunicación inalámbrica como para la transmisión efectiva de la trama de comunicación, se escoge la velocidad de 57600 bps para las siguientes pruebas y el desarrollo del programa en general.

5.1.5 Función de transferencia de la tarjeta de acondicionamiento de señales 2.

A continuación, se presenta la relación entre ganancia y frecuencia para la tarjeta de acondicionamiento de señales 2. Para ello, se utiliza un generador de señales para ingresar una señal sinusoidal de referencia de 100mVpp a la entrada de la tarjeta y se mide la salida usando un osciloscopio (ver **Figura 5.5**). Se realiza un barrido de frecuencias desde 1 a 50 Hz y se almacena el valor de ganancia para cada frecuencia con el fin de caracterizar la tarjeta a través de su función de transferencia. La **Tabla 5.8** presenta las características de la prueba.

Tabla 5.8: Especificaciones y equipos requeridos para caracterizar la tarjeta de acondicionamiento de señales 2.

Especificaciones	Equipos requeridos
Señal de entrada: Señal sinusoidal de 100 mVpp	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Ancho de banda evaluado: 0 a 50 Hz.	Tarjeta de acondicionamiento de señales 2 (diseño propio).
Calcular la ganancia para cada frecuencia como la división entre el valor medido por el osciloscopio y el generado por el generador de señales (sinusoide 100mVpp con frecuencia variable).	Osciloscopio Tektronix y punta de medición.
	Generador de señales Tektronix y punta de generador. Generador configurado con impedancia de 10KΩ de salida.

Fuente: Elaboración propia.

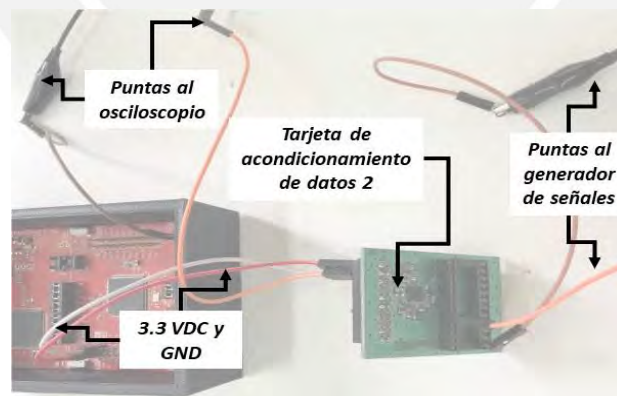


Figura 5.5: Configuración de los elementos involucrados en la prueba caracterización de la tarjeta de acondicionamiento 2. Fuente: Elaboración propia.

El gráfico de la **Figura 5.6** muestra que la ganancia real se asemeja a la esperada. Sin embargo, no presenta un comportamiento estable en el ancho de banda de 0 a 10 Hz. Esto se debe al filtro pasa altos de primer orden que tiene una frecuencia de corte mayor a 0.014 Hz de como se había diseñado. Este corrimiento de la frecuencia de corte genera que la ganancia sobre las

frecuencias de 1 a 4 Hz mantenga un efecto de atenuación producido por el filtro pasa altos. Lo ideal, es lograr un ancho de banda con ganancia lo más estable posible para no afectar los valores de voltaje provenientes del sensor. La solución a este problema es reducir aún más la frecuencia de corte del filtro pasa alta. Para ello, se puede utilizar un condensador de desacoplo para evitar el paso completo de la DC, pero esto implica un nuevo diseño de las siguientes etapas de amplificación y filtrado.

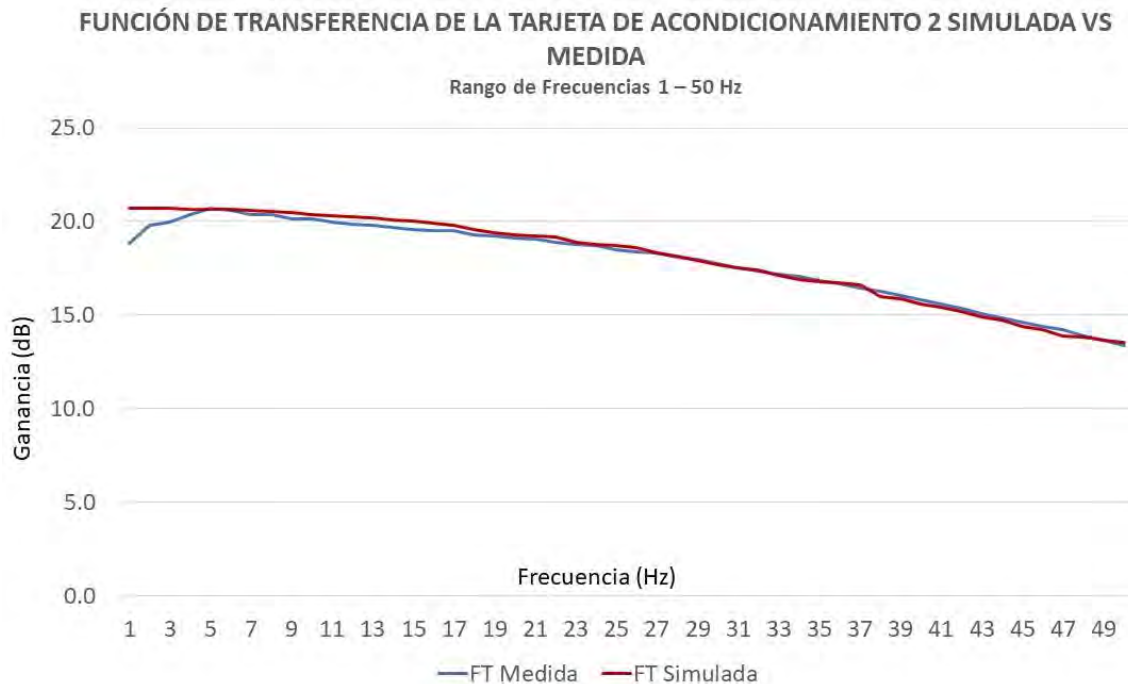


Figura 5.6: Gráfico de Ganancia (dB) vs Frecuencia (Hz) de la tarjeta de acondicionamiento de señales 2. La grafica de color azul corresponde a la medición real, mientras que la roja corresponde a los valores obtenidos de la simulación en el programa NI Multisim 14.0 de National Instruments. Fuente: Elaboración propia.

5.2 Análisis de Aceleración - Calibración.

Durante esta prueba se analiza el comportamiento del nodo sensorial de aceleración cuando es sometido a diversas frecuencias dentro del ancho de banda de estudio. Para generar las señales de vibración, se utilizó un excitador de vibración Brüel & Kjær - Tipo 4808, y para medir la aceleración en cada frecuencia se usaron dos acelerómetros Brüel & Kjær - Tipo 8340 y Tipo 4533-B. Cabe mencionar que el acelerómetro B&K - Tipo 8340 es utilizado para análisis de señales sísmicas. Sobre la superficie superior del excitador, se colocan ambos acelerómetros B&K y el nodo sensorial de aceleración (ver **Figura 5.7**). El promedio de ambas señales de aceleración provenientes de los

acelerómetros B&K es considerada como la referencia para comparar la señal obtenida del nodo sensorial. Para trabajar con el mismo ancho de banda sobre las dos tarjetas de acondicionamiento, se aplicó el filtro FIR con frecuencia de corte en 20 Hz sobre los datos recolectados. Se realizó el mismo ensayo para las tarjetas de acondicionamiento de señales 1 y 2. Las especificaciones y equipos requeridos se encuentran en la **Tabla 5.9**.

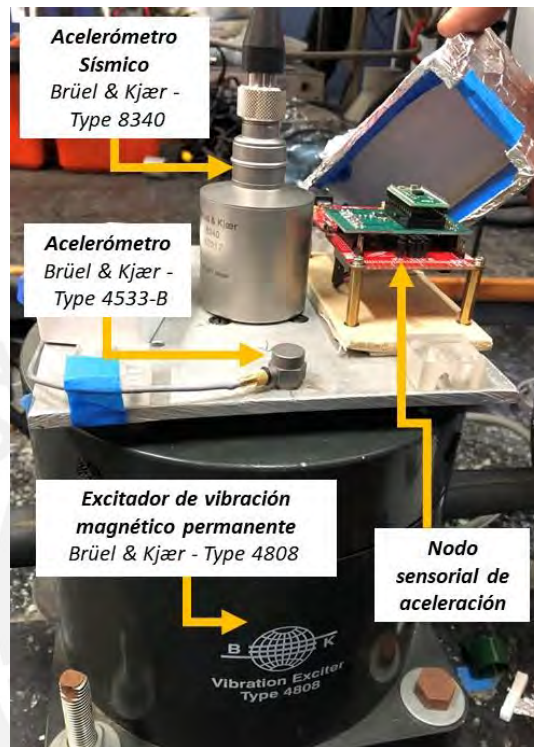


Figura 5.7: Elementos involucrados en la prueba de calibración. Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.9: Especificaciones y equipos requeridos para realizar la comparación entre la aceleración adquirida por dos acelerómetros B&K vs el nodo sensorial diseñado.

Especificaciones	Equipos requeridos
Velocidades de transmisión: 57600 bps.	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Número de muestras de aceleración adquiridas: x10000.	STEVAL-MKI015V1 con micro acelerómetro LIS344ALH.
Velocidad de adquisición de datos del ADC: 1000 Hz.	Tarjeta de acondicionamiento de señales 1 y 2
Ancho de banda evaluado: 0 a 15 Hz.	Acelerómetro Sísmico B&K TYPE 8340
Resolución del ADC: 14 bits.	Acelerómetro B&K TYPE 4533-B
	Excitador de vibración magnético permanente Brüel & Kjær - Type 4808
Calcular la sensibilidad del sistema como la división de la aceleración obtenida por nodo sensorial y el promedio de ambos acelerómetros B&K.	Módulo generador de señales B&K TYPE 3160
	Programa de adquisición de datos: B&K PULSE
	Laptop con software MATLAB para adquirir y procesar los datos seriales enviados por el microcontrolador.

Fuente: Elaboración propia.

La **Tabla 5.10** muestra los resultados de la prueba. Para la tarjeta de acondicionamiento 1, se espera una ganancia constante de 1. Los resultados muestran una ganancia media de 1.063 con desviación estándar de 0.115. Este resultado nos permite afirmar que la sensibilidad del sensor se mantiene constante en el ancho de banda evaluado (ver **Figura 5.8**). La razón por la cual la desviación estándar no es 0, se debe al ruido eléctrico que se sobrepone a la medición real de aceleración generando inestabilidad y amplificando la señal. El caso de mayor distorsión se da cuando la relación señal a ruido es baja. Por ejemplo, para las frecuencias de 1 y 2 Hz donde la señal de excitación es mínima, los valores de ganancia encontradas son máximos. Por otro lado, la tarjeta de acondicionamiento de señales 2 presenta una ganancia media de 10.95 y desviación estándar de 1.38. Esto implica que los valores de ganancia no son constantes sobre el ancho de banda evaluado (ver **Figura 5.9**). Como se explicó previamente con la función de transferencia de la tarjeta de acondicionamiento 2, el corrimiento de la frecuencia de paso del filtro pasa altos genera inestabilidad sobre los valores de ganancia en las primeras frecuencias de 0 a 4 Hz.

Tabla 5.10: Resultados del cálculo de la ganancia en cada una de las 15 frecuencias para las tarjetas de acondicionamiento 1 y 2.

RESULTADOS											
Frecuencia generada por excitador (Hz)	TARJETA DE ACONDICIONAMIENTO 1					TARJETA DE ACONDICIONAMIENTO 2					
	Aceleración (mg)				Ganancia	Aceleración (mg)				Ganancia	
	B&K TYPE 8340	B&K TYPE 4533-B	Promedio B&k	MEMS (LIS344ALH)		B&K TYPE 8340	B&K TYPE 4533-B	Promedio B&k	MEMS (LIS344ALH)		
1	2.324	2.294	2.309	3.183	1.379	2.090	1.957	2.023	31.123	15.381	
2	9.460	9.083	9.271	11.999	1.294	11.009	10.907	10.958	137.939	12.588	
3	25.076	22.936	24.006	26.148	1.089	27.217	27.319	27.268	309.041	11.333	
4	45.056	44.852	44.954	47.383	1.054	52.192	52.090	52.141	566.510	10.865	
5	74.312	73.394	73.853	75.891	1.028	85.015	84.200	84.608	912.995	10.791	
6	111.111	110.092	110.601	112.425	1.016	131.498	129.460	130.479	1352.640	10.367	
7	159.021	156.983	158.002	156.359	0.990	184.506	181.448	182.977	1871.040	10.226	
8	30.071	30.275	30.173	30.418	1.008	24.261	24.465	24.363	256.277	10.519	
9	37.717	36.901	37.309	37.927	1.017	31.498	31.804	31.651	333.993	10.552	
10	45.260	45.362	45.311	45.628	1.007	37.615	37.309	37.462	387.372	10.340	
11	52.599	52.599	52.599	52.985	1.007	43.629	43.017	43.323	443.183	10.230	
12	57.187	57.696	57.441	57.268	0.997	46.177	46.687	46.432	480.835	10.356	
13	59.837	59.633	59.735	60.892	1.019	49.032	49.134	49.083	499.548	10.178	
14	60.041	60.347	60.194	61.559	1.023	48.930	48.216	48.573	504.049	10.377	
15	60.652	59.429	60.041	60.892	1.014	48.318	49.541	48.930	496.060	10.138	
Ganancia Media (Gp1)					1.063	Ganancia Media (Gp2)					10.949
Desviación estandar					0.115	Desviación estandar					1.377

Fuente: Elaboración propia.

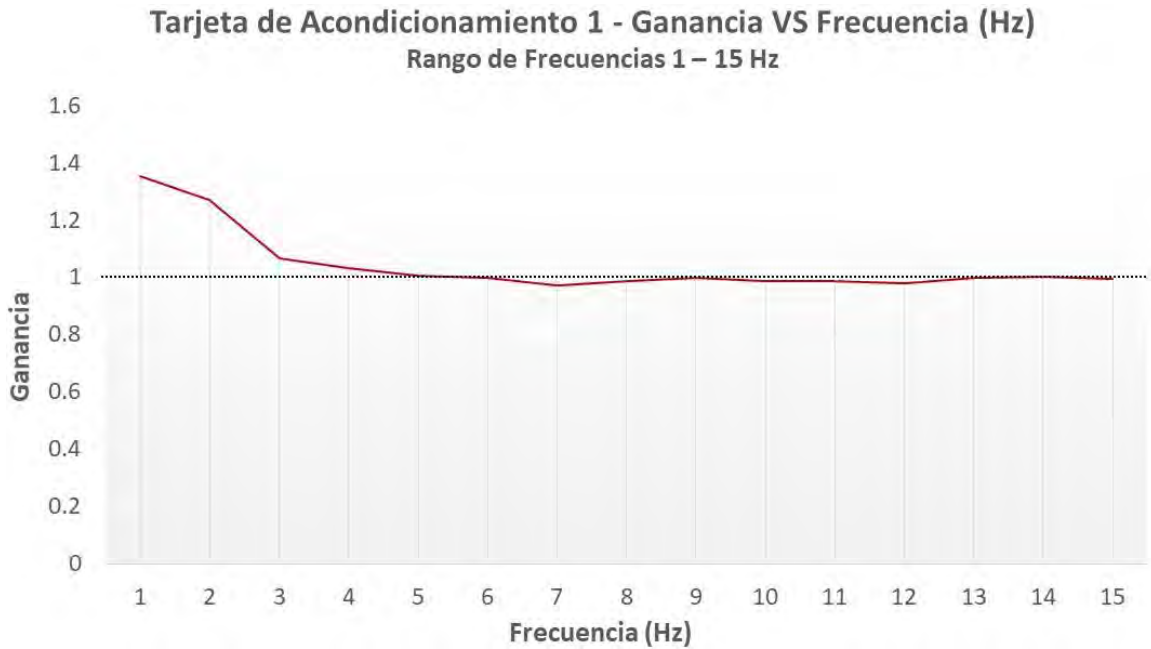


Figura 5.8: Gráfico de ganancia vs frecuencia para la tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Fuente: Elaboración propia.

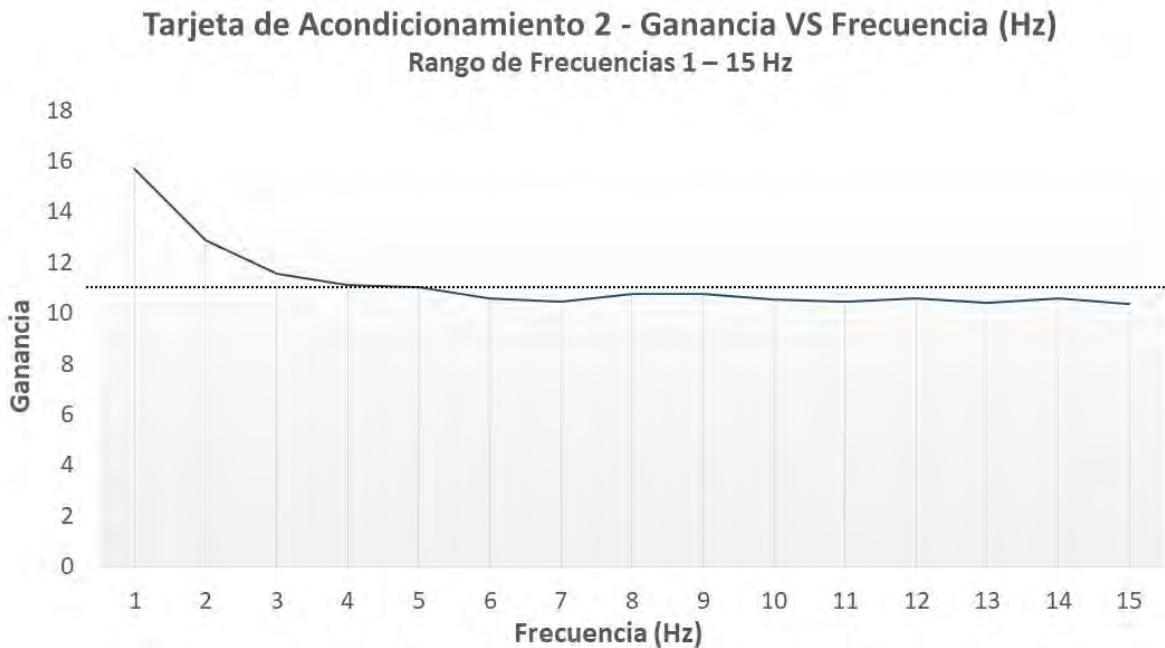


Figura 5.9: Gráfico de ganancia vs frecuencia para la tarjeta de acondicionamiento de señales 2. Fuente: Elaboración propia.

A continuación, se compara el valor de aceleración obtenido con los acelerómetros B&K contra el valor obtenido del nodo sensorial (ver **Tabla 5.11**). Para ambas tarjetas, se obtienen errores relativos de mayor grado en las primeras tres frecuencias donde la relación señal a ruido es menor. Para la tarjeta 1, la ganancia G_p es considerada como 1. Para la tarjeta 2, la ganancia G_p depende de la frecuencia. En este caso, la corrección de ganancia se realiza

dividiendo el valor correspondiente de ganancia para cada frecuencia, lo cual presenta un mayor trabajo de post procesamiento. En consecuencia, lo ideal es mantener la ganancia constante o con desviación estándar cercana a 0 para evitar esta etapa de post procesamiento que incrementa la probabilidad de error sobre algunas frecuencias.

Tabla 5.11: Resultados de error relativo entre las mediciones de aceleración con los acelerómetros B&K vs el nodo sensorial.

RESULTADOS						
Frecuencia generada por excitador (Hz)	TARJETA DE ACONDICIONAMIENTO 1			TARJETA DE ACONDICIONAMIENTO 2		
	Aceleración (mg)		Error Relativo (%)	Aceleración (mg)		Error Relativo (%)
	Promedio B&k	MEMS (LIS344ALH) / Gp1		Promedio B&k	MEMS (LIS344ALH) / Gp2	
1	2.309	3.183	37.86%	2.023	2.863	41.50%
2	9.271	11.999	29.42%	10.958	12.702	15.91%
3	24.006	26.148	8.92%	27.268	28.509	4.55%
4	44.954	47.383	5.40%	52.141	52.406	0.51%
5	73.853	75.891	2.76%	84.608	84.772	0.19%
6	110.601	112.425	1.65%	130.479	125.827	3.57%
7	158.002	156.359	1.04%	182.977	175.027	4.34%
8	30.173	30.418	0.81%	24.363	24.086	1.14%
9	37.309	37.927	1.66%	31.651	31.628	0.07%
10	45.311	45.628	0.70%	37.462	37.105	0.95%
11	52.599	52.985	0.73%	43.323	42.655	1.54%
12	57.441	57.268	0.30%	46.432	46.728	0.64%
13	59.735	60.892	1.94%	49.083	48.975	0.22%
14	60.194	61.559	2.27%	48.573	49.807	2.54%
15	60.041	60.892	1.42%	48.930	49.507	1.18%

Fuente: Elaboración propia.

La **Figura 5.10** muestra como la información recolectada con la tarjeta de acondicionamiento 2 presenta menor ruido que la recolectada con la tarjeta 1. Esta diferencia entre ambas tarjetas disminuye conforme aumenta la relación señal a ruido que es consecuencia del aumento de la frecuencia y por ende de la aceleración. A su vez, para la gráfica de la tarjeta 2 se puede observar como el filtro pasa altos evita el paso de la componente de la gravedad (1g) y por ende la señal oscila alrededor de 0g. A diferencia de la tarjeta 1, que presenta la información oscilando sobre 1g. Sin embargo, para afirmar la superioridad de la tarjeta 2 sobre la 1, es necesario que esta mantenga una ganancia más estable sobre el ancho de banda útil.

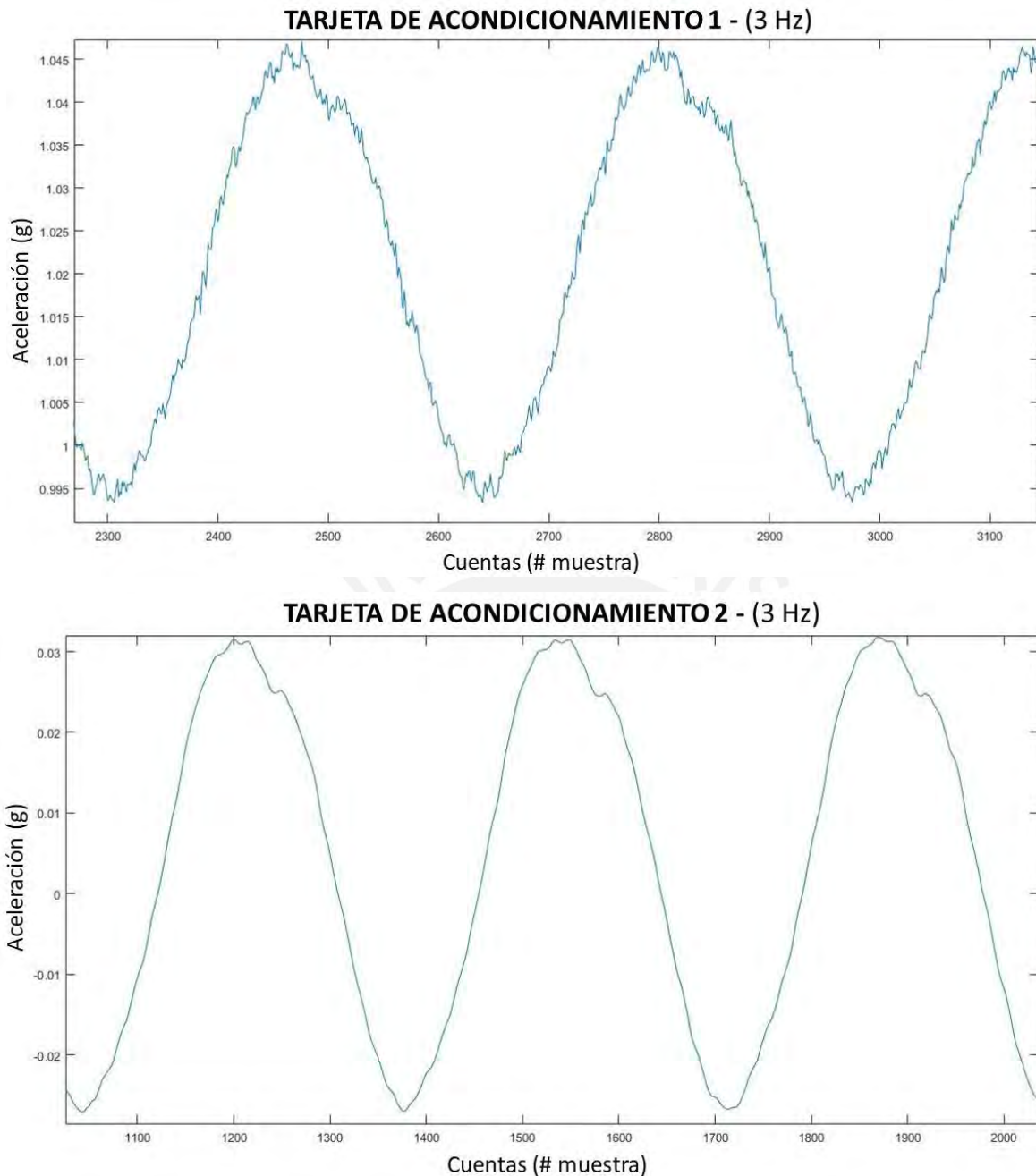


Figura 5.10: Grafica de señal de aceleración con frecuencia de 3Hz para las dos tarjetas de acondicionamiento de señales. Fuente: Elaboración propia.

5.3 Análisis de Resolución.

En esta prueba, se determina el ruido máximo que el nodo sensorial de aceleración presenta y, por lo tanto, la resolución o valor mínimo de aceleración que es capaz de detectar. Existen tres fuentes de ruido que se deben tener en consideración: i) Ruido eléctrico, ii) Ruido mecánico y iii) Ruido electromagnético. Se pretende minimizar el ruido mecánico lo máximo posible, para obtener un aproximado del ruido eléctrico total del sistema. Con el fin de mostrar la evolución

en el diseño de las tarjetas de acondicionamiento de señales, se presentarán los resultados de los tres diseños principales. Para la última prueba, se utilizará una mesa estabilizadora especial para filtrar vibraciones mecánicas ambientales y obtener un resultado más preciso reduciendo aún más el ruido mecánico. El cálculo para determinar la resolución de la aceleración se basa en la nota de aplicación para la caracterización de un acelerómetro por la compañía NXP Semiconductors (ver **Tabla 5.12**) [88]. Las especificaciones y equipos requeridos se encuentran en la **Tabla 5.13**.

Tabla 5.12: Fórmulas más importantes para el cálculo de la resolución efectiva de aceleración del nodo sensorial.

Fórmulas	
Cálculo de la desviación estándar (STD). Donde x_i es un valor adquirido por el ADC con $0 < i < 10000$ y u es el promedio de los 10000 datos.	$STD_{(V)} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=0}^n (x_i - u)^2}$
Cálculo del Ruido RMS en unidades de voltaje (V) es igual a la desviación estándar dividido entre la sensibilidad del sensor (0.66 V/g).	$N_{RMS(g)} = \frac{STD}{0.66}$
La Relación señal a ruido es expresada en decibelios (dB). En este caso, se refiere al valor RMS de la señal de entrada en escala completa (rango dinámico máximo = 2g) sobre el ruido NRMS obtenido del cálculo previo.	$SNR_{(dB)} = 20 \log\left(\frac{2g}{\sqrt{2} N_{RMS}}\right)$
Cálculo del valor SNR (dB), se calcula la cantidad de bits reales, es decir, los bits que no se ven afectados por el ruido.	$n_{(bits)} = \frac{SNR_{dB} - 1.76}{6.02}$
Cálculo del valor real de resolución de aceleración que el sistema puede discernir basado en el piso máximo de ruido medido.	$Res_{(g)} = \frac{4g}{2^n}$

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.13: Especificaciones y equipos requeridos para realizar el análisis de resolución utilizando la mesa estabilizadora NEWPORT.

Especificaciones	Equipos requeridos
Número de veces que se realizó la prueba: x15.	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Número de muestras por prueba: x10000.	STEVAL-MKI015V1 con micro acelerómetro LIS344ALH.
Velocidad de adquisición de datos del ADC: 1000 Hz.	Tarjeta de acondicionamiento de señales 1 (diseño propio).
Resolución del ADC: 14 bits.	Tarjeta de acondicionamiento de señales 2 (diseño propio).
Velocidad de transmisión y recepción de datos seriales: 57600 bps.	Mesa estabilizadora NEWPORT Serie: I-2000.
Calcular la desviación estándar, el ruido RMS, los bits efectivos (ENOB) y la resolución real en mg de cada grupo de 10000 muestras.	Laptop con software MATLAB para adquirir y procesar los datos seriales enviados por el microcontrolador.

Fuente: Elaboración propia.

La primera tarjeta de acondicionamiento de señales 0 fue diseñada inicialmente para ser colocada sobre la superficie del objeto de estudio. Esto implica que la señal de alimentación y de datos debía ser transmitida a través de cables desde la tarjeta con el microcontrolador hasta la tarjeta de acondicionamiento (ver **Figura 5.11**). Se realizaron los ensayos de ruido adhiriendo la superficie de la tarjeta a la superficie de estudio usando cera de abeja.



Figura 5.11: Tarjeta MSP-EXP432P401R conectada a la primera tarjeta de acondicionamiento de señales 0 diseñada. Adhesión con cera de abeja en la parte posterior.

El resultado de resolución para la primera tarjeta de acondicionamiento 0 es de casi 3 mg (ver **Tabla 5.14**). Como se requiere de una resolución efectiva alrededor de 1mg, se propone afinar el diseño de la tarjeta de acondicionamiento.

Tabla 5.14: Resultado de ruido RMS, bits útiles (ENOB) y resolución real del primer diseño de la tarjeta de acondicionamiento de señales 1.

# Veces	15
Total Datos	15360
RESULTADOS	
# PRUEBA	TARJETA DE ACONDICIONAMIENTO 0
NRMS MEDIA (mg)	0.86208
SNR(dB)	64.29934
ENOB (bit)	10.38859468
RESOLUCIÓN (mg)	2.984

Fuente: Elaboración propia.

Los siguientes dos diseños se encuentran descritos en el Capítulo 4. Ambos diseños utilizan vías metalizadas para conectar ambas capas de tierra en el circuito y eliminan el ruido eléctrico y mecánico producido por los cables al encajar directamente sobre los pines de conexión de la tarjeta MSP-

EXP432P401R (**Figura 5.12**). Con el fin de disminuir aún más la influencia de vibraciones externas, se realiza el mismo ensayo colocando el nodo sensorial sobre una mesa estabilizadora marca NEWPORT serie I-2000 (ver **Figura 5.13**). Además, se aplica el filtro FIR pasa bajos con frecuencia de corte en 20 Hz.

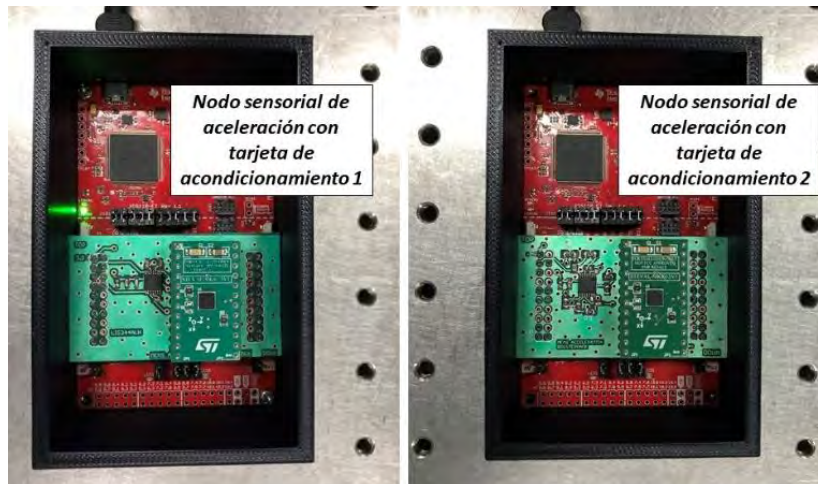


Figura 5.12: Izq. Nodo sensorial con tarjeta de acondicionamiento 1. Der. Nodo sensorial con tarjeta de acondicionamiento 2. Ambos sobre mesa estabilizadora. Fuente: Elaboración propia.

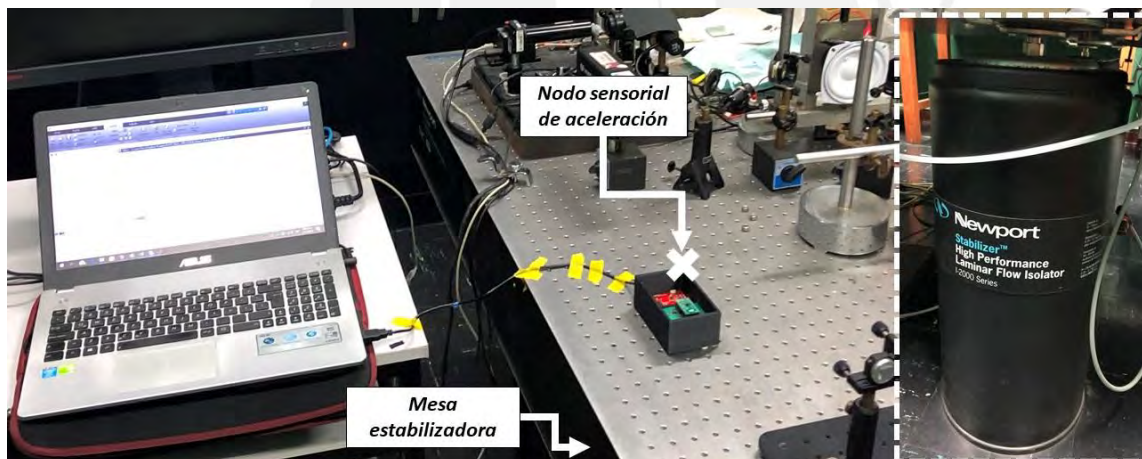


Figura 5.13: Nodo sensorial de aceleración sobre mesa estabilizadora NEWPORT Serie I:2000. Fuente: Elaboración propia.

De la tabla de resultados **Tabla 5.15**, advertimos que la tarjeta de acondicionamiento 1 con el filtro digital FIR con frecuencia de corte en 20 Hz tiene un mejor resultado que la tarjeta de acondicionamiento 2 con filtro analógico en 38 Hz. Además, la tarjeta 2 con el filtro FIR no muestra una mejora sustancial, y eso se debe a que ambas frecuencias de corte (digital como analógica) son cercanas. Para reducir el ruido, ya no es posible disminuir aún más el ancho de banda, ya que 20 Hz es el mínimo ancho de banda permitido para aplicaciones de monitoreo estructural. Por ello, se deben utilizar métodos de sobre muestreo

y decimación para lograr una mayor cantidad de bits efectivos (mayor a 12 bits). A su vez, la señal debe ser amplificada con un mayor factor de ganancia para mantenerse por encima del ruido de cuantización.

Tabla 5.15: Resultados del ensayo realizado usando la mesa estabilizadora NEWPORT serie I-2000. Se muestra la comparación entre los resultados de resolución para las últimas dos tarjetas de acondicionamiento de datos diseñadas con y sin aplicación de filtro digital tipo FIR.

# Veces	15			
Total Datos	153600			
RESULTADOS				
# PRUEBA	TARJETA DE ACONDICIONAMIENTO 1		TARJETA DE ACONDICIONAMIENTO 2	
	N RMS (mg)	N RMS con FIR (mg)	N RMS (mg)	N RMS con FIR (mg)
NRMS MEDIA (mg)	0.635160	0.304120	0.309247	0.293587
SNR (dB)	66.952637	73.349400	73.204199	73.655573
ENOB (bit)	10.829342	11.891927	11.867807	11.942786
RESOLUCIÓN con FIR (mg)	2.198	1.053	1.070	1.016

Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, se realiza un análisis espectral de potencia para las señales de ruido obtenidas utilizando la primera tarjeta de adquisición de datos. En la **Figura 5.14** se aprecia la respuesta de atenuación de primer orden del filtro pasa bajos con frecuencia de corte en 150 Hz. Además, se identifican picos de ruido elevados en las frecuencias de 60 Hz y sus primeros armónicos. Esto se debe a interferencia electromagnética producida por la red eléctrica y captadas por el circuito analógico. Por ello, se considera sumamente importante aislar el circuito con una jaula de Faraday para eliminar interferencias electromagnéticas (ver **Figura 5.15**). Finalmente, la **Figura 5.16** muestra como la interferencia electromagnética es reducida encerrando el circuito dentro de una caja de metal y conectando el valor de referencia (GND) a la carcasa metálica.

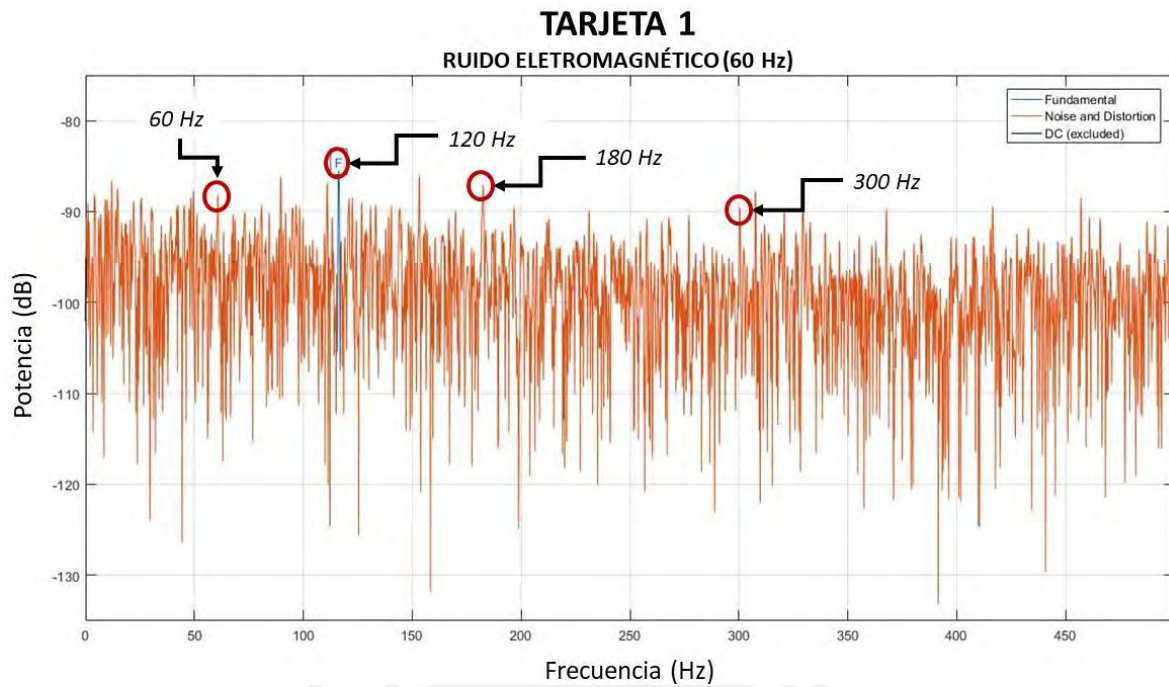


Figura 5.14: Gráfica del espectro de frecuencias de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Muestra los picos de interferencia en 60 Hz y sus armónicos, producido por la red eléctrica. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.

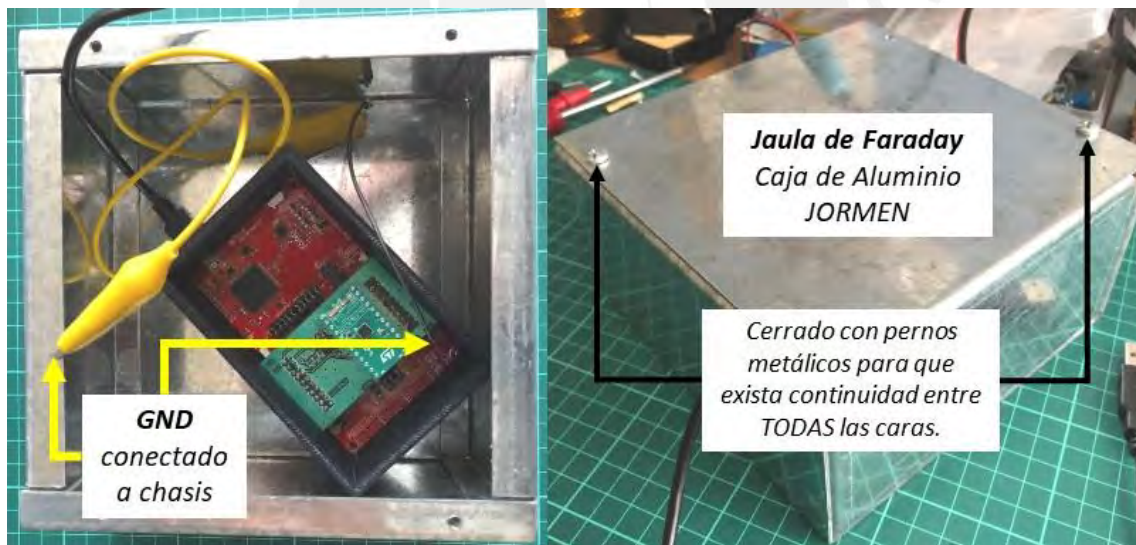


Figura 5.15: Izq. Valor de referencia (GND) del nodo sensorial con tarjeta de acondicionamiento 1 en contacto con el chasis metálico que encierra al nodo sensorial. Der. Caja de aluminio completamente cerrada. Fuente: Elaboración propia.

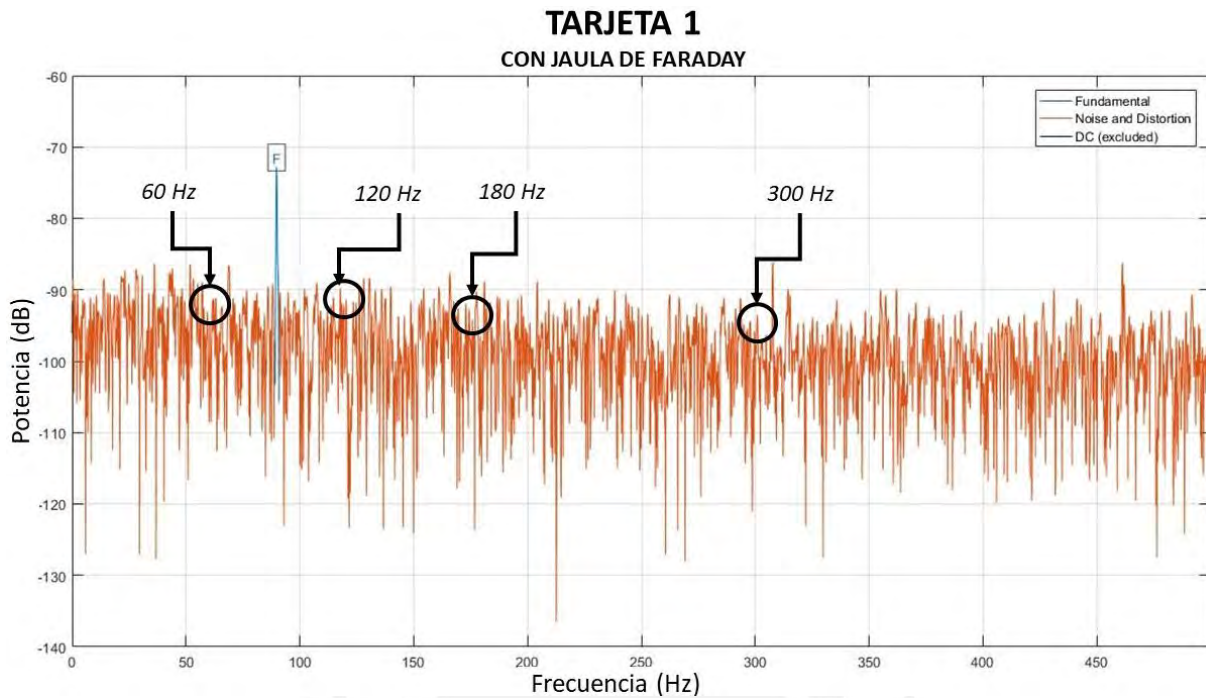


Figura 5.16: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de acondicionamiento de señales 1 utilizando una jaula de Faraday. Muestra los picos de interferencia en 60 Hz y sus armónicos atenuados. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.

5.4 Procesamiento de las Señales de Aceleración.

5.4.1 Filtrado de las señales de aceleración.

En esta prueba se desea analizar cómo las etapas de filtrado analógico y digital son importantes para disminuir el ruido y aumentar la resolución del sistema. Para ello, se coloca el nodo sensorial sobre la superficie del excitador de vibración magnético permanente Brüel & Kjær - Tipo 4808. La información de aceleración es recolectada y procesada en MATLAB. Cada una de las siguientes cuatro figuras, muestran el espectro de frecuencia de 10000 datos de aceleración recolectados para una señal de excitación de 1 Hz. Se calcula el parámetro SINAD (Relación señal a ruido y distorsión) que mide la calidad de la señal frente a perturbaciones como ruido y distorsión. Para la tarjeta de acondicionamiento 1, se obtiene un SINAD de 5.27 dB únicamente con la etapa de filtrado analógico con frecuencia de corte en 150 Hz (ver **Figura 5.17**). Aplicando el filtro FIR con frecuencia de corte en 20 Hz el SINAD aumenta a 13.59 dB (ver **Figura 5.18**). Con respecto a la tarjeta de acondicionamiento 2, se obtiene un SINAD de 11.89 dB únicamente con el filtro analógico (ver **Figura 5.19**) y se logra un SINAD de 14.68 dB con un filtro FIR (ver **Figura 5.20**). Al igual que en el análisis de ruido,

se puede observar como el resultado de la tarjeta 1 con filtro FIR se asemeja al resultado de la tarjeta 2 sin ningún procesamiento adicional. Finalmente, en todos los casos, la magnitud de la frecuencia fundamental de 1 Hz se mantiene. Sin embargo, el piso del ruido disminuye, siendo la tarjeta 2 con filtro FIR la que menor nivel de ruido presenta.

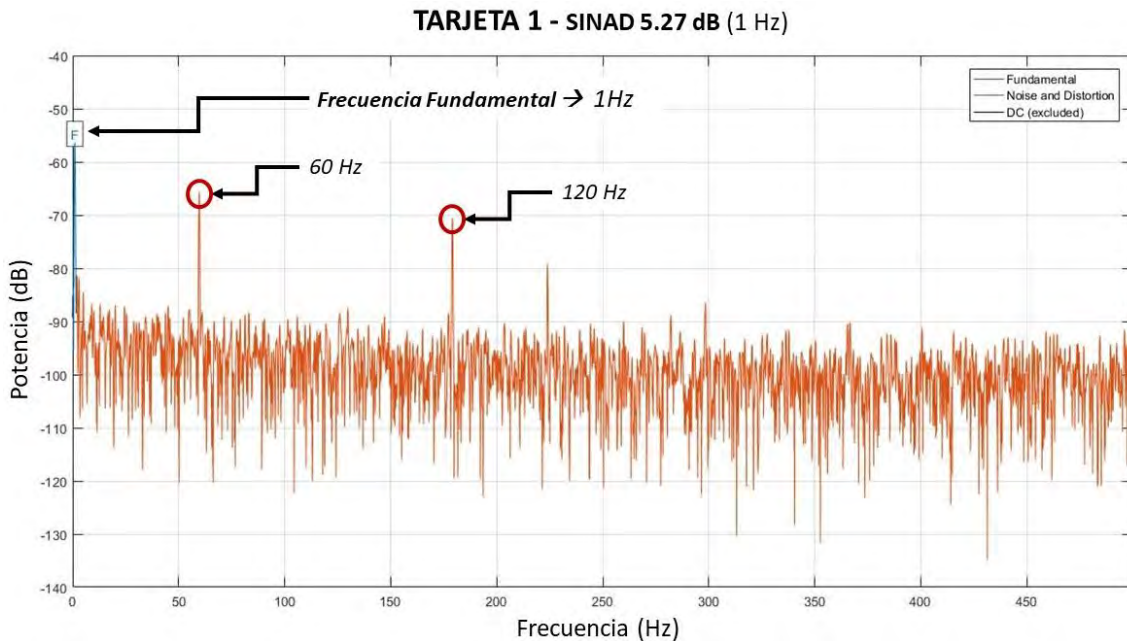


Figura 5.17: Gráfica del espectro de frecuencia obtenida con la tarjeta de acondicionamiento de señales 1 para una señal de 1Hz. Componente DC excluida. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.

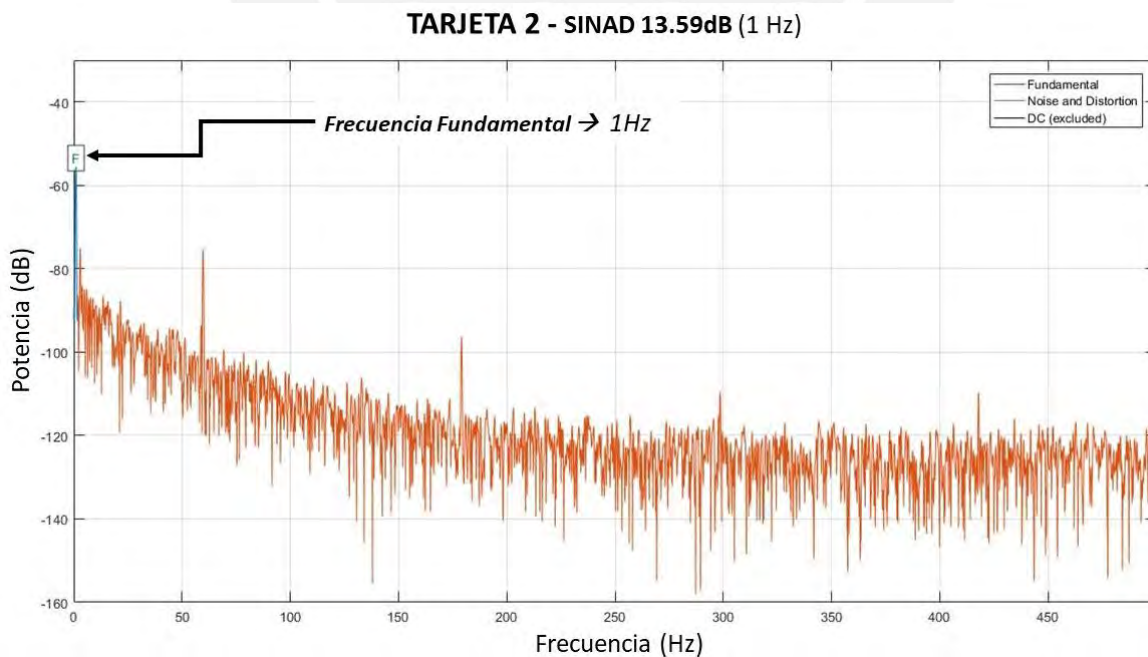


Figura 5.18: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de acondicionamiento de señales 2 para una señal de 1Hz. Componente DC excluida. Fuente: Elaboración propia usando MATLAB.

TARJETA 1 - FIR 38 TAPS - SINAD 11.89 dB (1 Hz)

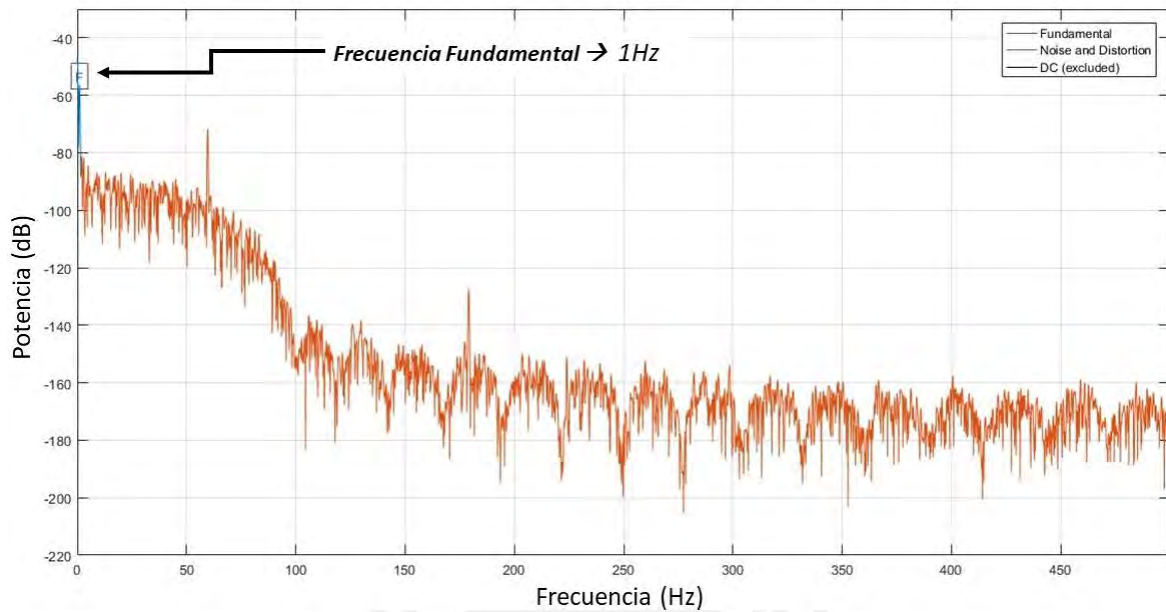


Figura 5.19: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de acondicionamiento de señales 1 con filtro FIR para una señal de 1Hz. Componente DC excluida. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.

TARJETA 2 - FIR 38 TAPS - SINAD 14.68 dB (1 Hz)

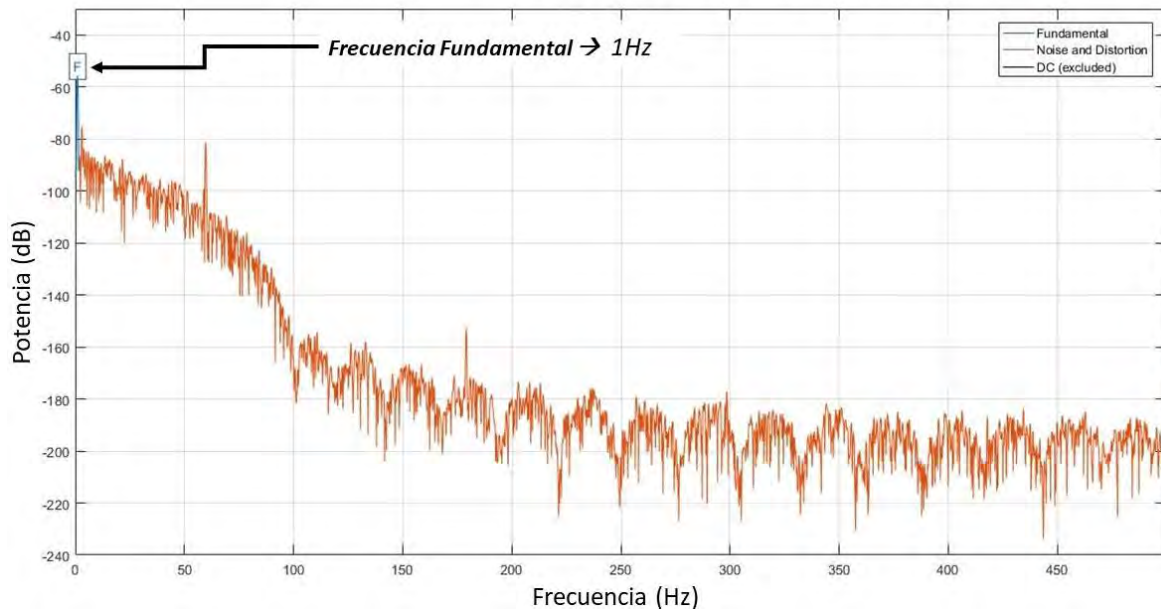


Figura 5.20: Gráfica del espectro de frecuencia de la señal de ruido obtenida con la tarjeta de acondicionamiento de señales 2 para una señal de 1Hz con filtro FIR. Componente DC excluida. Fuente: Elaboración propia usando el programa MATLAB.

5.4.2 Detección de frecuencias fundamentales de vibración.

Esta prueba corrobora el funcionamiento de la transformada rápida de Fourier (FFT) como parte del procesamiento realizado en el microcontrolador para detectar la frecuencia fundamental de una señal. Se utilizará un generador de

señales con una señal sinusoidal que se variará en frecuencia cada 0.25 Hz para analizar el resultado (ver **Figura 5.21**). La **Tabla 5.16** presenta las características de la prueba.

Tabla 5.16: Especificaciones y equipos requeridos para corroborar el funcionamiento de la FFT bajo tonos sinusoidales puros.

Especificaciones	Equipos requeridos
Número de muestras promediadas por prueba: x10.	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Tamaño de la FFT: Búfer de 2048 datos + 2048 ceros.	
Frecuencia de muestreo: 1000 Hz.	Osciloscopio Tektronix y punta de medición.
Ancho de banda evaluado: 0 a 10 Hz.	
Velocidad de transmisión: 57600 bps.	Generador de señales Tektronix y punta de generador.
Comprobar que se puede determinar la frecuencia fundamental de un tono por medio de la FFT programada en el microcontrolador. Determinar el error relativo de la magnitud y de la frecuencia observada vs la real.	Laptop con software MATLAB para adquirir y procesar los datos seriales enviados por el microcontrolador.

Fuente: Elaboración propia.

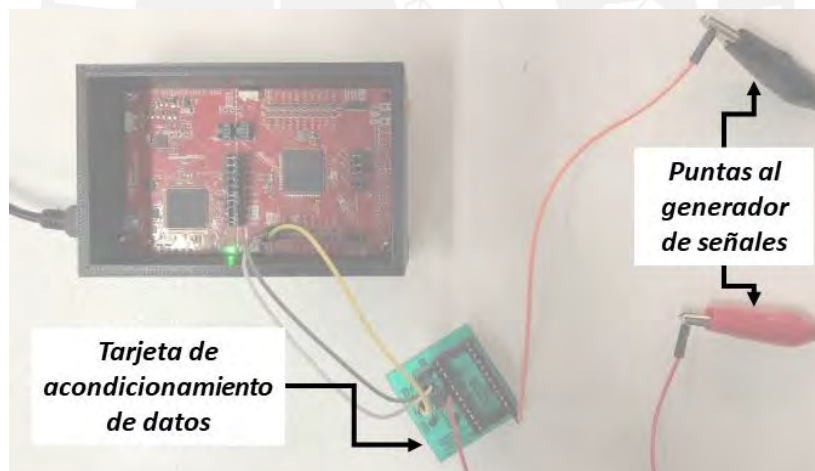


Figura 5.21: Configuración de los elementos necesarios para realizar la prueba de funcionamiento de la FFT usando un generador de señales sinusoidales. Fuente: Elaboración propia.

Se observa en los resultados de la tabla en el **Anexo 1** que los bins de frecuencia espaciados 0.25 Hz uno de otro, son correctamente detectados para el ancho de banda evaluado de 0 a 10 Hz. Además, el máximo error relativo para la detección de frecuencias es de 2.3% como máximo. En cuanto al cálculo de la magnitud de la FFT, en la tabla previa se puede observar que para una entrada de 50 mVp se observa una salida de 30 mVp en todo el ancho de banda evaluado. Esto se debe a que se calcula la transformada de Fourier FFT real y no compleja y por

ello existe un error proveniente de no considerar la energía de la parte imaginaria. Para calcular la constante de corrección, se varía la amplitud de entrada y se observa la salida. En base a esta prueba, se corrobora que el factor de error en magnitud no varía drásticamente conforme se aumenta la amplitud de la señal de entrada (ver **Tabla 5.17**).

Tabla 5.17: Cálculo de la constante de corrección como el cociente de la amplitud de la señal de entrada y la magnitud observada de la FFT.

Voltaje Entrada (mVp)	50	100	150	200	250
Magnitud Observada (mVp)	30	60.8	94.4	121.4	155.8
Constante de corrección	1.67	1.64	1.59	1.65	1.60

Fuente: Elaboración propia.

Una vez corroborado el funcionamiento de la FFT para señales conocidas de voltaje y frecuencia, se realiza el ensayo de vibraciones utilizando el micro acelerómetro con la tarjeta de acondicionamiento de señales 2. En esta prueba, se utilizó el excitador de vibración Tipo 4808 de Brüel & Kjær para generar frecuencias de oscilación entre 2 y 10 Hz realizando la toma de datos cada 0.25 Hz (ver **Figura 5.22**). Además, se empleó el acelerómetro sísmico de B&K tipo 8340 para obtener las amplitudes de las aceleraciones y compararlas contra la magnitud de la FFT. La **Tabla 5.18** presenta las características de la prueba.

Tabla 5.18: Especificaciones y equipos requeridos para corroborar la detección de las frecuencias fundamentales de un modo de vibración.

Especificaciones	Equipos requeridos
Número de muestras promediadas por prueba: x10.	Tarjeta de evaluación MSP-EXP432P401R.
Tamaño de la FFT: Búfer de 2048 datos + 2048 ceros.	STEVAL-MKI015V1 con micro acelerómetro LIS344ALH.
Frecuencia de muestreo: 1000 Hz.	
Ancho de banda evaluado: 0 a 10 Hz.	Tarjeta de acondicionamiento de señales 2 (diseño propio).
Velocidades de transmisión: 57600 bps.	Acelerómetro Sísmico Brüel & Kjær - Tipo 8340
Comprobar que se puede determinar la frecuencia fundamental de una señal de vibración con el uso del micro acelerómetro y el cálculo de la FFT en el mismo microcontrolador.	
	Excitador de vibración magnético permanente Brüel & Kjær - Tipo 4808

Fuente: Elaboración propia.

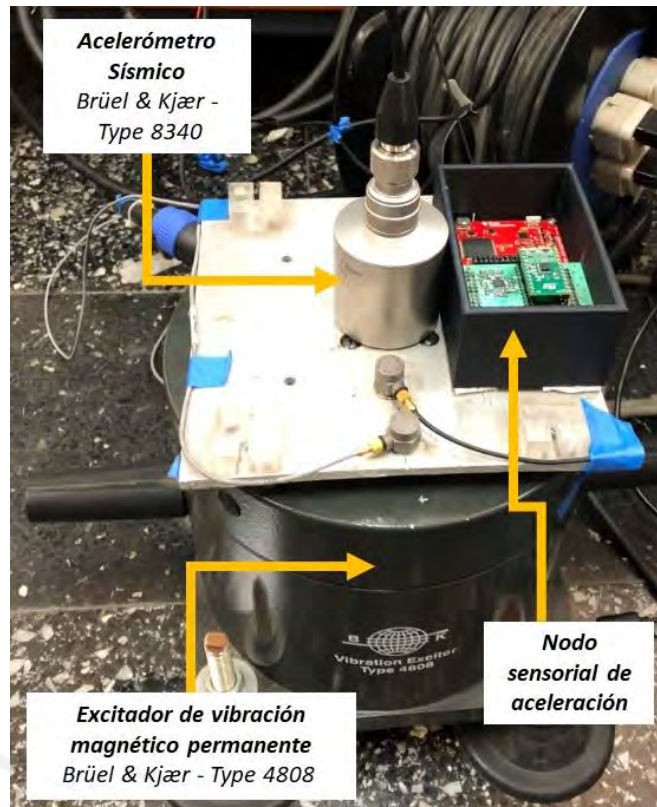


Figura 5.22: Elementos involucrados en la prueba de detección de frecuencias fundamental de aceleración. Fuente: Elaboración propia.

Los resultados de la FFT para frecuencias de 2 a 10 Hz se muestran en la **Tabla 5.19**. Al igual que para el ensayo previo con el generador de señales, el nodo sensorial fue capaz de detectar frecuencias con una resolución de 0.25 Hz y error relativo máximo de 2.34% con excepción de 9.8% para la primera muestra en 2Hz. Por otro lado, la magnitud corregida de la FFT presenta un error relativo máximo de 33.96%. Sin embargo, para más de la mitad de las frecuencias evaluadas, el error relativo es menor a 10%.

Tabla 5.19: Resultado del ensayo de la FFT para detectar frecuencias fundamentales de una señal de vibración.

# Muestras (promedio)	10	Tamaño FFT - 4096 (2048 Zero-padding)			
FFT RESULTADOS					
Frecuencia Generada (Hz)	Bin de Frecuencia Observada (Hz)	Error Relativo (Frecuencia)	Aceleración (mg)		
			FFT LIS344ALH (Magnitud corregida)	B&K TYPE 8340	Error Relativo (Magnitud)
2	2.197	9.86%	2.822	4.077	30.78%
2.25	2.197	2.34%	5.645	5.097	10.75%
2.5	2.441	2.34%	5.409	6.830	20.80%
2.75	2.686	2.34%	5.174	8.124	36.31%
3	2.930	2.34%	6.833	9.857	30.68%
3.25	3.174	2.34%	8.011	12.130	33.96%
3.5	3.418	2.34%	10.132	13.354	24.13%
3.75	3.662	2.34%	13.666	15.698	12.94%
4	3.906	2.34%	15.122	18.247	17.12%
4.25	4.150	2.34%	20.556	20.999	2.11%
4.5	4.395	2.34%	23.345	23.242	0.44%
4.75	4.639	2.34%	25.731	26.402	2.54%
5	4.883	2.34%	28.886	28.746	0.49%
5.25	5.127	2.34%	32.135	32.518	1.18%
5.5	5.371	2.34%	33.677	35.882	6.15%
5.75	5.615	2.34%	38.657	39.653	2.51%
6	5.859	2.34%	42.293	43.731	3.29%
6.25	6.104	2.34%	46.308	46.993	1.46%
6.5	6.592	1.41%	50.371	51.988	3.11%
6.75	6.836	1.27%	54.886	56.779	3.33%
7	7.080	1.14%	59.733	61.264	2.50%
7.25	7.324	1.02%	56.866	66.157	14.04%
7.5	7.568	0.91%	69.530	71.356	2.56%
7.75	7.813	0.81%	75.001	76.045	1.37%
8	8.057	0.71%	3.841	3.884	1.10%
8.25	8.301	0.62%	4.561	4.608	1.01%
8.5	8.545	0.53%	4.801	4.985	3.68%
8.75	8.789	0.45%	5.449	5.882	7.35%
9	9.033	0.37%	5.604	5.963	6.02%
9.25	9.277	0.30%	5.974	6.065	1.50%
9.5	9.521	0.23%	6.349	6.514	2.53%
9.75	9.766	0.16%	6.712	6.636	1.14%
10	10.010	0.10%	6.728	7.554	10.93%

Fuente: Elaboración propia.

Se presentan los datos que transmite el nodo sensorial a MATLAB operando en el MODO 2. En la **Figura 5.23** se presenta el cálculo de la FFT para una señal de vibración que oscila a 7.5 Hz. Se pueden apreciar los datos transmitidos del resultado del cálculo de la FFT para un ancho de banda de 50 Hz, donde el bin de frecuencia número 205 equivale a la frecuencia de 50 Hz debido a que cada bin tiene una resolución de 0.244 Hz (Frecuencia de Muestreo / Tamaño FFT).

Además, la magnitud de la FFT es convertida a unidades de gravedad (mg) de la siguiente manera:

$$\text{Magnitud Corregida} = \frac{\text{Magnitud}_{FFT}}{0.66 \times Gp_2} \times \text{Constante Corrección (1.65)}$$

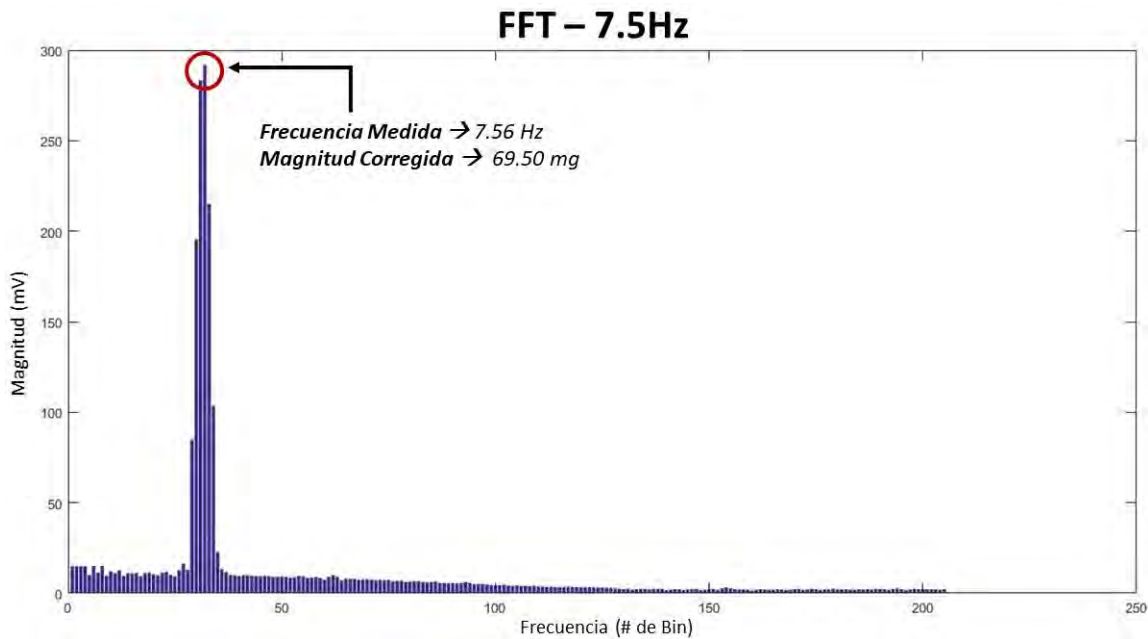


Figura 5.23: Muestra el resultado de la FFT procesada en el microcontrolador para una frecuencia de oscilación de 7.5 Hz producida por el excitador. Fuente: Elaboración propia.

Posteriormente, se realizó un ensayo generando dos frecuencias al mismo tiempo con el mismo excitador de vibraciones. Este ensayo tiene como propósito determinar cuál es el espacio mínimo en frecuencia para dos señales distintas para el cual se pueden diferenciar ambas frecuencias fundamentales. Se determina que, para señales espaciadas 1 Hz en frecuencia se observa el traslape de tres de los bins de fuga de energía espectral que corresponden a las dos frecuencias fundamentales (ver **Figura 5.24**), sin embargo, aún es posible diferenciar los picos de las frecuencias fundamentales. Finalmente, para una separación de 0.5 Hz existe un traslape de ambas frecuencias (ver **Figura 5.25**). Si bien aún se pueden identificar la existencia de ambas frecuencias fundamentales, la magnitud de cada una de estas por separado solo se puede estimar. Para aumentar el espacio entre ambas frecuencias fundamentales se

necesita mayor resolución en frecuencia, por lo que el tamaño de la FFT debe aumentar o la frecuencia de muestreo debe disminuir.

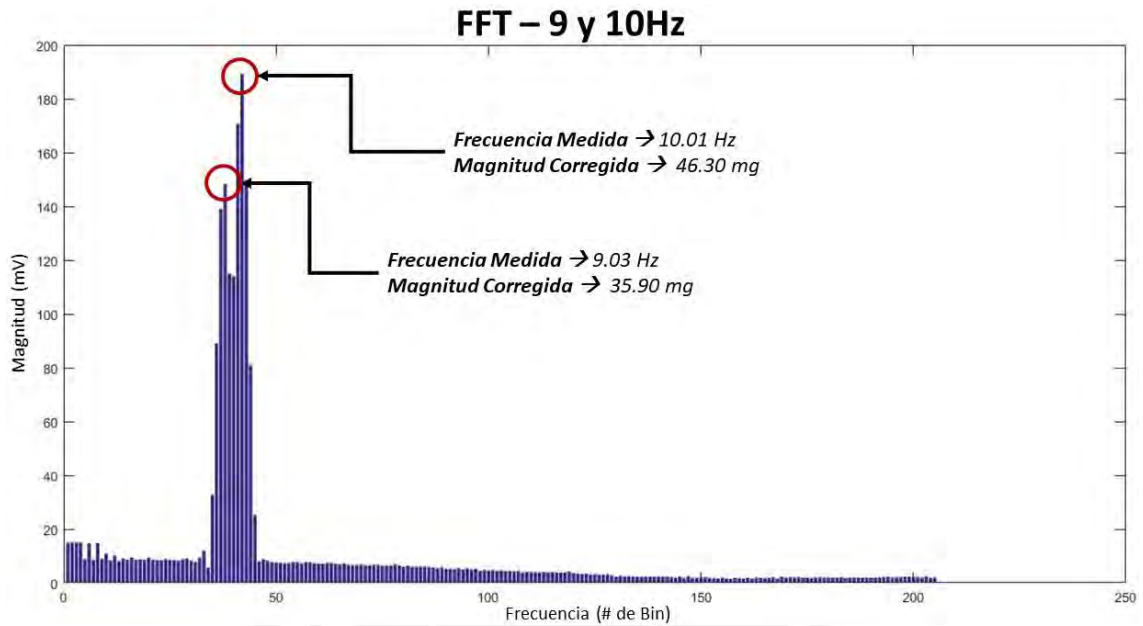


Figura 5.24: Muestra el resultado de la FFT procesada en el microcontrolador para dos señales con frecuencias de oscilación de 9 Hz y 10 Hz producida por el excitador. Fuente: Elaboración propia.

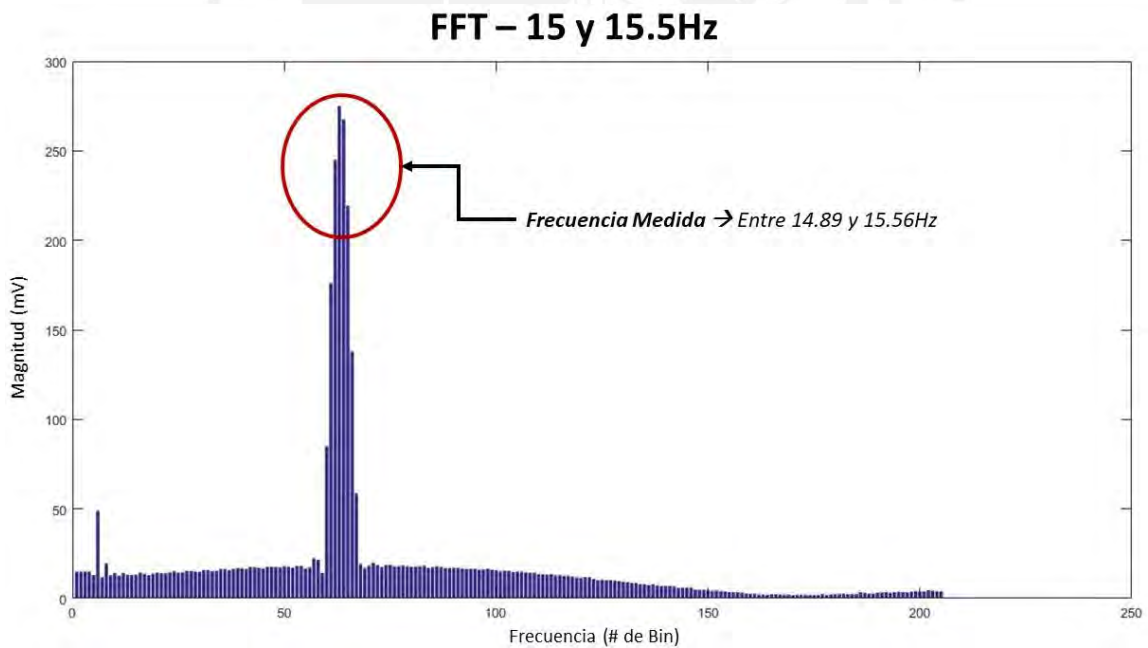


Figura 5.25: Muestra el resultado de la FFT procesada en el microcontrolador para dos señales con frecuencia de oscilación de 15 Hz y 15.5 Hz producida por el excitador. Fuente: Elaboración propia.

5.5 Diagrama de Tiempos.

A continuación, se muestra la estructura de los dos modos de funcionamiento, así como la distribución de tiempos para cada una de sus tareas realizadas. Los periodos de duración de cada tarea correspondiente a cada modo de operación se obtuvieron a través del uso del osciloscopio midiendo un pin digital de salida programado para activar un pulso de la misma duración de la tarea.

El **MODO 1** (ver **Figura 5.26**) implementa un filtro digital tipo FIR de configuración ventana de Kaiser a los datos almacenados en el Buffer 1 o 2. Inmediatamente después, transmite los datos hacia el nodo coordinador. Esto le otorga un tiempo en modo de ahorro de energía de (50 ms).

El **MODO 2** (ver **Figura 5.27**) implementa el mismo filtro FIR sobre ambos buffers y los almacena en otro buffer de tamaño 4096 especial para iniciar el proceso de cálculo de la FFT. De esta forma, este último buffer cuenta con 2048 datos de aceleración y 2048 ceros. Con el buffer de 4096 datos lleno, se pasa a multiplicar por una ventana de Hamming en el dominio del tiempo para después calcular la transformada rápida de Fourier (FFT) usando comandos de la librería CMSIS-DSP especial para Cortex M. Inmediatamente después, se calcula la magnitud de la FFT y se transmite únicamente el ancho de banda útil para la aplicación, es decir, de 0 a 50 Hz. Este último modo es el más complejo, sin embargo, es el que pasa más tiempo en modo de ahorro de energía.

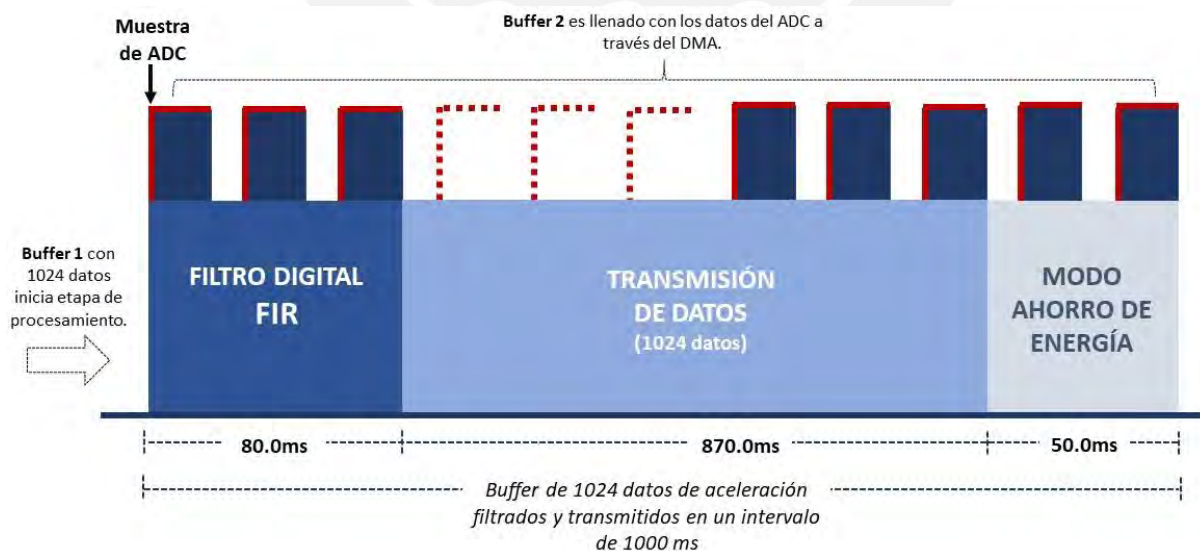


Figura 5.26: Estructura y diagrama de tiempos del primer modo de funcionamiento (**MODO 1**) del nodo sensorial de aceleración. En este modo se transmiten los datos de aceleración filtrados por un filtro digital tipo FIR al nodo coordinador. Fuente: elaboración propia.

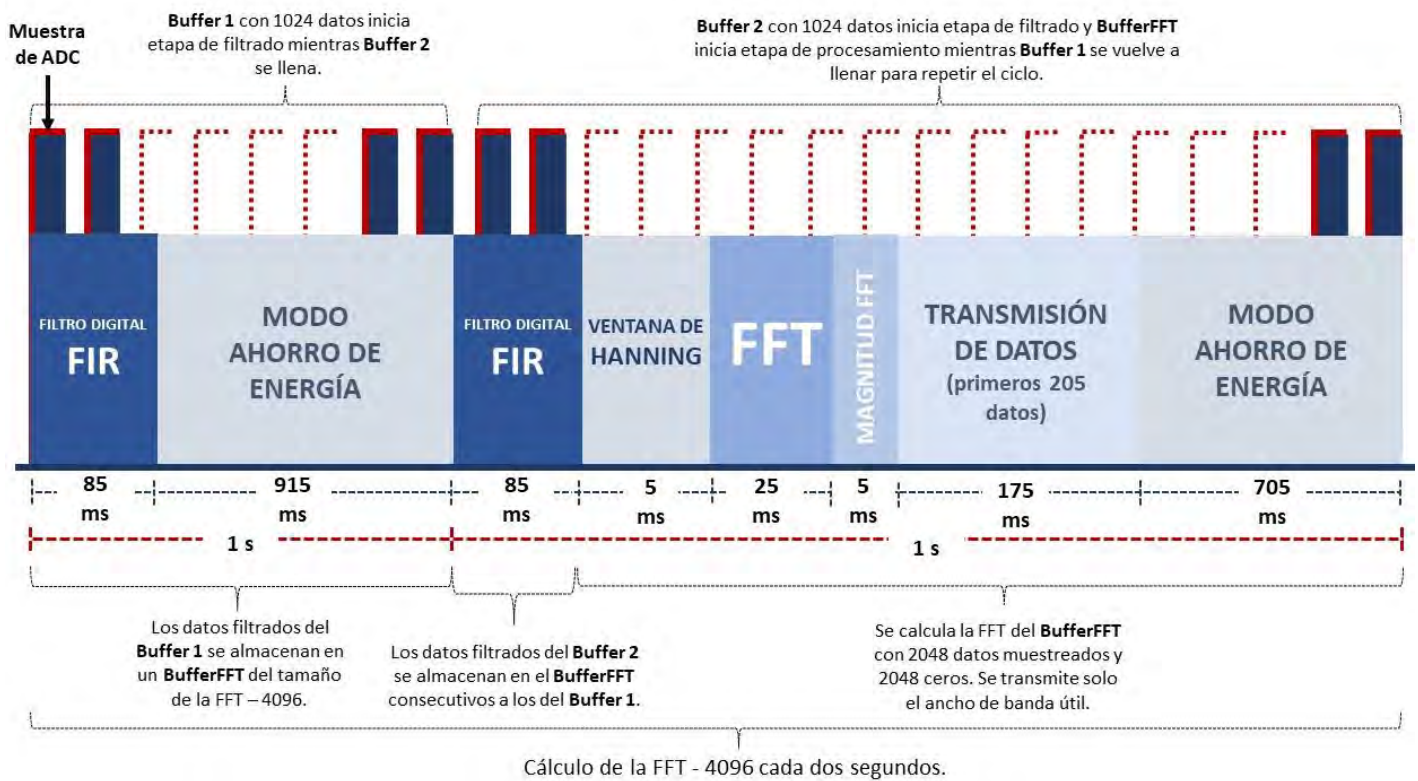


Figura 5.27: Estructura y diagrama de tiempos del segundo modo de funcionamiento (**MODO 2**) del nodo sensorial de aceleración. En este modo se transmite el ancho de banda útil del resultado de la FFT con tamaño 4096. Fuente: elaboración propia.

5.6 Consumo Energético: MODO 1 vs MODO 2.

A continuación, se analiza el consumo energético de las tareas realizadas por el nodo sensorial de aceleración utilizando el programa Energy Trace de CCS v.8 con el objetivo de comparar el consumo de ambos modos de operación. Cabe resaltar que el consumo de energía para transmitir datos seriales a través del XBEE no puede ser medido por este programa ya que su alimentación se deriva directamente de los 5 VDC del regulador de voltaje y estos no son evaluados por el programa Energy Trace. La **Figura 5.28** muestra que el nodo sensorial trabajando en el MODO 1 pasa mayor tiempo filtrando y transmitiendo datos bajo un consumo medio de 28 mW, mientras que en modo de ahorro de energía (CPU apagado y DMA activado) se consumen 13 mW por actividades realizadas únicamente por el DMA y ADC. Por otro lado, la **Figura 5.29** muestra que el nodo trabajando en el MODO 2 de operación presenta un pico de consumo de 35 mW que pertenece al cálculo de la FFT, sin embargo, este tiempo es muy reducido (5ms). Además, a diferencia del MODO 1, este modo se mantiene un mayor tiempo en modo de ahorro de energía. La **Tabla 5.20** presenta la comparación

entre ambos MODOS de operación. De este análisis se concluye que el procesamiento local de los datos de aceleración tiene un alto impacto sobre el tiempo de vida del nodo sensorial, presentando el MODO 2 una autonomía energética de 50% más larga que el MODO 1. Esto es consecuencia de que el nodo sensorial ahorra energía al apagar el CPU y al transmitir 5 veces menos datos.

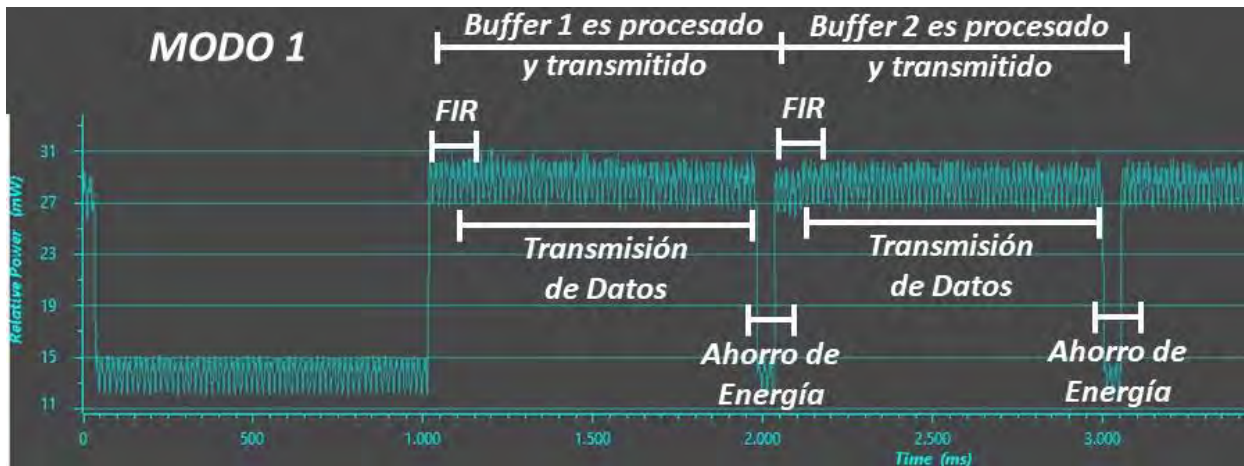


Figura 5.28: Gráfica de potencia vs tiempo para el análisis del consumo de energía para cada tarea del modo de operación MODO 1. Transmisión de datos por cable USB y uso de tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Fuente: elaborado en EnergyTrace de Code Composer Studio V.8.

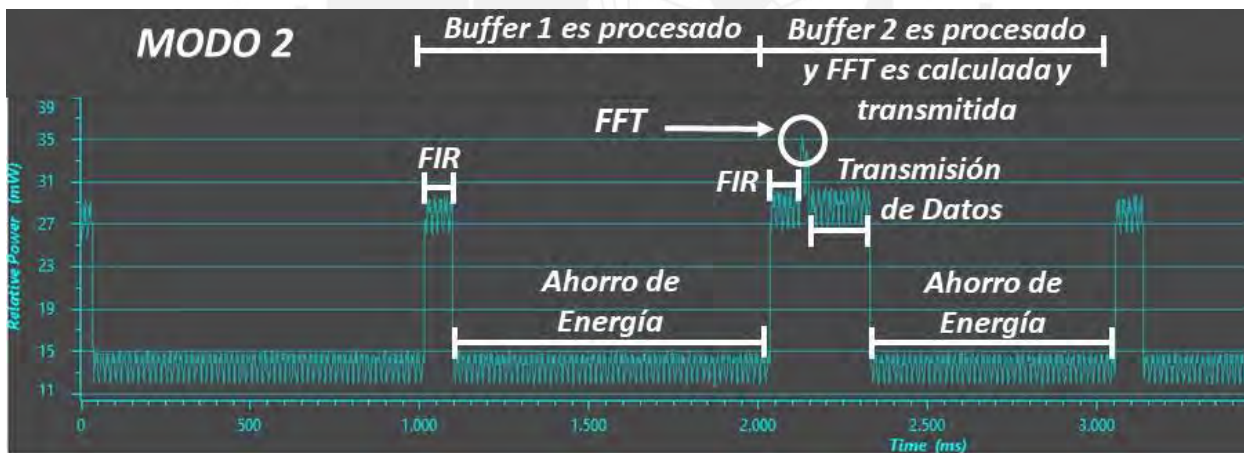


Figura 5.29: Gráfica de potencia vs tiempo para el análisis del consumo de energía para cada tarea del modo de operación MODO 2. Transmisión de datos por cable USB y uso de tarjeta de acondicionamiento de señales 1. Fuente: elaborado en EnergyTrace de Code Composer Studio V.8.

Tabla 5.20: Comparación de los valores de potencia, voltaje y corriente de los dos modos de operación.

Tiempo de toma de datos: 5 seg

Comparación de Rendimiento Energético		
Modo de Operación	MODO 1	MODO 2
Energía (mJ)	116.98	79.41
Potencia Promedio (mW)	23.41	15.93
Potencia Mínima (mW)	10.8	11.71
Potencia Máxima (mW)	29.31	35.32
Voltaje Promedio (V)	3.3	3.3
Corriente Promedio (mA)	7.1	4.83
Corriente Mínima (mA)	3.27	3.55
Corriente Máxima (mA)	8.88	10.7
Tiempo de vida (días) (Batería 2500 mAh)	14.8	21.8

Fuente: Elaboración propia en base a los resultados de Energy Trace CCS v.8.

5.7 Diseño del chasis del nodo sensorial de aceleración.

Para el diseño final del chasis del nodo sensorial de aceleración se deben tomar en cuenta los siguientes requisitos para optimizar el proceso de adquisición de datos de aceleración: i) Inmune a interferencias: mantener dentro de una jaula de Faraday al micro acelerómetro, el circuito de acondicionamiento y el microcontrolador para evitar interferencias electromagnéticas. El transmisor debe quedar fuera ya que este es considerado una fuente de ruido electromagnético y ii) Compacto: chasis sólido para evitar vibraciones causadas por este mismo. Además, debe envolver en casi toda su superficie al microcontrolador para evitar que la tarjeta vibre maximizando así la transferencia de vibración de la estructura hacia el micro acelerómetro (ver **Figura 5.30**).

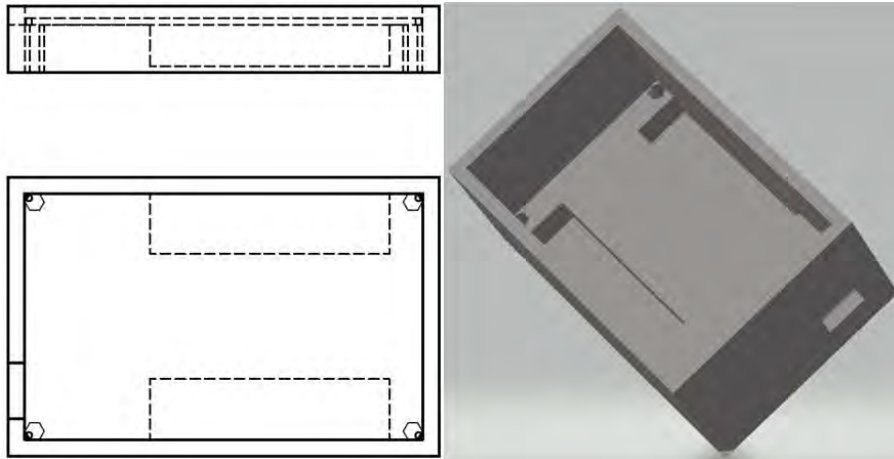


Figura 5.30: Diseño del chasis del nodo sensorial. Izq. Planos en 2D del chasis. Der. Forma en 3D del chasis. La “H” soporta enteramente la superficie de la tarjeta MSP-EXP432P401R para evitar vibraciones. Fuente: Elaborado por Santiago Collantes (alumno de diseño industrial).

5.8 Presupuesto

A continuación, se presentan los gastos incurridos para la realización del prototipo del nodo sensorial de aceleración. La **Tabla 5.21** presenta los gastos de los componentes electrónicos y la manufactura. Por otro lado, la **Tabla 5.22** presenta los gastos asociados a los honorarios.

Tabla 5.21: Costo de los componentes para el diseño del nodo sensorial de aceleración.

COMPONENTES			
Etapas	Componente	Código	Costo (S/.)
Adquisición	Acelerómetro	STEVAL-MKI015V1	126
	Acondicionamiento de Señales	Componentes SMD (OPAMP, resistencia, condensadores)	40
Procesamiento	Microcontrolador	MSP-EXP432P401R	45
Transmisión	Transmisor RF	Xbee S2C	100
	Adaptador	Xbee Explorer	25
Energía	Batería	Li-ion (3.7 V - 2500mAh)	25
	Cargador de Batería	XD-18 TP4056	20
Manufactura	Impresión de circuito		65
	Impresión 3D de Chasis		150
TOTAL (S/.)			596

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.22: Costo de honorarios relacionados a los trabajos de ingeniería electrónica y diseño industrial.

COSTO POR HONORARIOS					
Ingeniería Electrónica	35 horas cada semana	5 meses de trabajo	20 soles x hora	2800 soles al mes	15000
Diseño Industrial	3 horas cada semana	1 mes de trabajo	15 soles x hora	180 soles al mes	240
TOTAL (S/.)					15240

Fuente: Elaboración propia.

La suma de ambos montos nos da un total de 15,844 soles para diseñar e implementar el primer prototipo del nodo sensorial de aceleración. Estas cifras no incluyen las herramientas empleadas para probar el funcionamiento del diseño, como por ejemplo la licencia de MATLAB. Del mismo modo no incluyen los equipos utilizados para validar y certificar su correcto funcionamiento, como:

- i) excitador de vibración magnético permanente Brüel & Kjær tipo 4808, ii) amplificador de potencia para excitador electrodinámico tipo 2719, iii) acelerómetro sísmico Brüel & Kjær tipo 8340 iii) acelerómetro Bruel & Kjaer tipo 4533-B y iv) módulo de generación y adquisición de señales Bruel & Kjaer tipo 3160.

CONCLUSIONES

1. Se implementó una estación remota de monitoreo de salud estructural junto con integrantes del grupo de investigación “Ingeniería y Patrimonio PUCP”, con mayor énfasis en la visualización de los parámetros dinámicos de la Iglesia San Juan Bautista de Huaro. De este último trabajo, se publicó y expuso un artículo de conferencia en el congreso de “Structural Analysis of Monuments and Historical Constructions” (SAHC 2018) [66].
2. Se realizó la evaluación de los incidentes técnicos más importantes ocurridos durante los 10 meses de operación de la estación de monitoreo remoto de salud estructural para proponer recomendaciones para futuras implementaciones de similar aplicación en zonas rurales.
3. Se configuró un servidor web de AWS y se aprendieron lenguajes de programación para la creación de contenido web. De esta forma se logró implementar una plataforma web con gráficos de los parámetros dinámicos de la iglesia, los cuales han sido compartidos con la comunidad científica en la conferencia internacional de Structural Analysis of Monuments and Historical Constructions (SAHC) en donde se presentó un artículo relacionado al tema.
4. Se creó una tabla detallada de requisitos técnicos para el desarrollo de un nodo sensorial de aceleración, basado en micro acelerómetros y con el fin de realizar monitoreo estructural por medio del uso de redes de sensores inalámbricas. Dicha tabla se encuentra en el Capítulo 4, y está basada en una revisión exhaustiva de literatura y la experiencia de la implementación de la estación de MSE previa.
5. Se diseñaron e implementaron las tres unidades de un nodo sensorial de aceleración: i) Acondicionamiento y adquisición de datos de aceleración, ii) Procesamiento local de la información recolectada, iii) Transmisión inalámbrica de los datos de aceleración.
6. Para la unidad de acondicionamiento y adquisición, se diseñaron, desarrollaron y evaluaron dos tarjetas de acondicionamiento de señales. La primera, con un filtro de primer orden con frecuencia de corte en 150 Hz. La segunda, con un filtro pasa alta con frecuencia de paso en 0.016 Hz, amplificación de 20dB y

filtro pasa bajos de segundo orden tipo Bessel con frecuencia de corte en 38 Hz.

7. Se aprendió a programar el microcontrolador MSP432 de Texas Instruments en Code Composer Studios.
8. Se programó el DMA (Acceso Directo a Memoria) para que el CPU no intervenga en la lectura de datos del ADC. De esta forma se tienen cuatro ventajas importantes: i) Velocidades de muestreo elevadas, ii) Modo de ahorro de energía (apagar CPU), iii) Ininterrumpida adquisición de datos de aceleración y iv) CPU se encarga únicamente de procesar los datos de aceleración mientras el DMA lee los datos del ADC.
9. Para la unidad de procesamiento, se implementó en el microcontrolador MSP432 un filtro FIR tipo ventana de Kaiser de 38 coeficientes o TAPS con frecuencia de corte en 20 Hz.
10. Se implementó en el microcontrolador MSP432 el procedimiento para calcular la transformada rápida de Fourier (FFT) para procesar los datos de aceleración en tiempo real y transmitir únicamente el ancho de banda útil (0-50 Hz).
11. Mediante el procesamiento local de los datos de aceleración en el nodo sensorial, se pueden identificar frecuencias con una resolución de hasta 0.25 Hz como máximo. Sin embargo, de ser dos señales de aceleración las evaluadas, solo se podrán diferenciar si tienen una separación mínima de 1 Hz.
12. Se logró una resolución en aceleración de 1.016 mg, la cual es considerada como apropiada para realizar monitoreo estructural y análisis modal.
13. Se determinó que para mantener una tasa de errores de transmisión menor a 0.1% se debe trabajar con velocidades de transmisión menores o iguales a 57600 bps y a distancias no mayores a 30m.
14. Se justificó por medio de un análisis energético basado en el programa Energy Trace de Code Composer Studios (CCS v.8) que el procesamiento local de datos incrementa el tiempo de vida del nodo sensorial en 50%.
15. Se diseñó una carcasa en impresión 3D para el nodo sensorial de aceleración que responde a los siguientes requisitos: inmune a interferencias, compacto, estético y fácil de realizar mantenimiento.

RECOMENDACIONES

1. Se recomienda soldar el empaquetado del mismo micro acelerómetro LIS344ALH en la misma placa de acondicionamiento de señales para disminuir el ruido eléctrico y mecánico producido por las conexiones del socket DIL-24 y la tarjeta de evaluación del acelerómetro.
2. Debido a que no es recomendable imprimir un circuito para componentes tan pequeños como el LDO en el Perú, se utilizó un divisor de voltaje con salida a un OPAMP en modo seguidor de 3.3 a 1.65 VDC. Sin embargo, considerar la manufactura del impreso en el exterior para incluir el regulador de voltaje con el que se diseñó.
3. Se recomienda incluir un OPAMP en configuración seguidor a la salida del micro acelerómetro para aislar su impedancia de salida de 110 K Ω que tiene una tolerancia elevada de $\pm 20\%$ para aumentar la precisión del sistema y disminuir el ruido.
4. Para mantener un ancho de banda con ganancia más estable, se recomienda una frecuencia de paso mucho menor en el filtro pasa alto. Para ello, se puede trabajar con un condensador de 1nF de desacoplo a la salida del micro acelerómetro. De esta forma, se elimina toda la componente DC a la entrada del OPAMP. Sin embargo, es necesario añadir una señal de 1.65 VDC para elevar el valor de la señal de aceleración AC (vibración) y evitar que la parte negativa sea recortada por el OPAMP de una sola alimentación.
5. De utilizarse otro acelerómetro, pese a un costo mayor, se recomienda un acelerómetro con salidas diferenciales para tener un menor ruido y mayor rechazo a modo común. El ADC del microcontrolador MSP432 puede ser empleado ya que tiene entradas diferenciales.
6. Para disminuir aún más el ruido y aumentar la resolución, se requiere una frecuencia de muestreo más elevada para aplicar procesos de sobre muestro. De esta forma, se puede lograr una mayor cantidad de bits efectivos usando el ADC del MSP432 [89]. Cabe resaltar que, de aplicar sobre muestreo, es necesario filtrar y decimar la señal para no saturar la memoria de valores de aceleración innecesarios.

7. En cuanto al procesamiento local de las señales, se recomienda realizar la FFT con el doble de datos de aceleración actuales (2048 y 2048 ceros). De esta forma se puede lograr mayor resolución tanto en el tiempo como en frecuencia.
8. Así mismo, se recomienda calcular la transformada compleja y no real de los valores de aceleración para tener un valor de magnitud más preciso y obtener información sobre la fase.
9. Se requiere realizar una evaluación en campo del tiempo de vida del nodo sensorial de aceleración para estimar la autonomía real que este puede tener. Para esto, se recomienda tener en cuenta que el sensor de aceleración es radiométrico a la fuente de voltaje, es decir, si el voltaje de la fuente comienza a disminuir las mediciones se verán considerablemente afectadas.
10. Si bien el módulo transmisor de RF Xbee S2C resulta una herramienta accesible para prototipar ya que incluye su propio protocolo de comunicación, se recomienda no utilizarla en futuros trabajos ya que su consumo energético es muy elevado. El Xbee 2SC consume 45 mA para transmitir los datos, mientras que las etapas de adquisición y procesamiento de datos no pasan los 11 mA. Se recomienda el uso alternativo del módulo transmisor RF CC2650 (SimpleLink Multistandard Wireless MCU) que consume 9.1 mA como máximo y está diseñado para aplicaciones de muy bajo consumo.
11. Para la recepción y visualización de datos del nodo sensorial se recomienda utilizar otro entorno de visualización diferente al de MATLAB, ya que este presenta problemas al leer datos del puerto serial de forma continua.
12. Para las pruebas de vibración, se recomienda utilizar una plataforma de vibración más grande que pueda excitar señales de menor frecuencia con mayor amplitud. El excitador permanente de B&K que fue utilizado al igual que otro tipo de estos excitadores, tienen una función de transferencia que se caracteriza por tener amplitud mínima para frecuencias bajas.
13. Se recomienda el uso de un sistema operativo en tiempo real (RTOS) para realizar las mismas tareas implementadas en el presente trabajo, pero con mayor eficiencia al utilizar recursos energéticos y computacionales. El microcontrolador seleccionado (MSP432) está diseñado para trabajar eficientemente con el sistema operativo de Texas Instruments: TI-RTOS.

14. Otra forma de disminuir la cantidad de datos de aceleración a transmitir y por ende reducir el ancho de banda de la comunicación es comprimir la información utilizando algoritmos de compresión de Huffman.
15. Para disminuir los errores de transmisión, se recomienda utilizar un protocolo de comunicación inalámbrica que incluya algún tipo de código de detección y corrección de errores, como, por ejemplo: Cyclic Redundancy Check o CRC.
16. Se recomienda realizar un estudio del retardo en tiempo y fase que las etapas de filtrado analógico y digital introducen a la señal adquirida. Primero, para asegurar que sea un retardo lineal. Segundo, de ser necesario, corregir ese retardo mediante un filtro digital de corrección de fase (filtro pasa todo).



BIBLIOGRAFÍA

- [1] G. B. Y. G. Y. Y. Tokognon A, "Structural Health Monitoring Framework Based on Internet of Things: A Survey," *Internet of Things Journal*, vol. 3, no. 3, pp. 619-625, 2017.
- [2] N. C. a. F. G. Sabado A, "Wireless MEMS-Based Accelerometer Sensor Boards for Structural Vibration Monitoring: A Review," 2016.
- [3] STMicroelectronics, "Hoja de Datos - LIS344ALH," STMicroelectronics, Ginebra, Suiza, 2008.
- [4] Texas Instruments, "Hoja de Datos - TLV705," Texas Instruments, Texas, EUA, 2017.
- [5] M. V. Saldaña, "Políticas Culturales y Estado-Nación: Las Declaraciones del Patrimonio Histórico Inmueble en el Perú entre 1821 y 2014," *deVenir*, pp. 8-21, 2015.
- [6] Centro Nacional de Información, "Templos, Conventos y Cementerios declarados patrimonio cultural," Instituto Nacional de Cultura, Lima, 2000.
- [7] G. V. G. Marcial Blondet, "Earthquake resistant earthen buildings," *13th World Conference on Earthquake Engineering*, pp. 1-8, 2004.
- [8] L. Álvarez, "Diario Correo," Hyperbrand, 24 05 2015. [Online]. Available: <https://diariocorreo.pe/ciudad/la-transformacion-de-cusco-a-65-anos-del-terremoto-589635/>. [Accessed 10 05 2018].
- [9] N. Xu, "A wireless sensor network For structural monitoring," *04 Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems*, pp. 13-24, 2004.
- [10] J. O. a. H. Li, "Structural Health Monitoring in mainland China: Review and Future Trends," *Structural Health Monitoring*, vol. 9, no. 3, pp. 219-231, 2010.
- [11] J.-W. K. H. J. G. A. B.F. Spencer, "Next Generation Wireless Smart Sensors Toward Sustainable Civil Infrastructure," *Procedia Engineering*, vol. 171, pp. 5-13, 2017.
- [12] Y. Y. G. Y. T. O. B. a. Z. D. P. Wang, "Investigation of Wireless Sensor Networks for Structural Health Monitoring," *Journal of Sensors*, p. 7, 2012.
- [13] C. P. B. M. M. F. N. T. L. F. R. Rafael Aguilar, "Geomatics' procedures and dynamic identification for the structural survey of the church of 'San Juan Bautista de Huaro' in Perú.," *Brick and Block Masonry*, pp. pp.815-820, 2016.
- [14] Ministerio de Comercio Exterior y Transporte, "Datos Turismo," MINCETUR, 2014. [Online]. Available: <http://datosturismo.mincetur.gob.pe/appdatosTurismo/Content1.html>. [Accessed 05 03 2018].
- [15] Ministerio de Comercio Exterior y Turismo, "Ingreso de Divisas por Turismo," Ministerio de Comercio Exterior y Turismo, Lima, Perú, 2015.
- [16] Redacción Gestión, "Mincetur: Perú proyecta recibir 5.1 millones de turistas extranjeros al 2021," *Diarío Gestión*, 10 05 2013.

- [17] El Nuevo Diario, "Cinturón de Fuego: ¿Por qué los expertos están alarmados?," Kronoscode, 19 02 2018. [Online]. Available: <https://www.elnuevodiario.com.ni/nacionales/456205-cinturon-fuego-sismos-nicaragua/>. [Accessed 19 04 2018].
- [18] J. Fowks, "El País," PRISA, 16 08 2016. [Online]. Available: https://elpais.com/internacional/2016/08/15/actualidad/1471262978_869293.html. [Accessed 18 04 2018].
- [19] S. Aguad, "El Comercio," Empresa Editora El Comercio, 17 12 2016. [Online]. Available: <https://elcomercio.pe/peru/sismos-sacudieron-peru-ano-2016-153884>. [Accessed 15 04 2018].
- [20] P. D. E. Pajuelo, "La gestión de monumentos arqueológicos en Lima, Perú: panorama, diagnóstico y propuesta," *Córima*, 2017.
- [21] World Monuments Fund Perú, "Proyectos de Conservación del World Monuments Fund en el Perú," *Proyectos de Conservación en el Perú*, pp. 1-16, 2011.
- [22] Instituto Nacional de Cultura, "Conservación de la Historia: Restauración y puesta en valor del patrimonio cultural.," *Gaceta Cultural del Perú*, 2007.
- [23] World Bank Group, "Promoting Disaster Resilient Cultural Heritage," Global Facility for Disaster Reduction and Recovery, D.C., EUA, 2017.
- [24] Ruta del Barroco Andino, "Ruta del Barroco Andino," [Online]. Available: <http://rutadelbarrocoandino.com/la-ruta/san-juan-bautista-de-huaro/>. [Accessed 13 4 2018].
- [25] M. V. Colens, "Cusco: Lo que no sabías de la ruta del Barroco Andino," El Comercio, Lima, 2016.
- [26] C. P. B. Meléndez, "Diagnostico esctructural y analisis sismico de la Iglesia San Pedro Apostol de Andahuaylillas," Pontificia Universidad Católica del Perú - Escuela de Posgrado, Lima, 2016.
- [27] M. F. N. Tapia, "Integración de Ingenieria Inversa y Modelamiento Numérico para la Evaluación Sísmica de Construcciones Históricas de Adobe," Pontificia Universidad Católica del Perú - Escuela de Posgrado, Lima, 2017.
- [28] J. P. L. a. K. J. Loh, "A Summary Review of Wireless Sensors and Sensor Networks for Structural Health Monitoring," in *The Shock and Vibration Digest*, Michigan, 2008.
- [29] T.-H. Y. Guang-Dong Zhou, "A Summary Review of Correlations between Temperatures and Vibration Properties of Long-Span Bridges," *Hindawi Publishing Corporation*, pp. 1-2, 2014.
- [30] R. A. Velez, "Dynamic Structural Identification using Wireless Sensor Networks," Universidade do Minho - Escola de Engenharia, Minho, Portugal, 2010.
- [31] G. Z. R. B. P. B. L. R. A. Rick Delgadillo, "Study of the environmental influence on the dynamic behavior of adobe walls: preliminary test in laboratory specimens," *Lecture Notes in Civil Engineering*, 2017.
- [32] A. A. T. E. M. H. A. A. B. a. M. S. S. Adam B. Noel, "Structural Health Monitoring using Wireless Sensor Networks: A Comprehensive Survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 3, pp. 1403-1423, 2017.

- [33] B. P. a. C. E. Ventura, "Comparative Study of Modal Analysis Techniques for Bridge Dynamic Characteristics," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 17, no. 5, pp. 965-988, 2003.
- [34] R. A. C. B. B. L. Giacomo Zonno, "Preliminary validation of an automatic modal identification methodology for structural health monitoring of historical buildings," *2018 International Conference on Signal Processing and Information Communications*, 2018.
- [35] M. Celebi, "Seismic Instrumentation of federal buildings," Washington, D. C, 1997.
- [36] C. R. Farrar, "Historical Overview of Structural Health Monitoring," Los Alamos Dynamics, Los Alamos, EUA, 2001.
- [37] H. J. S. C. K. M. Shinae Jang, "Structural health monitoring of a cable-stayed bridge using smart sensor technology: Deployment and evaluation," *Smart Structures and Systems*, vol. 6, no. 5-6, pp. 439-459, 2010.
- [38] S. P. D. C. Sukun Kim, "Health Monitoring of Civil Infrastructures Using Wireless Sensor Networks," *6th international conference on Information processing in sensor networks*, pp. 254-263, 2007.
- [39] A. B. S. K. Srishti Banerji, "Energy Harvesting Methods for Structural Health Monitoring Using Wireless Sensors: a Review," *Resilient Infrastructure*, pp. 1-10, 2016.
- [40] J. A. R. B. S. T. N. Hongki Jo, "Development of a High-sensitivity Accelerometer Board for Structural Health Monitoring," *Sensors and Smart Structures Technologies for Civil, Mechanical, and Aerospace Systems*, vol. 7647, p. 12, 2010.
- [41] A. W. David Ashlock, "Guía de acondicionamiento de señales para ingenieros," National Instruments, Texas, EUA, 2015.
- [42] National Instruments, "National Instruments," National Instruments, 2019. [Online]. Available: <https://www.ni.com/data-acquisition/what-is/>. [Accessed 13 08 2017].
- [43] J. I. Huircán, "Convertidores Análogo-Digital y Digital-Análogo: Conceptos Básicos," 2007.
- [44] J. Romberg, "Filtros Anti-Aliasing," OpenStax-CNX module: m12974, 2005.
- [45] K. K. Dragos, "A comparative review of wireless sensor nodes for structural health monitoring," *SHMU*, 2015.
- [46] P. A. G.-D. M. e. a. Perera R, "Active Wireless System for Structural Health Monitoring Applications," *Sensors*, 2017.
- [47] P. Kinney, "ZigBee Technology: Wireless Control that Simply Works.," *Communications Design Conference*, 2003.
- [48] B. Krishnamachari, "Networking Wireless Sensors.," *Cambridge University Press*, 2005.
- [49] J. P. L. a. K. H. L. Y. Wang, "A wireless structural health monitoring system with multithreaded sensing devices: design and validation," *Structure and Infrastructure Engineering*, vol. 3, no. 2, pp. 103-120, 2007.

- [50] A. Araujo, "Wireless measurement system for structural health monitoring with high time-synchronization accuracy," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions*, vol. 61, no. 3, pp. 801-810, 2012.
- [51] Z. T. Y. Y. a. Y. L. Q. Ling, "Localized structural health monitoring using energy-efficient wireless sensor networks," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 9, no. 11, pp. 1596-1604, 2009.
- [52] D. Phanish, "A wireless sensor network for monitoring the structural health of a football stadium," *Internet of Things (WF-IoT), 2015 IEEE 2nd World Forum on*, pp. 471-477, 2015.
- [53] L. P. É. T. L. e. a. Igor Leão dos Santos, "A localized algorithm for Structural Health Monitoring using wireless sensor networks," *Information Fusion*, vol. 15, pp. 114-129, 2014.
- [54] M. S. R. D. a. P. K. B. S. K. Ghosh, "Power efficient event detection scheme in wireless sensor networks for railway bridge health monitoring system," *2014 IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems*, pp. 1-6, 2014.
- [55] H. J. S. C. e. a. Shinae Jang, "Structural health monitoring of a cable-stayed bridge using smart sensor technology: deployment and evaluation," *Smart Structures and Systems*, vol. 6, no. 5, pp. 439-459, 2010.
- [56] B. D. S. D. Lee Y, "Ultralow Power Circuit Design for Wireless Sensor Nodes for Structural Health Monitoring," *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 8, pp. 1529-1536, 2016.
- [57] Z. T. Y. Y. a. Y. L. Q. Ling, "Localized structural health monitoring using energy-efficient wireless sensor networks," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 9, no. 11, pp. 1596-1604, 2009.
- [58] J. C. a. X. Liu, "Structural Health Monitoring Using Wireless Sensor," *Mobile and Pervasive Computing in Construction*, pp. 210-236, 2012.
- [59] W. G. G. Y. Z. S. C. L. a. S. D. G. Hackmann, "Cyberphysical codesign of distributed structural health monitoring with wireless sensor networks," *Parallel and Distributed Systems IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 1, pp. 63-72, 2014.
- [60] K. S. C. M. C. B. R. B. Rafael Aguilar, "Ensayos experimentales de identificación modal para la protección sísmica del patrimonio histórico de tierra," *Congreso Latinoamericano REHABEND 2014 sobre "Patología de la Construcción, Tecnología de la Rehabilitación y Gestión del Patrimonio"*, 2014.
- [61] B. P. a. C. Ventura, "COMPARATIVE STUDY OF MODAL ANALYSIS TECHNIQUES FOR BRIDGE DYNAMIC CHARACTERISTICS," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 17, no. 5, p. 965-988, 2003.
- [62] S. J. F. ,. A. A. A. Bustamante J, "Sistema de Tele-Monitoreo Inalámbrico de Eventos Cardíacos para Seguimiento de Arritmias," *IFMBE Proceedings* , vol. 18, pp. 48-952, 2007.
- [63] S. P. N. H. e. a. Andrada D, "Arquitectura para el Monitoreo Remoto de Funciones Vitales en Pacientes Ambulatorios," *XII Congreso Argentino de Ciencias de la Computación*, pp. 21-28, 2006.
- [64] A.-C. W. D.-T. E. Roa-Rodríguez Guillermo, "Diseño de sistema de monitoreo remoto para evaluación de la corrosión en estructuras de concreto reforzado

- sometidas a ion cloruro," *Ingeniería, Investigación y Tecnología*, vol. 16, no. 4, pp. 565-572, 2015.
- [65] Amazon Web Server, "Tipos de instancias de Amazon EC2," Amazon Web Services, 2018. [Online]. Available: <https://aws.amazon.com/es/ec2/instance-types/>. [Accessed 23 11 2017].
- [66] P. P. Z. G. e. a. Fosca D, "Implementation of a Web Platform to Present Real Time Dynamic Monitoring Data from Heritage Structures," *Structural Analysis of Monuments and Historical Constructions*, 2018.
- [67] A. R. C. B. e. a. Zonno. G., "Preliminary Validation of an Automatic Modal Identification Methodology for Structural Health Monitoring of Historical Buildings," *International Journal of Structural and Civil Engineering Research*, vol. 7, no. 2, pp. 144 - 150, 2018.
- [68] COLIBRYS, "Hoja de Datos - SF3000L," Colibrys, Yverdon-les-Bains, Suiza, 2012.
- [69] SILICON DESIGN INC., "Hoja de Datos - SDI2460," SILICON DESIGN, Kirkland, EUA, 2013.
- [70] NXP Semiconductors, "Hoja de datos - MMA8451Q," NXP Semiconductors, Eindhoven, Países Bajos, 2017.
- [71] D. Z. Y. W. J. P. L. R. A. S. Xinjun Dong, "DESIGN AND VALIDATION OF ACCELERATION MEASUREMENT USING THE MARTLET WIRELESS SENSING SYSTEM," *Proceedings of the ASME 2014 Conference on Smart Materials, Adaptive Structures and Intelligent Systems*, 2014.
- [72] Y. F. R. C. e. a. Li Zhu, "Development of a High-Sensitivity Wireless Accelerometer for Structural Health Monitoring," *Sensors*, vol. 18, no. 262, 2018.
- [73] Texas Instruments, "Hoja de datos - OPA4344EA/250," Texas Instruments, Texas, EUA, 2008.
- [74] Texas Instruments, "Hoja de datos - TL085," Texas Instruments, Texas, EUA, 2001.
- [75] Texas Instruments, "LMP7704," Texas Instruments, Texas, EUA, 2015.
- [76] S. Xie, "Practical Filter Design Challenges and Considerations for Precision ADCs," *Analog Dialogue*, vol. 50, no. 4, 2016.
- [77] Analog Devices, "Hoja de Datos - ADP121," Analog Devices, Massachusetts, EUA, 2012.
- [78] XLSEMI, "Hoja de Datos - XL4005".
- [79] Texas Instruments, "Hoja de Datos ADS8341," Texas Instruments, Texas, EUA, 2003.
- [80] Texas Instruments, "Hoja de Datos - ADS1294," Texas Instruments, Texas, EUA, 2015.
- [81] Texas Instruments, "MSP432P4xx SimpleLink™ Microcontrollers - Technical Reference Manual," Texas Instruments, Texas, EUA, 2015.
- [82] Texas Instruments, "Hoja de Datos - MSP430FR2155," Texas Instruments, Texas, EUA, 2018.
- [83] ATMEL Corporation, "Hoja de Datos - ATmega328P," ATMEL, California, EUA, 2016.

- [84] Texas Instruments, "MSP432P401R SimpleLink™ Microcontroller LaunchPad™ Development Kit (MSP-EXP432P401R)," Texas Instruments, Texas, EUA, 2015.
- [85] DIGI, "Hoja de Datos - XBee®/XBee-PRO S2C Zigbee®".
- [86] DIGI, "Hoja de Datos - XBee/XBee-PRO S1 802.15.4 (Legacy)".
- [87] HM Bluetooth module, "Hoja de Datos - HC-10 Bluetooth 4.0 BLE module".
- [88] NXP Semiconductors, "How Many Bits are Enough? The Trade-off Between High Resolution and Low Power Using Oversampling Modes," Freescale Semiconductor, Eindhoven, Países Bajos, 2010.
- [89] a. S. S. Brown R, "General Oversampling of MSP ADCs for Higher Resolution," Texas Instruments, USA, 2016.
- [90] H. T. Y. A. Isabel Bernal, "Zonas sismogénicas en Perú: volúmenes de deformación, gráficos polares y zonificación preliminar," *Boletín de la Sociedad Geológica del Perú*, vol. 93, no. 37, pp. 31-44, 2002.
- [91] H. H. a. A. Mita, "Damage Detection Method Using Support Vector Machine and First Three Natural Frequencies for Shear Structures," *Open Journal of Civil Engineering*, vol. 3, no. 2, p. 104, 2013.
- [92] K. F. a. E. S. V. Krishnamurthy, "The effect of time synchronization of wireless sensors on the modal analysis of structures," *Smart Materials and Structures*, vol. 17, no. 5, 2008.
- [93] Z. F. a. L. Katafygiotis, "A method for correcting synchronization errors in wireless sensors for structural modal identification," *Procedia Engineering*, vol. 14, pp. 498-505, 2011.
- [94] M. Ceriotti, "Monitoring heritage buildings with wireless sensor networks: The Torre Aquila deployment," *Proceedings of the 2009 International Conference on Information Processing in Sensor Networks*, pp. 277-288, 2009.
- [95] A. S. K. K. N. J. P. L. a. K. H. L. Y. Lei, "Algorithms for time synchronization of wireless structural monitoring sensors," *Earthquake engineering & structural dynamics*, vol. 34, no. 6, pp. 555-573, 2005.
- [96] V. K. a. R. S. E. Sazonov, "Wireless intelligent sensor and actuator network-a scalable platform for time-synchronous applications of structural health monitoring," *Structural Health Monitoring*, vol. 9, no. 5, pp. 465-476, 2010.
- [97] KEMET, "Engineering Center," Electronic Component KEMET CHARGED, 2018. [Online]. Available: <https://ec.kemet.com/understand-ceramics-capacitance-over-temperature>. [Accessed 5 5 2018].
- [98] STMicroelectronics, "Hoja de Datos - STEVAL-MKI015V1," STMicroelectronics, Ginebra, Suiza, 2017.
- [99] Texas Instruments, "Hoja de Datos - TLV705, TLV705P," Texas Instruments, Texas, EUA, 2017.
- [100] "Secure Shell (SSH) and SFTP," University of Pittsburgh, 26 04 2019. [Online]. Available: <http://technology.pitt.edu/security/secure-shell-ssh-and-sftp>. [Accessed 15 6 2018].
- [101] a. S. S. Brown R, "General Oversampling of MSP ADCs for Higher Resolution," Texas Instruments, Texas, EUA, 2016.

- [102] M. O. F. a. T. Kunz, "Operating Systems for Wireless Sensor Networks: A Survey," *Sensors*, pp. 5900-5930, 2011.
- [103] S. Y.-W. S. C.-C. Lee Jin-Shyan, "A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi," *IEEE*, 2007.
- [104] Instituto Nacional de Cultura, "Relación de Monumentos Históricos del Perú," *Centro Nacional de Información Cultural*, p. 37, 1999.



ANEXOS

CD-R adjunto:

1. **Tabla del Ensayo de la FFT para el Nodo Sensorial de Aceleración:**
Anexo1.PruebaFFT.pdf
2. **Código Principal del Nodo Sensorial de Aceleración:**
Codigo_Principal_Nodo_Sensorial.c
3. **Código de la interfaz de usuario de la Plataforma Web:**
INTERFAZ_Plataforma_Web.html
4. **Código de la creación del JSON a partir de la base de datos de AWS:**
JSON_Huaro.php
5. **Código de la creación de los Gráficos Dinámicos:**
MONITOREO_Huaro.html

