

Manuel Alejandro
González Durán

Medición de Par en Sistemas Mecánicos
Usando Acelerómetros Torsionales

2014



Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de Ingeniería

Medición de Par Dinámico en Sistemas Mecánicos
Usando Acelerómetros Torsionales

Tesis

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de

Maestro en Ciencias en

Instrumentación y Control Automático

Presenta

Manuel Alejandro González Durán

Mayo de 2014



Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de Ingeniería
Maestría en Ciencias en Instrumentación y Control Automático

Medición de Par en Sistemas Mecánicos Usando Acelerómetros Torsionales

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Maestro en Ciencias en Instrumentación y Control Automático

Presenta:

Manuel Alejandro González Durán

Dirigido por:

Dr. Juan Carlos Jáuregui Correa

SINODALES

Dr. Juan Carlos Jáuregui Correa
Presidente

M. en C. Guillermo Silva Pineda
Secretario

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz
Vocal

Dr. Edgar Alejandro Rivas Araiza
Suplente

Dr. Manuel Toledano Ayala
Suplente


Dr. Aurelio Domínguez
González

Nombre y Firma
Director de la Facultad



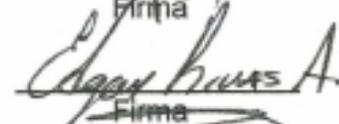
Firma



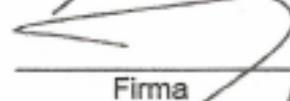
Firma



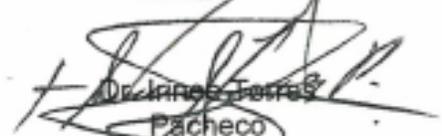
Firma



Firma



Firma



Dr. James Torres
Pacheco

Nombre y Firma
Director de Investigación y
Posgrado

RESUMEN

En este trabajo se presentan los resultados una nueva propuesta para medir par dinámico basada en el uso de acelerómetros rectilíneos. En un motor cuya flecha está en posición horizontal, se montó un acelerómetro en cada extremo de su flecha, de tal forma que al girar el motor, la salida de los acelerómetros fue una señal sinusoidal (debida a la aceleración de la gravedad) con un offset variable (debido a la aceleración tangencial del motor). La propuesta consistió en medir la diferencia de fase entre las señales de los acelerómetros y asociar dicho ángulo, con el ángulo de giro o de torsión que experimenta una flecha al momento de transmitir un par. Para estimar la diferencia de fase entre las señales de los acelerómetros tres métodos fueron propuestos. El primero consistió en medir la frecuencia de una de las señales sinusoidales y el tiempo de retardo que existe entre una y otra señal a partir de los cruces por cero. Un segundo método consistió en medir la frecuencia de la señal sinusoidal, discretizar las dos señales de los acelerómetros para después usar el método de mínimos cuadrados para aproximar una señal sinusoidal y posteriormente estimar la diferencia de fase. Finalmente, el último consistió en calcular la correlación para las dos señales sinusoidales de los acelerómetros. Los algoritmos fueron validados usando un generador de funciones para emular la señal de los acelerómetros. El que presentó mejores resultados fue el que se basa en el método de mínimos cuadrados, al ser más sensible a diferencias de fase tan bajas como 0.1° , con el inconveniente de que no puede ser utilizado en tiempo real. Finalmente se realizaron las mediciones usando un motor de corriente directa sin carga. Los resultados obtenidos presentaron un error mayor que con el generador de funciones, esto se debe en parte al offset de salida variable, asociado a la aceleración tangencial del motor. Se encontró que no es una opción viable usar acelerómetros para medir par dinámico, debido a la diferencia de fase tan baja que existe entre las señales de los mismos y que el error está dentro del mismo orden de magnitud que las mediciones.

(Palabras clave: par dinámico, acelerómetro, desfase, mínimos cuadrados)

SUMMARY

A new method to measure dynamic torque is proposed using rectilinear accelerometers. In a motor whose shaft is horizontal, two accelerometers were placed at the ends of such shaft. When the motor was running, the output signal from the accelerometers was a sinusoidal signal (due to gravity) with a variable offset (due to tangential acceleration of the motor). The proposal was to measure the phase difference between two signals from the two accelerometers and use it as rotation angle that undergoes a shaft at the time of transmitting torque. To estimate the phase difference between the signals from the accelerometers three methods were proposed. The first was to measure the frequency of the sinusoidal signal and time delay between two sinusoidal signals (from the accelerometers) using a zero crossing detector. A second method was to measure the frequency of the sinusoidal signal, discretizing the output signal from the accelerometers and then use the least squares method to fit a sinusoidal signal and then estimating the phase difference. Finally, the latest method was to compute the correlation of the two sinusoidal output signals from the accelerometers. The algorithms were validated using a function generator to emulate the accelerometer signal. With the second method, using least squares, better results were obtained, to be more sensitive to phase differences as low as 0.1° , with the drawback that it can't be used in real time. Finally, measurements were performed using a DC motor without load. The results showed a greater error than function generator, this is partly due to the variable offset associated with the tangential acceleration of the motor. It was found that is not a viable option to use accelerometers to measure dynamic torque, due to such a low phase difference between signals of the accelerometers and that the error is within the same order of magnitude as the measurements.

(Key words: dynamic torque, accelerometer, phase difference, least squares)

**A mi familia y a mi novia que
Siempre me han apoyado**

AGRADECIMIENTOS

Gracias al Dr. Juan Carlos Jáuregui Correa por depositar su confianza en mí para el desarrollo de este proyecto, por sus comentarios y por su apoyo a lo largo del mismo.

También quiero agradecer al Dr. Joaquín Castellanos por su apoyo y comentarios que de forma desinteresada me brindo para el desarrollo de este proyecto de investigación.

Gracias al Dr. Juvenal y al Dr. Rivas por sus sugerencias y colaboración a lo largo del proyecto.

Quiero agradecer también al Centro Nacional de Metrología por darme la oportunidad de realizar una estancia para el desarrollo del proyecto de investigación y en particular al M. en C. Guillermo Silva Pineda por su apoyo y sus comentarios, al M. en C. Aldo Adrián García por su apoyo desinteresado y en general a la Dirección de Vibraciones y Acústica por su apoyo para la realización de este proyecto.

Gracias también al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico, sin el cual no hubiera sido posible estudiar la maestría.

Y por último, pero no menos importante, gracias a mis padres y a mis hermanos por su apoyo incondicional y desinteresado que siempre me han brindado. Este es un logro que quiero compartir con ustedes.

CONTENIDO

RESUMEN	I
SUMMARY	II
AGRADECIMIENTOS	IV
CONTENIDO	V
INDICE DE CUADROS	VII
INDICE DE FIGURAS	VIII
1 INTRODUCCION	1
1.1 Objetivo General	2
1.2 Objetivos Particulares	2
1.3 Hipótesis	3
2 REVISION DE LITERATURA	4
3 METODOLOGIA	13
3.1 Selección del acelerómetro	14
3.2 Caracterización y Evaluación del Error del Acelerómetro	14
3.3 Medición de Aceleración Angular	17
3.4 Comunicación Inalámbrica	20
3.5 Medición de la aceleración de la gravedad	22
3.6 Medir desfase entre dos señales	25
3.6.1 Medición de tiempo de retardo.....	25
3.6.2 Ajuste de una señal sinusoidal por mínimos cuadrados.....	27
3.6.3 Estimación de la diferencia de fase a partir de la correlación ..	31
3.7 Diseño de la tarjeta electrónica	32
4 RESULTADOS Y DISCUSION	34
4.1 Selección del Acelerómetro.....	34
4.2 Sistema de comunicación inalámbrica	35
4.3 Medición de Aceleración Angular	36
4.4 Medición de la Aceleración de la Gravedad.....	37
4.5 Diseño de la tarjeta electrónica	39
4.6 Medición de desfase entre desfase entre dos señales	40

4.6.1	Medición de Tiempo de Retardo	41
4.6.2	Mínimos cuadrados y correlación.....	43
4.7	Análisis de resultados.	52
4.8	Evaluar factibilidad de medir par dinámico.....	54
4.9	Conclusión	55
5	LITERATURA CITADA.....	56
6	ANEXOS	59
	Anexo 1. Base para acelerómetros.....	59
	Anexo 2. Biblioteca de funciones para el nRF24L01+	60
	Anexo 3. Circuito esquemático del transmisor.....	70

INDICE DE CUADROS

TABLA 3-1. Nombre y función de los pines del nRF24L01+	21
TABLA 3-2 Valores nominales del motor del motor eléctrico	32
TABLA 4-1 Posibles opciones de acelerómetro	34
TABLA 4-2. Valores de offset.....	36
TABLA 4-3. Valores medidos de tiempo de retardo	42
TABLA 4-4. Medición de diferencia de fase	43
TABLA 4-5. Error RMS para cada método empleado	45
TABLA 4-6. Frecuencia de 3.45 Hz.....	47
TABLA 4-7. Frecuencia de 4.18 Hz.....	47
TABLA 4-8. Frecuencia de 5.14 Hz.....	47
TABLA 4-9. Frecuencia de 6.46	47
TABLA 4-10. Frecuencia de 7.71 Hz.....	47
TABLA 4-11. Frecuencia de 8.71 Hz.....	47
TABLA 4-12. Ventajas y desventajas de los métodos propuestos.	53

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1. Eje sometido a un par de torsión.	5
FIGURA 2-2. Sensor de par dinámico	7
FIGURA 2-3. Vibración torsional de una flecha.....	8
FIGURA 3-1. Metodología.	13
FIGURA 3-2. Comportamiento ideal de un acelerómetro.	15
FIGURA 3-3. Acelerómetro con salida analógica ADXL203.....	16
FIGURA 3-4. Respuesta de la salida con respecto a la orientación.....	16
FIGURA 3-5. Base para los acelerómetros.	17
FIGURA 3-6. Orientación de los acelerómetros.	18
FIGURA 3-7. Módulo transceptor inalámbrico nRF24L01+.....	20
FIGURA 3-8. Configuración de pines del PIC18F24K20.	22
FIGURA 3-9. Medición de aceleración angular (Baghli et al., 2010).	23
FIGURA 3-10. Aceleración de la gravedad.	24
FIGURA 3-11. Medición de aceleración de la gravedad.	24
FIGURA3-12. Desfase entre dos señales.	25
FIGURA 3-13. Diagrama de funcionamiento.....	27
FIGURA 3-14. Digitalización y medición de la frecuencia de la señal analógica...	30
FIGURA 3-15. Salida del comparador.....	31
FIGURA 3-16. Capa inferior de la tarjeta.	33
FIGURA 4-1. Interfaz gráfica para la medición.....	36
FIGURA 4-2. Velocidad Angular.....	37
FIGURA 4-3. Medición de aceleración tangencial.....	38
FIGURA 4-4. Medición de aceleración tangencial.....	38
FIGURA 4-5. Medición de la aceleración de la gravedad.....	39
FIGURA 4-6. Tarjeta electrónica de los transmisores.	40
FIGURA 4-7. Montura del acelerómetro 1 en el motor de CD.....	46
FIGURA 4-8. Montura del acelerómetro 2 en el motor de CD.....	46
FIGURA 4-9. Señal de salida de los acelerómetros a 8.71 Hz.....	48
FIGURA 4-10. Señal de salida de los acelerómetros a 5.13 Hz.....	49

FIGURA 4-11. Aproximación por mínimos cuadrados a 5.13 Hz.	50
FIGURA 4-12. Aceleración de la gravedad.	51
FIGURA 4-13. Aceleración tangencial.....	51
FIGURA 4-14. Suma de señales de aceleración.....	52
FIGURA 4-15. Error de comparación debido a la tensión de referencia	54

1 INTRODUCCION

Una medición es considerada dinámica si la relación entre el mesurando y la salida del sensor es dependiente de la frecuencia (Hughes, 2012).

El par es una cantidad mecánica que puede ser tanto estática como dinámica. Las aplicaciones de par dinámico existen en varios campos en la industria, por citar un ejemplo, están los bancos de prueba de motores donde la medición de la eficiencia de los motores de combustión es llevada a cabo midiendo la velocidad angular y el par dinámico (Klaus et al., 2012).

La medición dinámica de cantidades mecánicas como fuerza, presión y par es un tema de importancia para varias empresas y centros de investigación. Audi, Volkswagen, Ford, BMW, Siemens entre otras empresas y Centros Nacionales de Metrología de nueve países de la Unión Europea entre los que se encuentran Alemania, Reino Unido, Francia, Finlandia, España, Suiza, Italia República Checa y Turquía, están trabajando en conjunto para el desarrollo instrumentos y métodos para la medición dinámica de cantidades mecánicas siendo el par una de ellas. La duración del proyecto es de 3 años a partir de septiembre de 2011 con un presupuesto de € 3.6 millones (Bartoli et al., 2012).

Las posibles aplicaciones de la medición del par dinámico y las desventajas que presentan algunos de los sensores de par dinámico comercialmente disponibles como su tamaño y el ruido en la señal de salida cuando usan anillos deslizantes para la comunicación, han sido la motivación para el desarrollo de este proyecto de investigación donde un método alternativo para medir el par dinámico usando acelerómetros rectilíneos es propuesto.

Para el desarrollo del presente proyecto se han propuesto los siguientes objetivos.

1.1 Objetivo General

Diseñar, construir y validar un sistema de para la medición de par dinámico basado en acelerómetros lineales y radio frecuencia

1.2 Objetivos Particulares

- Diseñar e implementar un arreglo de dos acelerómetros lineales con salida analógica a partir del cual se pueda medir aceleración tangencial.
- Implementar un sistema de comunicación inalámbrica con una velocidad de transmisión de datos de al menos 1 mega baudio usando radio frecuencia y un microcontrolador PIC.
- Medir el efecto de la aceleración de la gravedad sobre dos acelerómetros lineales con salida analógica que son colocados en la flecha de un motor con una orientación tal que les permita detectar la aceleración de la gravedad, usando un microcontrolador para la adquisición de la señal y un transceptor para enviar la información de manera inalámbrica.
- Estimar la diferencia de fase entre las señales de dos acelerómetros que son colocados uno en cada extremo de la flecha de un motor que está en posición horizontal usando un microcontrolador para la adquisición de la señal y un transceptor para enviar la información de manera inalámbrica.

1.3 Hipótesis

En un eje, dentro del intervalo elástico, el ángulo de giro φ es proporcional al par de torsión ejercido, por lo que, colocando un acelerómetro torsional en cada extremo de una flecha que después se pone en movimiento y midiendo la diferencia de fase que existe entre las señales proporcionadas por los acelerómetros, se puede obtener un ángulo de torsión, y por lo tanto, se puede estimar el par de forma dinámica con un porcentaje de error menor al 3%.

2 REVISION DE LITERATURA

Existen varios temas relacionados con el proyecto de investigación y que son clave para la comprensión del mismo, uno de estos temas es el par torsional.

Un par torsional es producido por dos fuerzas aplicadas a un cuerpo a una distancia perpendicular de un eje, de sentido contrario, tal que se genere en él una rotación alrededor del mismo. La magnitud de este par torsional es calculado como el producto vectorial de la fuerza por una distancia,

$$T = F \cdot d \quad (2.1)$$

Par torsional = Fuerza * distancia entre las fuerzas [Nm]

Existen varias formas de determinar la magnitud de par torsional dependiendo del tipo de mediciones que se realicen, las cuales pueden ser dinámicas o estáticas. El par dinámico es la determinación de la magnitud de respuesta de par torsional con un instrumento como función de la frecuencia $f > 0$ Hz, mientras que por el contrario el par estático es la determinación de tal respuesta siempre que $f = 0$ Hz o sin movimiento (Ramírez y Torres, 1998).

Una forma de conocer el par torsional de forma estática es con base en las propiedades del material del eje al cual se le está aplicando un par. Por ejemplo, considerando primero el caso de un eje de longitud L y sección transversal uniforme de radio c sujeto a un par de torsión T en su extremo libre (Figura 2-1). Se sabe que el ángulo de giro φ y la deformación máxima a cortante $\gamma_{m\acute{a}x}$ se relacionan como sigue:

$$\gamma_{m\acute{a}x} = \frac{c\varphi}{L} \quad (2.2)$$

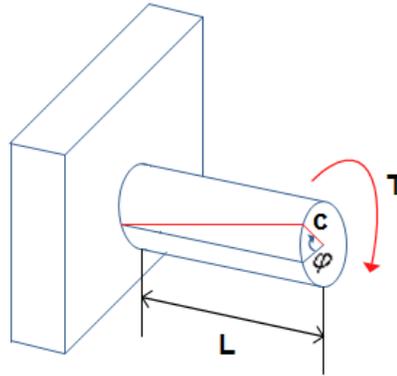


Figura 2-1. Eje sometido a un par de torsión.

Pero en el intervalo elástico, el esfuerzo de cedencia (punto en el cual el material sufre una deformación plástica, es decir, queda deformado de forma permanente) no se excede en ninguna parte del eje, se aplica la ley de Hooke y se tiene que $\gamma_{m\acute{a}x} = \tau_{max}/G$ o, también:

$$\gamma_{m\acute{a}x} = \frac{\tau_{max}}{G} = \frac{Tc}{JG} \quad (2.3)$$

Igualando los miembros de las ecuaciones (2.2) y (2.3) y despejando ϕ , se tiene que:

$$\phi = \frac{TL}{JG} \quad (2.4)$$

Donde ϕ se expresa en radianes. La relación obtenida muestra que, dentro del intervalo elástico, el ángulo de giro ϕ es proporcional al par de torsión T aplicado al eje (Beer, et al., 2003).

Por lo tanto, a partir de (2.4), si se conoce el ángulo de giro ϕ y el módulo de rigidez G se puede estimar el par torsional T que actúa sobre la flecha.

La medición de par estuvo limitada a la medición del par estático. Actualmente, junto con el desarrollo de los probadores de alta precisión, las

aproximaciones en la medición de par dinámico han mejorado y la precisión se está elevando constantemente (Dong y Xu, 2012).

Hay dos métodos principales para medir el par: en línea y reacción. La medición del par en línea es tomada insertando un sensor de par entre el agente de rotación y el objeto a ser rotado. La medición de par por reacción se basa en la tercera ley de Newton de movimiento, la cual dice que para toda acción, hay una reacción igual y en sentido opuesto. Cuando se toma una medición de un par de reacción, no se está midiendo la cantidad de par que está experimentando el sistema rotacional, sino la cantidad de par requerido para detener la rotación. Por ejemplo, para medir el par producido por un motor, se puede medir la cantidad de par que es necesario para evitar que el motor gire.

Los sensores de par normalmente se usan en línea, es decir, el sensor está montado como parte del eje rotativo (Wegener y Bruns 2009). Un sensor típico de par utiliza un dispositivo llamado celda de carga para convertir la fuerza en una salida eléctrica medible. Una celda de carga contiene una o más galgas extensiométricas. Estas son componentes cuya resistencia eléctrica cambia cuando son afectadas por una fuerza física.

Una dificultad en la medición de par es que, por definición, el par es una característica de sistemas rotacionales. Esto significa que se tiene que hacer una especie de conexión eléctrica entre partes rotatorias y partes estacionarias (véase Figura 2-2). Al respecto se han propuesto algunas soluciones como los anillos deslizantes, los transformadores rotatorios, dispositivos infrarrojos, entre otras.

El método más usado para conectar partes rotatorias con partes estacionarias son los anillos deslizantes. Un anillo deslizante tiene dos componentes. La primera es una serie de bandas conductoras que son posicionadas alrededor del elemento rotatorio del ensamble. El segundo componente es un grupo de escobillas.

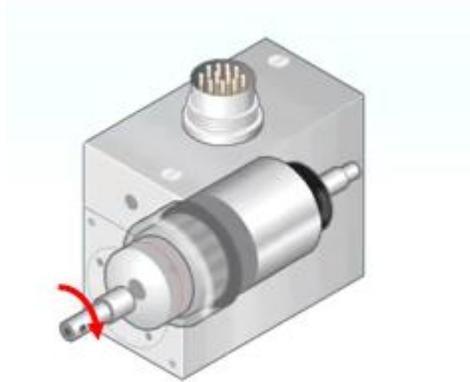


Figura 2-2. Sensor de par dinámico

Aun cuando el anillo gira, mantiene contacto permanente con las escobillas, permitiendo así la transferencia de energía eléctrica y señal del sensor. El método de anillos deslizantes presenta algunas desventajas. Primero, las escobillas y en menor medida, las bandas conductoras son propensos al desgaste, por lo que necesitan ser reemplazadas. Además, la interacción de la banda y las escobillas produce fricción, lo cual puede ser un problema cuando la medición necesita ser de gran precisión. Otra desventaja del método de anillos deslizantes es evidente a altas revoluciones, donde hay niveles significantes de ruido en la señal eléctrica transmitida. El problema asociado con el método de anillos deslizantes es debido al hecho de que hay un contacto físico entre las escobillas y las bandas conductoras. Esto se puede solucionar con tecnologías sin contacto, como transformadores rotatorios, dispositivos infrarrojos y transmisores FM. Por ejemplo, Baghli et al (2010) desarrollaron un sistema de medición de par instantáneo aplicado a motores de inducción, basado en acelerómetros MEMS y un transmisor para enviar la información de forma inalámbrica.

Por otro lado, en los sistemas mecánicos donde continuamente se mide el par dinámico, se presentan vibraciones. Se dice que un cuerpo vibra cuando describe un movimiento oscilatorio alrededor de un punto de referencia. El número de veces que se repite un ciclo completo de movimiento en un segundo se llama frecuencia y es medida en Hertz (Hz).

Si un cuerpo rígido oscila con respecto a un eje de referencia específico, el movimiento resultante se conoce como vibración torsional. En este caso, el desplazamiento del cuerpo se mide en función de una coordenada angular.

La Figura 2-3 representa una flecha no uniforme sometida a un par de torsión externo $f(x, t)$ por longitud unitaria. Si $\theta(x, t)$ indica el ángulo de torsión de la sección transversal, la relación entre la deflexión torsional y el momento de torsión $M_t(x, t)$ es según Rao (2012) como en (2.5)

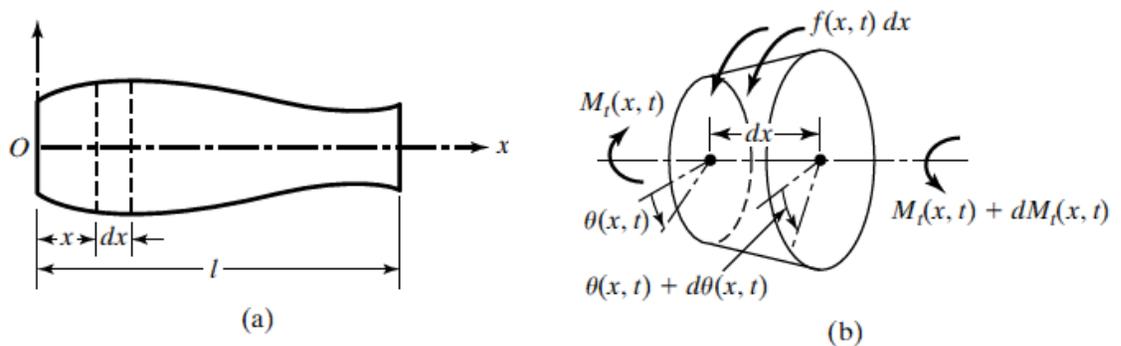


Figura 2-3. Vibración torsional de una flecha

$$M_t(x, t) = GJ(x) \frac{\partial \theta}{\partial x}(x, t) \quad (2.5)$$

Donde G es el módulo de cortante y $GJ(x)$ es la rigidez torsional, con $J(x)$ mostrando el momento polar de inercia de la sección transversal en el caso de una sección circular. Si el momento polar de inercia de masa de la flecha por longitud unitaria es I_0 , el par de torsión de inercia que actúa en un elemento de longitud dx es

$$I_0 dx \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2}$$

Si un par de torsión externo $f(x, t)$ actúa en la flecha por unidad de longitud, la aplicación de la segunda ley de Newton define la ecuación de movimiento:

$$(M_t + dM_t) + f dx - M_t = I_0 dx \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} \quad (2.6)$$

Expresando dM_t como

$$\frac{\partial M_t}{\partial x} dx$$

Y utilizando la ecuación (2.5) se puede obtener la ecuación de vibración torsional forzada para una flecha no uniforme:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[GJ(x) \frac{\partial \theta}{\partial x}(x, t) \right] + f(x, t) = I_0(x) \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2}(x, t) \quad (2.7)$$

Para una flecha uniforme, la ecuación (2.7) adopta la forma

$$GJ(x) \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2}(x, t) + f(x, t) = I_0(x) \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2}(x, t) \quad (2.8)$$

La cual, en el caso de la vibración libre, se reduce a:

$$c^2 \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2}(x, t) = \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2}(x, t) \quad (2.9)$$

Donde

$$c = \sqrt{\frac{GJ}{I_0}} \quad (2.10)$$

Si a la flecha se le aplica un desplazamiento angular $\theta_0(x)$ y una velocidad angular $\dot{\theta}_0(x)$ en el instante $t = 0$, las condiciones iniciales se expresan como:

$$\begin{aligned} \theta(x, t = 0) &= \theta_0(x) \\ \frac{\partial \theta}{\partial t}(x, t = 0) &= \dot{\theta}_0(x) \end{aligned}$$

La solución general de la ecuación (2.9) se expresa como

$$\theta(x, t) = \left(A \cos\left(\frac{\omega x}{c}\right) + B \sin\left(\frac{\omega x}{c}\right) \right) (C \cos(\omega t) + D \sin(\omega t)) \quad (2.11)$$

Las vibraciones torsionales en ejes de cualquier sistema mecánico por lo regular son no deseadas. Al ser fuentes adicionales de estrés cíclico provocan fallas prematuras y una disminución en los ciclos de vida de los ejes, incluso en caso de grandes amplitudes puede provocar el desprendimiento mecánico. Algunos de los factores que contribuyen a dicha dinámica son las excentricidades en la montura de engranes, variación en la rigidez de los dientes de los sistemas de engranes, cambios en el perfil de los dientes debido a la distorsión elástica bajo carga, errores de manufactura, etc. (Al-Wedyan, 2011). Las vibraciones torsionales están presentes en bombas eléctricas sumergibles, cigüeñales de motores de combustión interna, ejes de motores de turbinas de gas, entre otros. Debido a esto, el estudio de las fuentes de vibración torsional, parámetros, métodos y sistemas de amortiguamiento representan un gran problema aplicado (Zhanga y Yu, 2009).

La mayoría de los modelos matemáticos para vibraciones torsionales en ejes están hechos bajo ciertas suposiciones (Verichev, 2012):

- La disipación de la energía oscilatoria en la banda de alta frecuencia es tan alta que a partir de un cierto modo se podrían despreciar los modos restantes.
- Uno o ambos extremos del eje se consideran fijos o que el eje es movido por una fuente de potencia ilimitada, en este último caso, el eje gira siempre con una velocidad constante, independientemente de la amplitud de las vibraciones.
- Todas las fuentes de excitación de vibración son consideradas externas y en ocasiones periódicas.

Estos modelos son usados por ingenieros para estimar parámetros de vibraciones torsionales de sistemas reales y diseñar métodos y herramientas para amortiguar dicha vibración.

Sin embargo, se han realizado algunos trabajos dirigidos al estudio de vibraciones torsionales en cigüeñales de motores de combustión interna (Charles et al., 2009) donde se plantean modelos no lineales (HUANG et al., 2012) cuya aproximación reduce el error al no asumir los parámetros dinámicos como constantes, ya que esta es una de las principales fuentes de error.

En años anteriores, dichos modelos se resolvían usando el método Holzer (Der-Wei, 2006). Posteriormente con el desarrollo de las computadoras se comenzó a utilizar el método del elemento finito (Wu, 1995), aunque estos métodos son aproximados. Der-Wei (2006) propuso una solución exacta para la vibración torsional de un eje uniforme con múltiples elementos concentrados.

En la práctica, se pueden utilizar métodos experimentales para medir la respuesta de vibración del sistema ante una situación conocida. Esto ayuda a identificar el sistema en función de su masa, rigidez y amortiguamiento cuando es difícil aproximar un modelo de forma analítica, para ello se utilizan transductores o detectores de vibración.

Los acelerómetros son los transductores más usados para medir la respuesta de vibración lineal y/o angular de estructuras (Sangbo, 2010). Existen distintos tipos de acelerómetros, incluyendo el capacitivo, piezoresistivo y piezoeléctrico (Hyounggho, Dong-il, 2010). Al medir aceleración, no sólo se tiene dicho parámetro, con integradores electrónicos la señal de aceleración se puede convertir a velocidad y desplazamiento. Sin embargo Charles et al (2009) ha usado la señal de los encoders, que normalmente se utiliza para medir velocidad angular, para construir la forma de onda de la velocidad angular instantánea.

Los acelerómetros MEMS logran una mayor precisión que los acelerómetros convencionales y una gran reducción en cuanto a tamaño se refiere, lo cual permite su uso en sistemas embebidos, Baghli et al (2010). Los acelerómetros MEMS se pueden clasificar por el número de ejes (1, 2, o 3 ejes) y

por el tipo de señal de salida como analógico o digital. Una ventaja de los acelerómetros digitales es que el acondicionamiento de la señal se hace dentro del chip, lo cual evita la introducción de ruido a causa de circuitos externos.

3 METODOLOGIA

Debido a que el proyecto de investigación está relacionado con vibraciones torsionales, se trabajó en colaboración con la Dirección de Vibraciones y Acústica del Centro Nacional de Metrología, donde cuentan con el equipo y personal capacitado para la medición de las mismas. Específicamente se trabajó en el laboratorio 12 y 13 que son de vibración alternante y velocidad angular respectivamente.

En la Figura 3-1 se muestra de forma muy general, la metodología empleada para el desarrollo de la investigación.

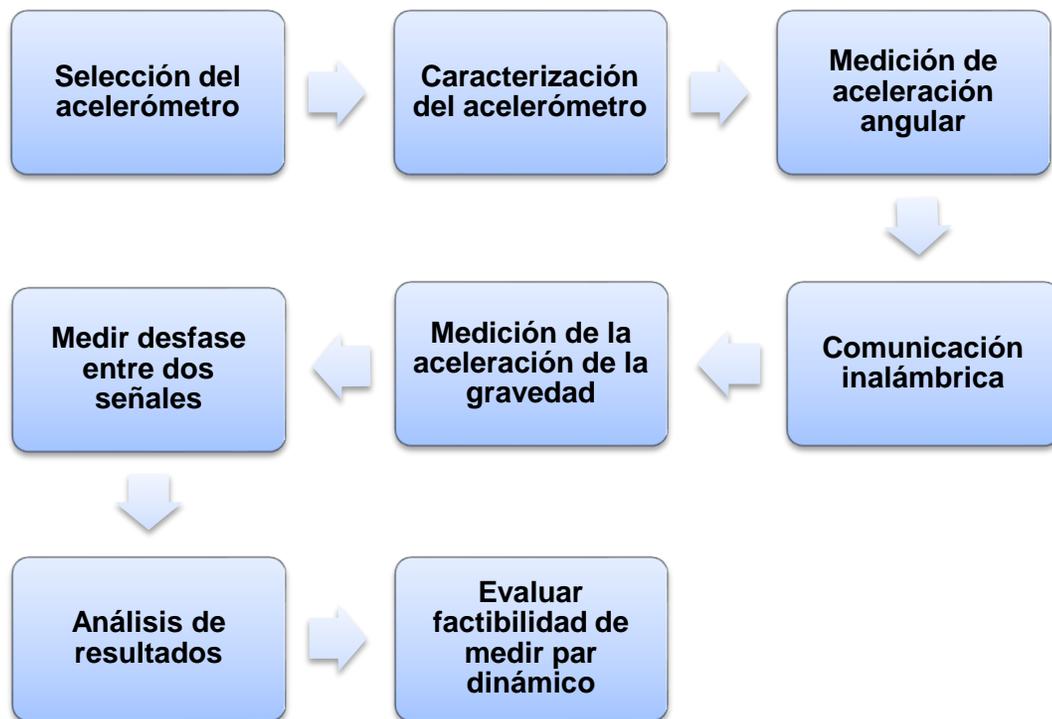


Figura 3-1. Metodología.

3.1 Selección del acelerómetro

Un acelerómetro se usa principalmente para medir vibraciones o para medir impacto. Para medir vibraciones es más adecuado uno que tenga un ancho de banda relativamente amplio (2000 Hertz o más) y un intervalo de aceleración pequeño por ejemplo $\pm 10g$ ($1g \approx 9.81m/s^2$) o menor. Entre más pequeño sea el intervalo de aceleración, mayor será la sensibilidad del transductor.

Existen distintos fabricantes de acelerómetros y gracias a eso se cuenta con una amplia gama de estos transductores. Para la selección de estos dispositivos se tomó en cuenta algunos parámetros básicos como intervalo de aceleración, ancho de banda, tipo de salida y tecnología empleada, es decir si son piezoeléctricos, capacitivos, etcétera.

Teniendo en cuenta que los acelerómetros serán empleados en una máquina rotatoria con velocidades de hasta 6000 rpm, es decir 100 Hz, se buscaron acelerómetros con un ancho de banda de alrededor de 2 kHz y con intervalos de aceleración menores a $\pm 10g$.

3.2 Caracterización y Evaluación del Error del Acelerómetro

Si se graficara el comportamiento de la sensibilidad de un acelerómetro ante distintos valores de frecuencia de entrada, idealmente sería una línea recta con pendiente cero dentro de un intervalo que no supere la frecuencia de resonancia del transductor, similar a lo que se muestra en la Figura 3-2. Sin embargo en la realidad no es así, en el mejor de los casos la sensibilidad es una línea recta que tiene una pendiente positiva.

Para caracterizar un acelerómetro, éste es sometido, junto con un acelerómetro patrón a distintos valores de aceleración, en frecuencias de tercios de octava en el intervalo de 2 Hz a 160 Hz, o se seleccionan frecuencias

dependiendo del alcance de medición del transductor a caracterizar. Al final se comparan los valores del acelerómetro a prueba contra los del acelerómetro Patrón, que sirven como referencia.

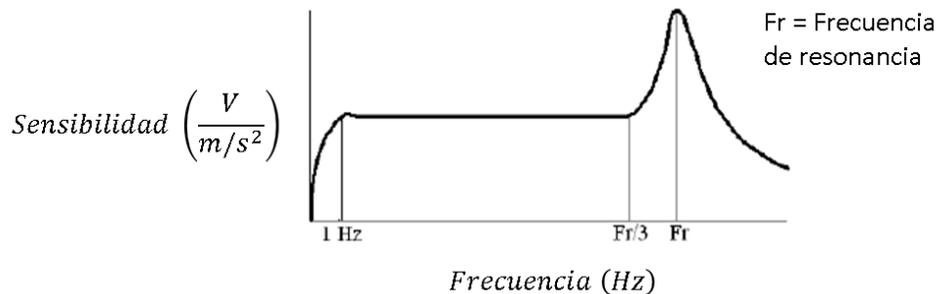


Figura 3-2. Comportamiento ideal de un acelerómetro.

Otro parámetro que podría ser importante, dependiendo la aplicación, es el valor de offset que tiene a la salida. Dependiendo del fabricante y del tipo de salida (digital o analógica) el acelerómetro puede tener o no un offset. Por citar un ejemplo, se tiene el modelo ADXL203 de *ANALOG DEVICES* que cuando es operado a 5 Vcd tiene un offset nominal de 2.5 Vdc, es decir, que cuando este acelerómetro experimente 0 g's, su salida nominal es de 2.5 Vdc. Valores por encima del offset significan aceleraciones positivas, mientras que aceleraciones negativas producen valores por debajo del offset.

Para la aplicación que se le dio a los acelerómetros, el offset es de suma importancia, ya que de este valor depende una correcta estimación de aceleración angular.

En el CENAM se cuenta con dos tarjetas de evaluación para el acelerómetro de dos ejes con salida analógica ADXL203 de *ANALOG DEVICES* como el que se muestra en la Figura 3-3. Como estos transductores son sensibles a la aceleración de la gravedad, dependiendo de su orientación, pueden presentar un valor de aceleración positivo o negativo, incluso aunque este inmóvil. En la Figura 3-4 se presenta cinco posibles orientaciones con su valor de aceleración de salida. En la misma figura se puede observar que para que la salida del acelerómetro sea 0g, se debe poner de forma horizontal. Por lo tanto, para medir

el offset de salida, el acelerómetro se puso en una orientación horizontal con ayuda de un nivel digital. Después, con el transductor inmóvil, se tomaron 400 muestras y como el offset es una señal de tensión eléctrica continua, no fue necesaria una frecuencia de muestreo muy alta, así que se tomaron muestras cada 50 milisegundos.

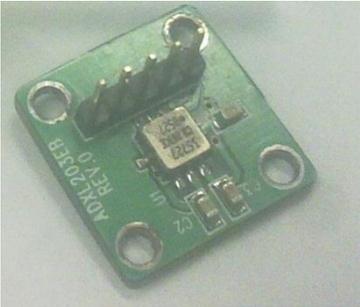


Figura 3-3. Acelerómetro con salida analógica ADXL203.

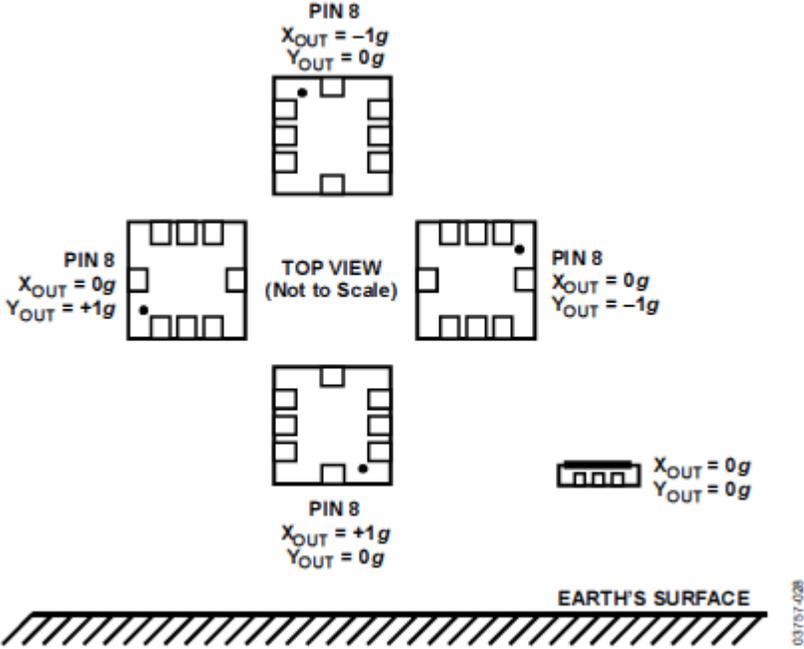


Figura 3-4. Respuesta de la salida con respecto a la orientación.

Las muestras obtenidas para cada acelerómetro fueron promediadas y con esto se obtuvo el valor de offset.

3.3 Medición de Aceleración Angular

Una vez que se midió el valor de offset de salida de los acelerómetros y usando como referencia el trabajo de Echeverría (1991) se estimó la aceleración angular en un motor de corriente directa. Para esto se fabricó una pieza de aluminio que sirvió como base para sujetar los acelerómetros al motor eléctrico (Véase Anexo 1). La pieza fue diseñada para que los acelerómetros quedaran a la misma distancia del eje de giro y para poder colocar un sensor de velocidad angular en el centro que sirvió para validar las mediciones, como se muestra en la Figura 3-5. Adicionalmente, los acelerómetros fueron colocados cuidando que sus respectivos ejes de medición quedaran paralelos y en sentidos opuestos.

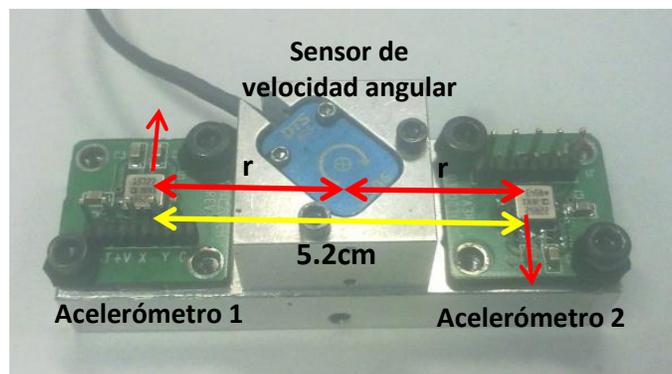
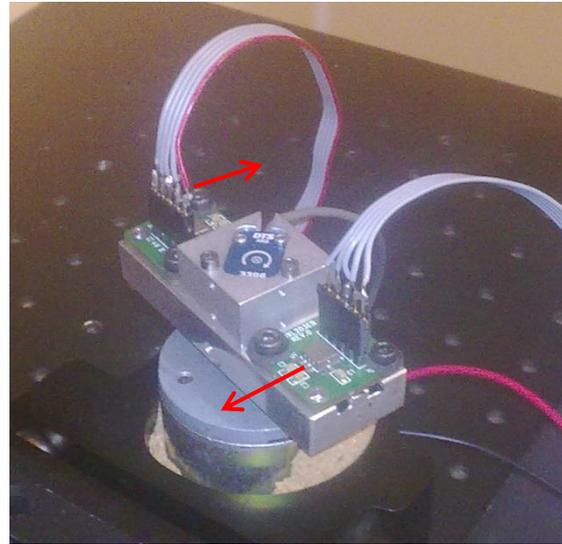


Figura 3-5. Base para los acelerómetros.

Después se montó la base en el motor eléctrico estando éste último en posición vertical, para que los transductores quedaran sobre un plano horizontal, de modo que la aceleración de la gravedad no influya en la medición. Para verificar lo anterior, se colocó un nivel digital sobre la base de los transductores y se ajustó la orientación del motor, hasta que el nivel indicara cero como se muestra en la Figura 3-6 (a) y (b)



(a) Nivelación de la base de los transductores



(b) Base ya nivelada

Figura 3-6. Orientación de los acelerómetros.

Ya con la base nivelada, al motor se le puso como entrada, una señal sinusoidal con frecuencia de 7 Hz y amplitud de 4 Vpp. Con esto se lograría que el motor acelere en una dirección, desacelere y acelere en sentido contrario. Los acelerómetros y el sensor de velocidad angular fueron operados a 5 Vcd. La señal de salida de los transductores fue digitalizada con ayuda de una tarjeta de adquisición de datos de *National Instruments* modelo USB-6366 con resolución de 16 bits y usando una frecuencia de muestreo de 200 Hz.

Luego, para estimar la aceleración angular se tomó como referencia a Echeverría (1991) y se partió de las ecuaciones (3.1) y (3.2)

$$V = k_a a \quad (3.1)$$

$$a = r\alpha \quad (3.2)$$

Donde

V	Tensión eléctrica de salida del acelerómetro
k_a	Sensibilidad del acelerómetro
a	Aceleración lineal
r	Radio
α	Aceleración angular

La ecuación (3.1) relaciona la tensión de salida de un acelerómetro con la aceleración lineal que éste experimenta, mientras que la ecuación (3.2) relaciona la aceleración lineal con la aceleración angular.

Sumando la tensión eléctrica de salida de los acelerómetros V_1 y V_2 respectivamente, se obtuvo la ecuación (3.3)

$$V_1 + V_2 = k_a a + k_a a \quad (3.3)$$

Como los acelerómetros usados son del mismo modelo, la sensibilidad es la misma y como están a la misma distancia del eje de rotación, la aceleración tangencial que experimentan también es la misma, por lo que la ecuación (3.3) se redujo a (3.4) donde V_α representa la tensión eléctrica proporcional a la aceleración angular, es decir, la suma de V_1 y V_2 .

$$V_\alpha = 2k_a a \quad (3.4)$$

Finalmente, tomando la ecuación (3.2) y sustituyéndola en (3.4) se obtuvo la ecuación (3.5) que relaciona la aceleración angular que experimenta el sistema con la tensión eléctrica de los transductores.

$$V_\alpha = 2k_a r \alpha \quad (3.5)$$

El objetivo de usar dos acelerómetros fue el de cancelar el efecto de la aceleración de la gravedad sobre el sistema de medición. Al estar paralelos y en sentidos opuestos, cuando uno detectó la aceleración de la gravedad en sentido

positivo, el otro la detectó con la misma magnitud pero con signo contrario, así al realizar la suma, se canceló esta señal quedando como resultado la aceleración angular que experimenta el sistema.

3.4 Comunicación Inalámbrica

Como los acelerómetros estarán montados sobre la flecha de un motor, la comunicación debe de ser inalámbrica y para esto, existen distintos fabricantes y protocolos de comunicación. Para la selección del transceptor, se tomó en cuenta el tamaño, la velocidad de transmisión de datos y la corriente de consumo.

El módulo transceptor nRF24L01+ de *NORDIC SEMICONDUCTOR* es el que presenta la mejor relación. Tiene una velocidad de transmisión de datos de hasta 2 Mega bits por segundo (Mbps) un consumo de corriente de 13 mA en modo transmisor y el encapsulado es de 4x4 mm. Además existen en el mercado tarjetas de evaluación para este dispositivo como la de la Figura 3-7 que facilitan su programación y uso.

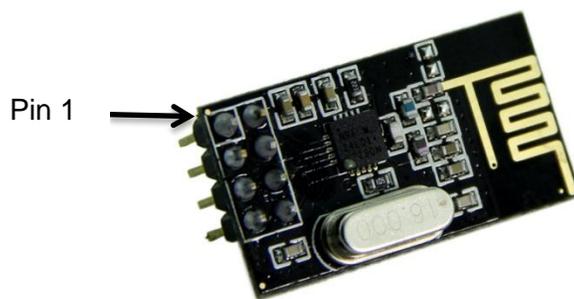


Figura 3-7. Módulo transceptor inalámbrico nRF24L01+.

Las funciones de los pines son como se indica en la Tabla 3-1. La numeración es de izquierda a derecha y de arriba abajo, siendo el pin número 1 el que se indica en la Figura 3-7.

Tabla 3-1. Nombre y función de los pines del nRF24L01+.

Número de Pin	Nombre	Función
1	GND	Tierra
2	Vcc	3.3V
3	CE	Activa el Chip
4	CSN	Selecciona el Chip
5	SCK	Reloj del SPI
6	MOSI	Salida del maestro, entrada al esclavo
7	MISO	Entrada al maestro salida del esclavo
8	IRQ	Interrupción de recepción

Para establecer la comunicación entre los transceptores fue necesario utilizar adicionalmente un microcontrolador por cada dispositivo. El microcontrolador PIC18F24K20 fue seleccionado por las características que presenta:

- Cuenta con comparador analógico que fue usado para medir frecuencia a partir de los cruces por cero.
- La distribución de las funciones de los pines hace que el módulo SPI (en inglés *Serial Peripheral Interface*) y USART (en inglés *Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) así como las interrupciones externas queden en pines independientes véase Figura 3-8.
- Funciona con 3.3 Vcd lo que lo hace compatible con el transceptor.
- Puede realizar hasta 16 Millones de instrucciones por segundo (MIPS).
- Al ser de 28 pines, su tamaño es relativamente pequeño y adecuado para la aplicación.

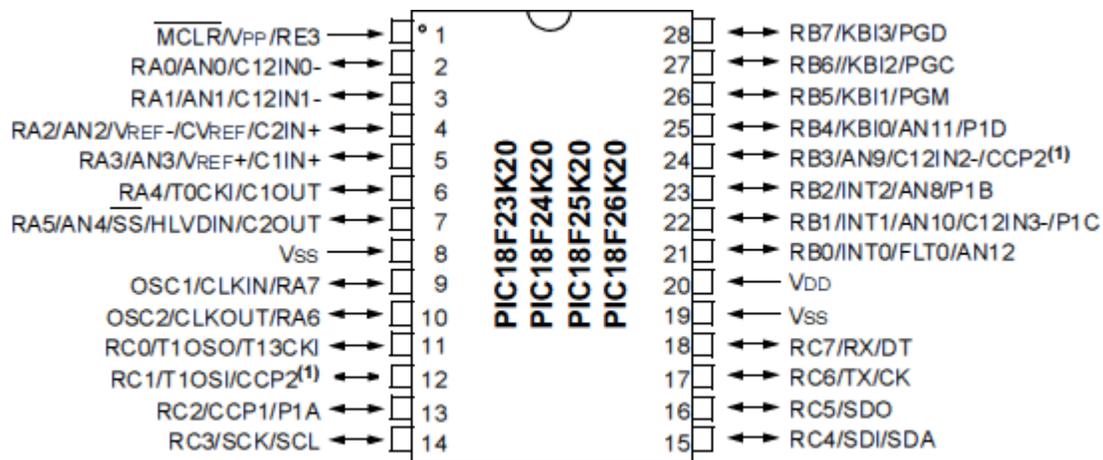


Figura 3-8. Configuración de pines del PIC18F24K20.

Con el microcontrolador y el transceptor ya seleccionados sólo restó la programación. En el Anexo 2 se proporciona la biblioteca de funciones para manipular el transceptor. Esta biblioteca fue modificada de la que originalmente está disponible en internet en la página:

<https://sites.google.com/site/proyectosroboticos/nrf24l01/nrf24l01-18f4550>.

3.5 Medición de la aceleración de la gravedad

Al inicio de la investigación, se pensó en medir la diferencia de fase entre la señales de aceleración angular en los extremos de la flecha que está transmitiendo el par y cancelar los efectos de la aceleración de la gravedad sobre el sistema de medición. Sin embargo, tomando como referencia el trabajo de Baghli et al. (2010) se observó que la medición de diferencia de fase sería una opción poco viable. En la Figura 3-9 se presenta una gráfica del trabajo de Baghli et al. (2010), en el cual, ellos midieron la aceleración tangencial en un motor eléctrico, la línea roja representa el perfil de velocidad del motor en radianes/s y la línea roja la aceleración tangencial en unidades de gravedad.

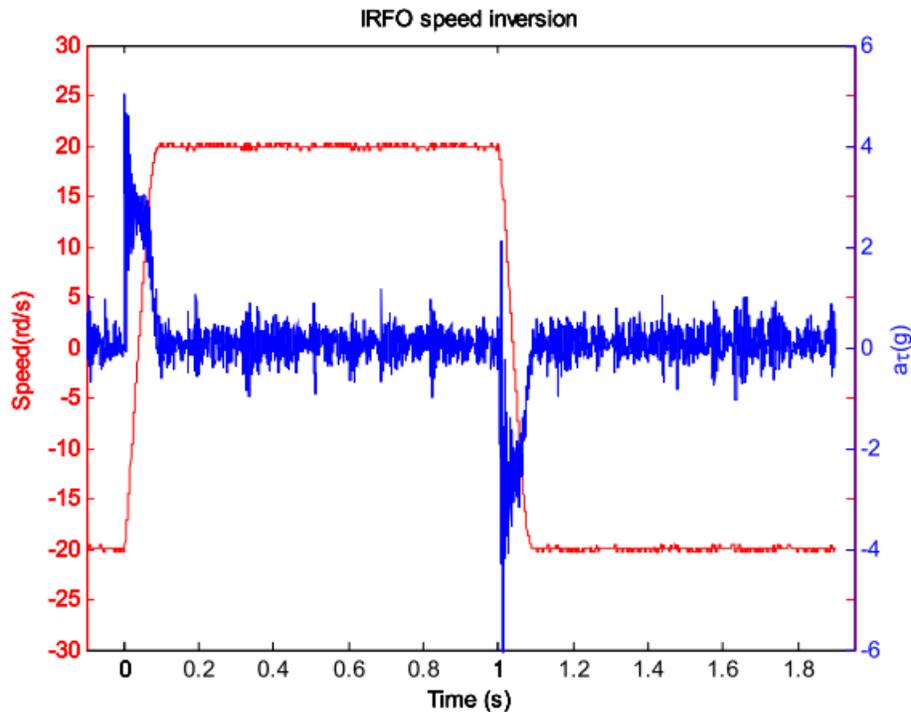


Figura 3-9. Medición de aceleración angular (Baghli et al., 2010).

Se puede observar que cuando la velocidad es constante la aceleración es casi cero. Medir la diferencia de fase entre dos señales de aceleración tangencial como la que se presenta en la Figura 3-9 representa una tarea no muy fácil de realizar.

Una alternativa que surgió a lo largo del trabajo de investigación fue la de usar la aceleración de la gravedad (en lugar de cancelarla) para medir la diferencia de fase. La magnitud y dirección de la aceleración de la gravedad son constantes y al estar girando el motor en posición horizontal (Figura 3-10), la gravedad produce una señal sinusoidal de aceleración sobre la flecha del motor. Esta señal tendría la frecuencia de oscilación del motor, es decir, si el motor gira a 600 rpm (100 Hz) la sinusoidal tendría la misma frecuencia.



Figura 3-10. Aceleración de la gravedad.

Para corroborar lo anterior, se empleó el mismo motor de corriente directa que se utilizó para estimar la aceleración angular, con la diferencia de que el motor se colocó en posición horizontal y además se usaron los módulos transceptores inalámbricos. En la Figura 3-11 se muestra el motor y la electrónica usada en la medición.

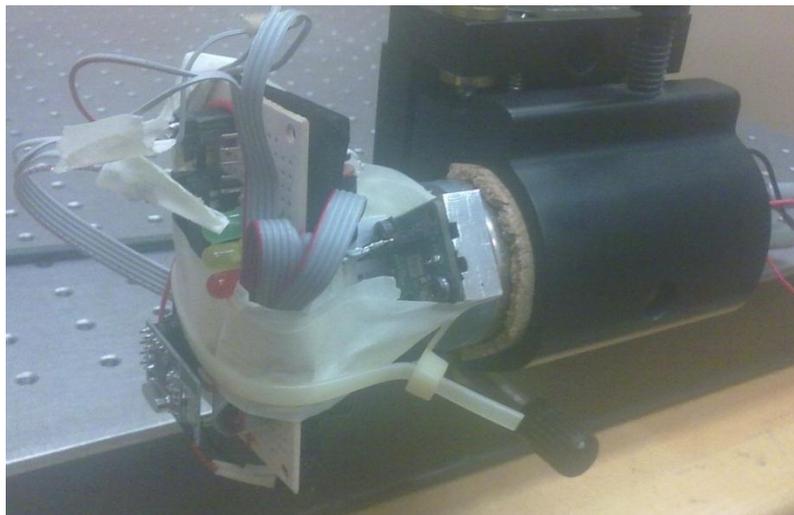


Figura 3-11. Medición de aceleración de la gravedad.

Como la masa de los dispositivos electrónicos, las baterías, acelerómetros y la base de aluminio no quedo distribuida de forma adecuada el desbalanceo fue evidente por lo que el motor se hizo girar a 7 Hz máximo. La tensión eléctrica de los acelerómetros fue leía por el convertidor analógico a digital (ADC) del microcontrolador que tienen una resolución de 10 bits, usando una frecuencia de muestreo de 250 Hz. Cada lectura del ADC se almaceno en una variable de 16

bits y después fue convertida a dos variables de 8 bits. La biblioteca de funciones para el manejo del transceptor permite enviar paquetes de 8 bytes, por lo que se tomaron dos lecturas de ADC por cada acelerómetro y luego fueron enviadas al receptor, quien a su vez, la envió a la computadora donde los paquetes fueron procesados para obtener nuevamente los datos de 16 bits y después fueron almacenados en un archivo de texto.

3.6 Medir desfase entre dos señales

La diferencia de fase se estimó de tres formas diferentes, la primera fue midiendo el tiempo de retardo que existe entre las señales de interés y a partir del tiempo medido, estimar la diferencia de fase usando (3.5). La segunda fue aproximando por el método de mínimos cuadrados, una señal sinusoidal, para cada señal proveniente de los acelerómetros. En el tercer método, se estimó la correlación existente entre las señales y a partir de este resultado se calculó la diferencia de fase.

3.6.1 Medición de tiempo de retardo

Una forma de estimar la diferencia de fase entre dos señales de la misma frecuencia y amplitud, Figura 3-12, es conociendo la frecuencia y el tiempo de retardo t_d que existe entre las señales. A partir de estos datos se usa (3.5) y se puede conocer la diferencia de fase en radianes.

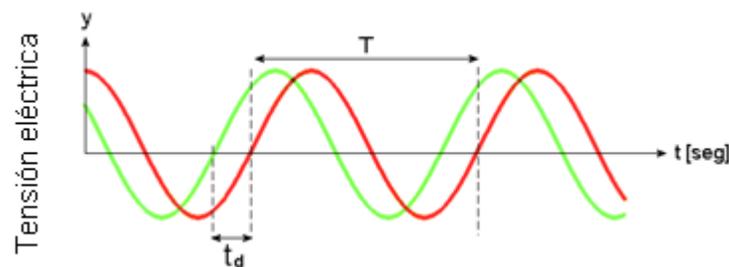


Figura 3-12. Desfase entre dos señales.

$$\phi = \omega(t_d) \quad (3.5)$$

Donde

ϕ	Diferencia de fase (radianes)
ω	Frecuencia angular (Hz)
t_d	Tiempo de retardo (s)

En la Figura 3-13 se muestra un diagrama simplificado de la medición de la diferencia de fase. La señal analógica sirve como entrada al comparador analógico interno del PIC (pin A0). Como referencia se utilizó un valor de 1.5 Vcd proporcionado por el microcontrolador de manera interna. La salida del comparador (pin A4) se conectó con el pin B1, éste último fue configurado por software para que detecte los flancos de bajada.

Se utilizaron dos transmisores y un receptor, el transmisor uno detecta los flancos de bajada de la señal comparada y activa el temporizador 1 del PIC (*timer 1*) midiendo así el tiempo entre cada flanco de bajada obteniendo así el periodo de la señal analógica.

El transmisor 2 se configuró también para detectar los flancos de bajada y en cuanto se detecta uno, envía una señal al transmisor 1, el cual mide el tiempo desde que detecto un flanco de bajada y hasta que llega la señal del transmisor 2 y con esto se obtiene el tiempo de retardo entre las dos señales. Luego el transmisor 1 envía el periodo y el tiempo de retardo al receptor, éste último envía la información a la computadora a través de comunicación serial. Una vez que se tuvo la información en la computadora, se hizo el procesamiento correspondiente para convertir la información recibida en frecuencia y tiempo de retardo.

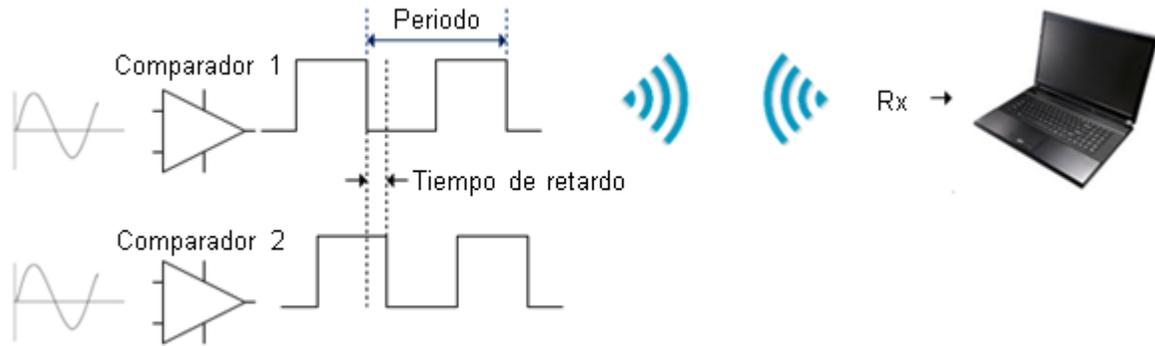


Figura 3-13. Diagrama de funcionamiento.

Para verificar que el algoritmo propuesto funciona de forma adecuada, se utilizó un generador de funciones con dos canales de salida. En él se configuraron dos señales de la misma frecuencia y de la misma amplitud. Como dichas señales se utilizaron para emular la señal de salida de los acelerómetros, la amplitud se configuró a 1 Vpp que es el valor esperado para una señal de aceleración de $\pm 1g$. La frecuencia se varió en tercios de octava a partir de 10 Hz y hasta 25 Hz. Mientras que el desfase programado entre ambas señales fue de 0.1° hasta 1° con incrementos de 0.1° . Cada canal fue conectado a un canal del osciloscopio y a un transmisor. Finalmente, para cada valor de desfase y de frecuencia se tomó un promedio de 10 muestras y se comparó contra el resultado del osciloscopio.

3.6.2 Ajuste de una señal sinusoidal por mínimos cuadrados

Para la aproximación de la señal sinusoidal se tomó como referencia la norma IEEE Std. 1241-2000 (2001) del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE por sus siglas en inglés). En esta norma se describe un procedimiento para aproximar una señal sinusoidal a un conjunto de datos por medio de mínimos cuadrados, para ello es necesario saber la frecuencia de la señal analógica y el tiempo de muestreo utilizado para digitalizar la misma, así como también, el conjunto de datos obtenidos de la digitalización de la señal.

Se partió de la ecuación (3.6)

$$\sum_{n=1}^M [y_n - A_0 \cos(\omega_0 t_n) - B_0 \sin(\omega_0 t_n) - C_0]^2 \quad (3.6)$$

Donde:

M	Número de muestras
y_n	n-ésima muestra (y_1, y_2, \dots, y_M)
t_n	n-ésimo tiempo de muestreo (t_1, t_2, \dots, t_M)
ω_0	Frecuencia fundamental

A_0, B_0 y C_0 son valores constantes que minimizan la suma de cuadrados de (3.6). Para encontrar estos valores, primero se crearon las matrices (3.7), (3.8) y (3.9)

$$D_0 = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t_1) & \sin(\omega_0 t_1) & 1 \\ \cos(\omega_0 t_2) & \sin(\omega_0 t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega_0 t_M) & \sin(\omega_0 t_M) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$x_0 = \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \\ C_0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Usando notación matricial, la ecuación (3.6) quedó como en (3.10), Donde $(*)^T$ indica la transpuesta de $(*)$.

$$(y - D_0 x_0)^T (y - D_0 x_0) \quad (3.10)$$

Por lo tanto, la solución de x_0 que minimiza la ecuación (3.10) queda como se muestra en (3.11)

$$x_0 = (D_0^T D_0)^{-1} (D_0^T y) \quad (3.11)$$

Una vez conocida la solución de x_0 se puede conocer la fase de cada señal usando (3.12) o (3.13), según sea el caso. Finalmente para obtener la diferencia de fase entre ambas señales sólo es necesario restar los valores de fase obtenidos.

$$fase = \tan^{-1} \left(-\frac{B_0}{A_0} \right) \text{ si } A_0 \geq 0 \quad (3.12)$$

$$fase = \tan^{-1} \left(-\frac{B_0}{A_0} \right) + \pi \text{ si } A_0 < 0 \quad (3.13)$$

Para estimar la diferencia de fase usando el método descrito anteriormente, con el microcontrolador se digitalizó la señal analógica y se midió el periodo de la misma con ayuda del comparador analógico que trae integrado. La salida del comparador analógico entra al PIN B1, mismo que se configuró para detectar las transiciones de bajada. Cada vez que se detectó una transición de bajada, se obtuvo el valor de un contador (timer 2 del microcontrolador) y después se puso a cero. De esta forma se midió el periodo de la señal sinusoidal de entrada, a la vez que se digitalizó con una frecuencia de muestreo de 400 Hz. Las señales discretizadas fueron enviadas a una computadora que se encargó de procesar la información e implementar el método de mínimos cuadrados. En la Figura 3-14 se muestra un diagrama básico de funcionamiento.

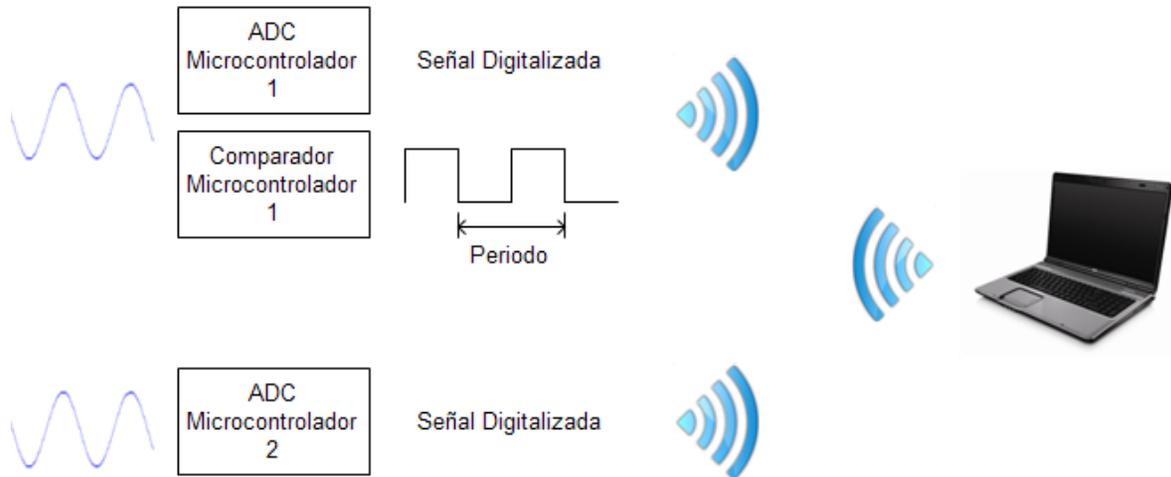


Figura 3-14. Digitalización y medición de la frecuencia de la señal analógica

La señal sinusoidal de salida de los acelerómetros tiene la misma frecuencia que la rotación del motor, es decir, si el motor gira a 600 rpm, lo que equivale a una frecuencia de 10 Hz, la señal de sinusoidal de los acelerómetros tiene una frecuencia de 10 HZ. Por lo tanto cuando existan variaciones en la velocidad del motor, existirán también variaciones en la frecuencia de la señal de los acelerómetros. Teniendo esto en mente y una vez con la información en la computadora, se buscaron cambios de frecuencia mayores a 0.1 Hz. De esta forma, el algoritmo de mínimos cuadrados se empleó por secciones.

En la Figura 3-15 se muestra una gráfica de una señal sinusoidal cuya frecuencia va en aumento. Con el algoritmo propuesto se obtendrían cuatro aproximaciones de señales sinusoidales, correspondientes a las secciones T1, T2, T3 y T4. Y para cada aproximación se estimaría la diferencia de fase.

Para validar el método propuesto, primero se usó un generador de funciones con dos canales de salida. Las señales generadas tuvieron la misma amplitud, frecuencia y offset. La fase se varió de 0.1° a 1° en incrementos de 0.1° y la frecuencia se varió en tercios de octava de 10 Hz a 25 Hz.

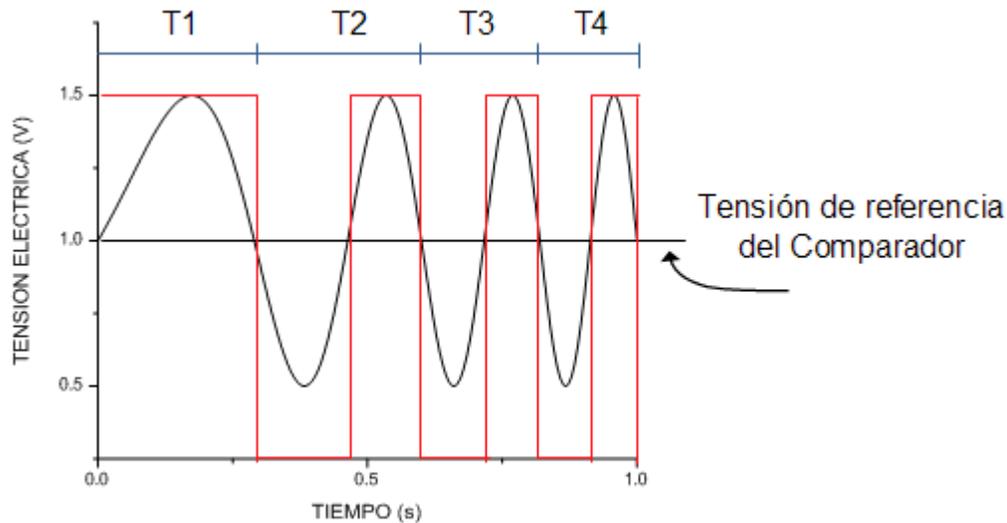


Figura 3-15. Salida del comparador

Hecho lo anterior, se realizaron las pruebas sobre un motor de corriente directa. Los acelerómetros se colocaron con una fase inicial cercana a los 27° . Aunque el motor cuenta con su propio controlador, no es posible establecer con exactitud la velocidad de giro, por lo tanto, las mediciones realizadas se limitaron a variar la velocidad del motor y medir la diferencia de fase entre los transductores.

3.6.3 Estimación de la diferencia de fase a partir de la correlación

Estas mediciones se hicieron en paralelo con las ajuste de la señal sinusoidal por mínimos cuadrados, es decir, la correlación se calculó también por secciones, para los mismos conjuntos utilizados en el método de mínimos cuadrados. Para la señal de ejemplo de la Figura 3-15 se calcularía la correlación para cada intervalo T1, T2, T3 y T4, el resultado sería cuatro valores distintos que representan el coseno de un ángulo φ como se muestra en (3.14)

$$\text{correlación}(y_1, y_2) = \cos(\varphi) \quad (3.14)$$

Donde: y_1, y_2 representan un subconjunto de datos de la señal discretizada de los acelerómetros 1 y 2 respectivamente. Mientras que φ

representa la diferencia de fase presente entre y_1, y_2 . Por lo tanto, al calcular el coseno inverso del resultado de la correlación se obtuvo la diferencia de fase φ .

3.7 Diseño de la tarjeta electrónica

En la dirección de Vibraciones y Acústica del CENAM se cuenta con un motor de corriente directa con las características mostradas en la Tabla 3-2. El motor cuenta con su controlador el cual permite variar la velocidad de 0 a la velocidad nominal. Esto lo hace una opción adecuada para las pruebas de validación y por lo tanto, las tarjetas electrónicas fueron diseñadas para ser usadas en este motor.

Tabla 3-2 Valores nominales del motor del motor eléctrico

Parámetro	Valor
H.P.	0.5
Volts	180
Amps	2.5
R.P.M.	1750

La tarjeta se diseñó de forma circular con un diámetro exterior de 6 cm y con un diámetro interior de 1.6 cm para poder montarse en la flecha del motor. El diseño fue de una sola cara pero el cobre que no fue abarcado por las pistas fue utilizado como plano de tierra para así reducir el ruido electromagnético. En la Figura 3-16 se muestra el diseño de la tarjeta para los transmisores y en el Anexo 3 se muestra el circuito esquemático.

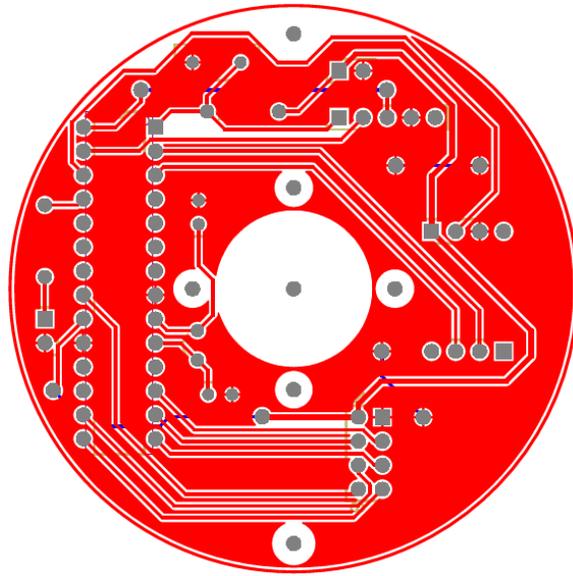


Figura 3-16. Capa inferior de la tarjeta.

4 RESULTADOS Y DISCUSION

4.1 Selección del Acelerómetro

En la Tabla 4-1 se muestra un resumen de los potenciales proveedores junto con algunos de sus productos. A su vez, de estas opciones se seleccionó el ADXL203 de *Analog Devices*. Al tener un intervalo de aceleración de $\pm 1.7g$, la sensibilidad aumenta. El ancho de banda aunque es de 2.5 kHz, se puede recortar con un arreglo de capacitores y finalmente la densidad de ruido, un parámetro que no todos los fabricantes lo proporcionan, es el más bajo.

Tabla 4-1 Posibles opciones de acelerómetro

Fabricante	Modelo	Intervalo (g)	Ancho de Banda (Hz)	Salida	Observaciones
 BOSCH	BMA150	± 8	1.5 k	Digital	Resolución del ADC de 10 bits
	SCA630	± 12.3	400	Analógica	
 ANALOG DEVICES	ADXL345	± 16	1.6 k	Digital	Resolución del ADC de 13 bits
 ANALOG DEVICES	ADXL203	± 1.7	2.5K	Analógica	Su densidad de ruido es baja, lo cual ayuda a tener menos ruido a altas frecuencias.

4.2 Sistema de comunicación inalámbrica

Como se mencionó con anterioridad, el transceptor utilizado fue el nRF24L01+, mismo que se configuró para una velocidad de transmisión en el aire de 2 Mbps. La comunicación entre el microcontrolador y el transceptor fue por medio de *SPI* con una velocidad de transmisión de 4 MHz, pudiendo trabajar hasta 8 MHz, sin embargo, como la frecuencia de trabajo del microcontrolador, fue de 64 MHz y sólo se puede dividir por 4, 16 o 32 para funcionar con la *SPI*, 16 fue la opción que no sobrepasa la máxima velocidad soportada por el módulo transceptor.

La biblioteca implementada para manipular el transceptor permite enviar y recibir paquetes de 8 bytes por cada transmisión, además proporciona la dirección en hexadecimal del emisor, además el receptor a su vez, envía una contestación cada que recibe un paquete, con esto, el emisor sabe si el paquete fue recibido correctamente por el receptor.

Se ocuparon un total de 3 transceptores, dos fueron usados con su respectivo microcontrolador y acelerómetro, mientras que un tercero funcionó como maestro, cuya función fue la de sincronizar los dispositivos y recibir la información proporcionada por los otros dos transceptores. El microcontrolador del transceptor maestro se conectó con una computadora por medio de comunicación serial *RS232* a 115200 kbps. En la computadora se implementó una interfaz en *MATLAB* para abrir y cerrar el puerto y además poder controlar el número de muestras por adquirir, véase Figura 4-1. Con los datos adquiridos se realizaron cálculos y graficas que permitieran estimar la diferencia de fase.

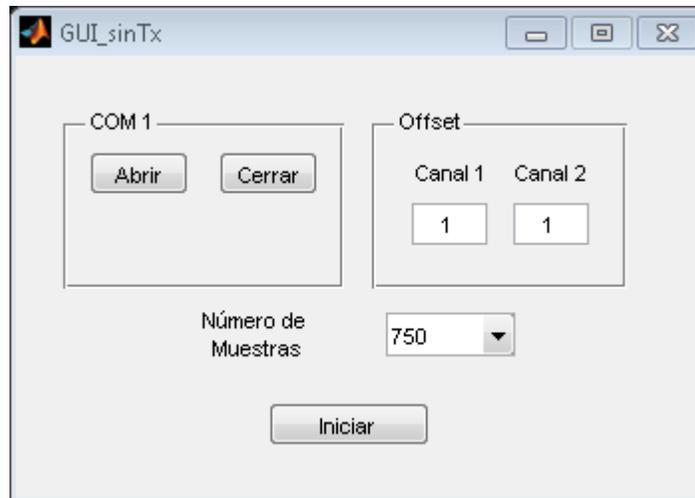


Figura 4-1. Interfaz gráfica para la medición.

4.3 Medición de Aceleración Angular

La caracterización del acelerómetro se limitó a medir el nivel de offset de los acelerómetros a emplear, los resultados se muestran en la Tabla 4-2. Adicionalmente se midió el offset del sensor de velocidad angular. El valor de offset es de vital importancia ya que fue utilizado en las mediciones posteriores.

Tabla 4-2. Valores de offset

Tensión eléctrica de alimentación (V)	Acelerómetro 1 (V)	Acelerómetro 2 (V)	Sensor de Vel. Angular (V)
5	2.4797	2.4438	2.5194
3	1.5105	1.4930	---

En la Figura 4-2 se presenta la medición de velocidad angular. La línea azul corresponde al sensor de velocidad angular y la línea roja velocidad angular

estimada. Como la tensión eléctrica de salida de los acelerómetros es proporcional a la aceleración que experimentan, la aceleración angular estimada fue integrada numéricamente para poder hacer la comparación. Se puede observar que velocidad estimada coincide con la del sensor, la única diferencia se presenta en la amplitud, sin embargo esto se puede deber a que el sensor de velocidad angular no coincide con el eje de giro del motor.

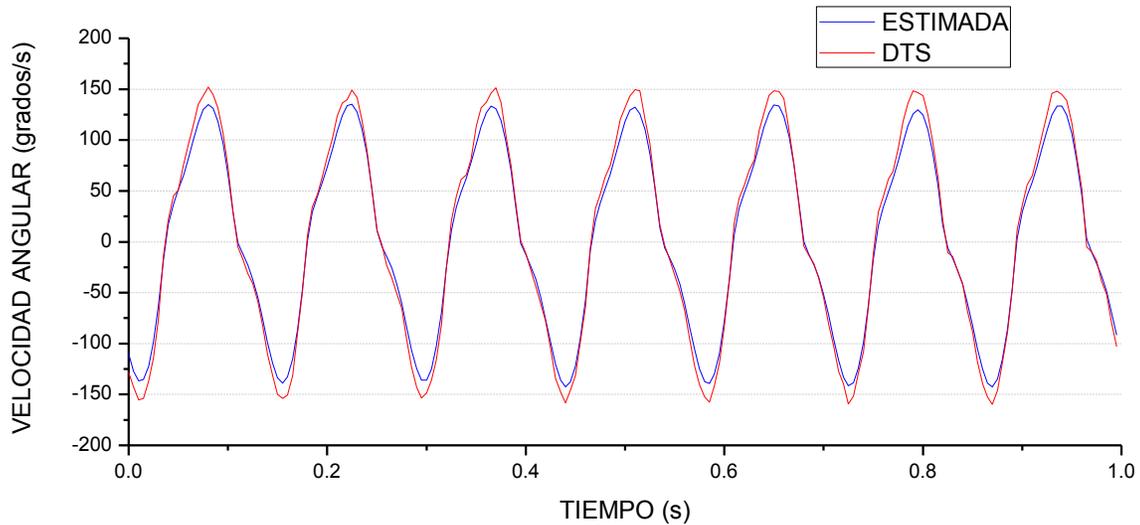


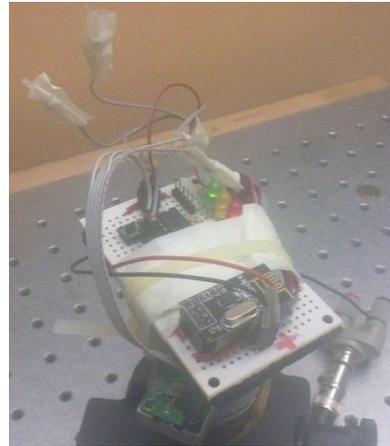
Figura 4-2. Velocidad Angular.

4.4 Medición de la Aceleración de la Gravedad.

Previo a medir la aceleración de la gravedad, se realizó otra medición de aceleración tangencial del motor estando este en posición vertical (Figura 4-3), de modo que la aceleración de la gravedad no influya en la medición, los resultados son presentados en la Figura 4-4.



(a) Vista lateral de motor



(b) Vista superior del motor

Figura 4-3. Medición de aceleración tangencial.

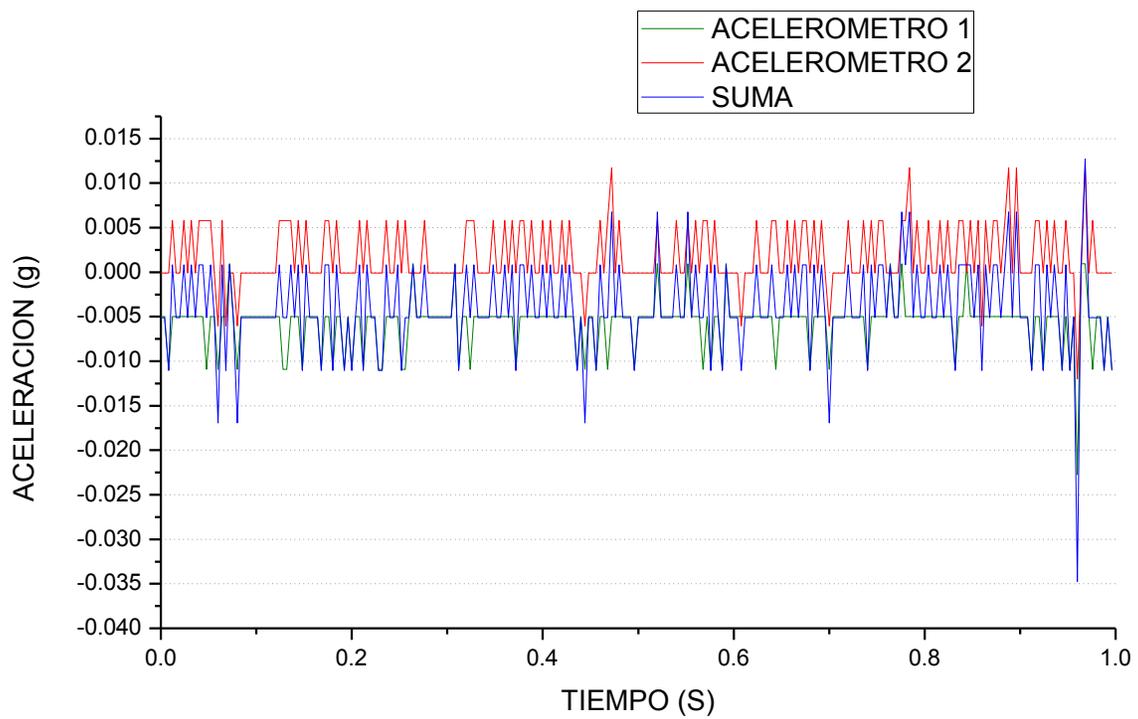


Figura 4-4. Medición de aceleración tangencial.

Aun cuando en la Figura 4-4 es evidente que la resolución del convertidor analógico a digital no fue suficiente, se puede observar que medir la diferencia de

fase entre dos señales como las representadas por las líneas azul y verde es una tarea poco viable.

En la Figura 4-5 se presentan los resultados de la medición de la aceleración de la gravedad, se puede observar que el desbalanceo provoca un cambio en la aceleración que experimentan ambos transductores. En teoría, si el sistema estuviera balanceado la suma de las señales de los acelerómetros, es decir, la línea de color azul de la Figura 4-5 debería ser cero. Medir la diferencia de fase entre dos señales como las representadas por las líneas de color rojo y negro, es una opción viable. Al ser una señal sinusoidal, tiene un periodo y una frecuencia que se pueden medir con relativa facilidad. Además sólo es necesario usar un acelerómetro y no dos.

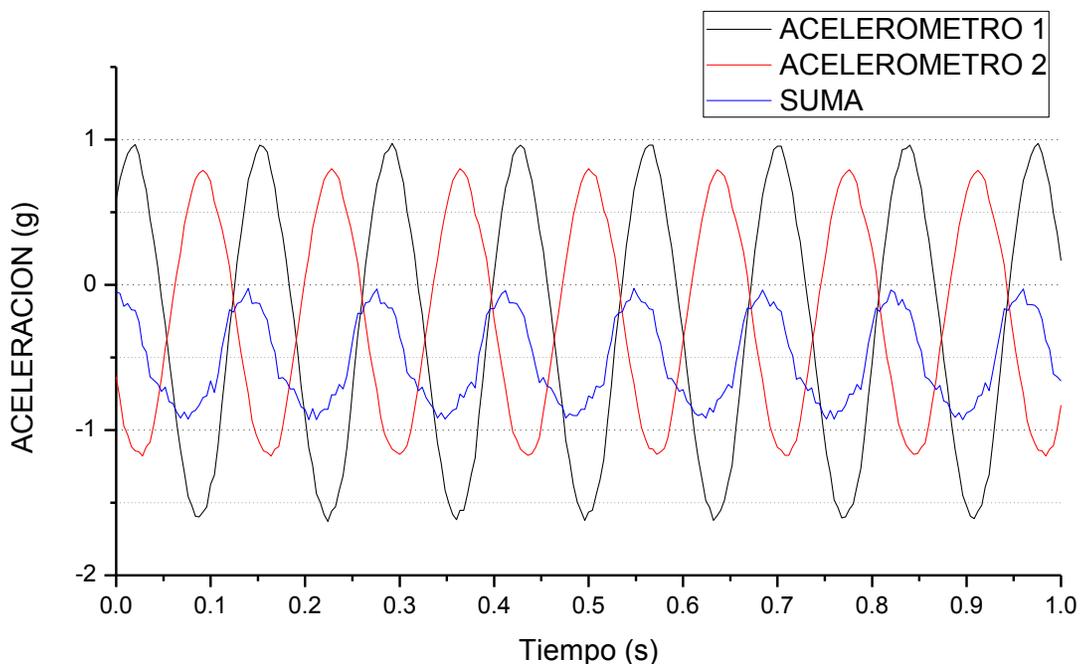
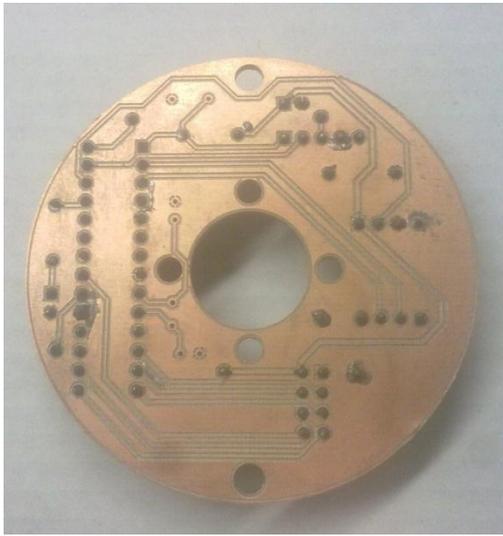


Figura 4-5. Medición de la aceleración de la gravedad

4.5 Diseño de la tarjeta electrónica

En la Figura 4-6 se muestra la tarjeta electrónica ya fabricada y con los componentes soldados. Se verificó la continuidad de las pistas a fin de encontrar

falsos contactos y ninguno fue encontrado. El tamaño de la tarjeta puede ser reducido si se utilizan componentes de montaje superficial y además se incorpora el transceptor inalámbrico, el acelerómetro y el microcontrolador en una sola tarjeta. La fabricación de estas tarjetas facilitó el uso de las mediciones, al no tener que armar los circuitos en *protoboard*, evitando así posibles falsos contactos que pudieran retrasar las mediciones.



(a) Capa inferior.



(b) Capa superior

Figura 4-6. Tarjeta electrónica de los transmisores.

4.6 Medición de desfase entre desfase entre dos señales

Para tener una idea del ángulo de fase que se espera medir se presenta el siguiente ejemplo. Se tiene un automóvil cuya potencia máxima (P) es de 115 HP a 5400 RPM, y un par máximo (T) de 165 Nm a 2800 RPM. Suponiendo que el cigüeñal es una barra uniforme de 60 cm de longitud (L), diámetro (d) de 38 mm y un módulo de rigidez (G) de 80.8 GPa. Se calcula el momento polar de inercia (J) usando (4.1)

$$J = \frac{\pi r^4}{2} \tag{4.1}$$

Donde r es el radio del cigüeñal, por lo tanto:

$$J = \frac{\pi(0.019m)^4}{2} \approx 2.047 \times 10^{-7} m^4$$

Sustituyendo ahora los valores en la ecuación (2.4), que por comodidad se presenta a continuación como la ecuación (4.2), se obtiene el ángulo de torsión cuando el par es máximo

$$\varphi = \frac{TL}{JG} \quad (4.2)$$

$$\varphi = \frac{(165Nm)(0.6m)}{(2.047 \times 10^{-7} m^4)(80.8 \times 10^9 N/m^2)} \approx 0.00598 \text{ radianes}$$

Lo que en grados equivale a 0.342° . A su vez, de dicho ángulo se puede obtener el tiempo de retardo (t_d) haciendo uso de (3.5) que por comodidad se presenta como la ecuación (4.3) y sabiendo que 2800 RPM equivale a 293.215 rad/s

$$\varphi = \omega(t_d) \quad (4.3)$$

$$t_d = \frac{\varphi}{\omega} = \frac{0.00598 \text{ rad}}{293.215 \text{ rad/s}} \approx 20.39 \mu s$$

Ahora se sabe que el ángulo de fase esperado es menor a 1° y que el tiempo de retardo está en el orden de los microsegundos.

4.6.1 Medición de Tiempo de Retardo

En la Tabla 4-3 se muestran los resultados de la medición para una frecuencia constante de 10 Hz y un ángulo de fase variable. La columna "Error"

representa la diferencia entre el valor medido con el microcontrolador y el valor esperado. Se puede observar que el error se mantiene cercano a los 0.6 ms. Para estimar el error RMS del conjunto de datos, se uso (4.4), dando como resultado un error RMS de 0.7714 ms. En la columna “Valor corregido” se presentan los valores medidos con el microcontrolador menos el valor RMS del error. Aun con la corrección, se siguen presentando errores desde -9 μ s hasta 11 μ s, es decir, el error obtenido está dentro del mismo orden de magnitud del valor esperado.

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M r_n^2} = 0.7714 \text{ ms} \quad (4.4)$$

Donde

- M Número de muestras
- r Diferencia entre valor real y obtenido.

Tabla 4-3. Valores medidos de tiempo de retardo

Frecuencia (Hz)	Fase (°)	Tiempo de retardo (ms)	Microcontrolador (ms)	Error (ms)	Valor corregido (ms)
10	0.1	0.028	0.793	0.586	0.022
	0.2	0.056	0.827	0.596	0.056
	0.3	0.083	0.859	0.602	0.088
	0.4	0.111	0.882	0.595	0.111
	0.5	0.139	0.919	0.609	0.148
	0.6	0.167	0.944	0.605	0.173
	0.7	0.194	0.963	0.592	0.192
	0.8	0.222	0.999	0.604	0.228
	0.9	0.250	1.014	0.585	0.243
	1.0	0.278	1.038	0.578	0.267

4.6.2 Mínimos cuadrados y correlación

Del método anterior se observó que el módulo transceptor inalámbrico influyó en los resultados de la medición. Cada que se inicia una medición, el PIC maestro (comunicado con la computadora) establece comunicación con los dos PIC's esclavos. El tiempo empleado para realizar la comunicación (en el orden de los micro segundos) no es constante entre un PIC y otro, afectando así la repetitividad y el error en la medición. Para comprobar lo anterior, las siguientes mediciones se realizaron sin los transceptores inalámbricos, usando cables para la comunicación de los datos.

En la Tabla 4-4 se presentan los resultados usando el generador de funciones, las señales producidas fueron de igual amplitud, frecuencia y offset, pero con fase distinta. La columna "MC" representa los valores de fase estimada mediante el método de mínimos cuadrados, mientras que la columna "C" representa los valores estimados mediante la correlación.

Tabla 4-4. Medición de diferencia de fase

Frecuencia (Hz)	Fase (°)	MC	C
10	0.1	0.07	0.65
	0.2	0.15	0.67
	0.3	0.24	0.68
	0.4	0.33	0.75
	0.5	0.42	0.79
	0.6	0.51	0.84
	0.7	0.60	0.90
	0.8	0.72	1.02
	0.9	0.79	1.07
	1.0	0.92	1.17
12.5	0.1	0.04	0.67
	0.2	0.12	0.65

	0.3	0.23	0.69
	0.4	0.34	0.76
	0.5	0.41	0.79
	0.6	0.51	0.87
	0.7	0.59	0.92
	0.8	0.71	0.99
	0.9	0.79	1.06
	1.0	0.89	1.14
	0.1	0.05	0.64
	0.2	0.14	0.67
	0.3	0.23	0.69
	0.4	0.32	0.72
16	0.5	0.39	0.78
	0.6	0.51	0.82
	0.7	0.56	0.87
	0.8	0.67	0.95
	0.9	0.83	1.06
	1.0	0.88	1.12
	0.1	0.01	0.63
	0.2	0.08	0.62
	0.3	0.20	0.64
	0.4	0.30	0.72
20	0.5	0.40	0.76
	0.6	0.51	0.83
	0.7	0.58	0.91
	0.8	0.68	0.94
	0.9	0.78	1.03
	1.0	0.84	1.09
	0.1	0.03	0.64
25	0.2	0.09	0.64
	0.3	0.17	0.64

0.4	0.27	0.70
0.5	0.37	0.75
0.6	0.44	0.80
0.7	0.59	0.90
0.8	0.66	1.01
0.9	0.76	1.06
1.0	0.81	1.11

Haciendo uso de la ecuación (4.4) se calculó el error RMS para los datos obtenidos por el método de mínimos cuadrados y para los datos obtenidos usando la correlación, los resultados son mostrados en la Tabla 4-5.

Tabla 4-5. Error RMS para cada método empleado

	MC	C
Error RMS (°)	0.104	0.316

Se puede observar que el método de mínimos cuadrados presenta un menor error y es más sensible que la correlación a ángulos de fase relativamente pequeños.

Los mismos procedimientos se emplearon después con el motor de CD con los acelerómetros montados en el mismo con una fase aproximada de 28°. De igual forma, se emplearon cables para la transmisión de la información. En la Figura 4-7 y Figura 4-8 se muestra la montura de los acelerómetros.



Figura 4-7. Montura del acelerómetro 1 en el motor de CD.

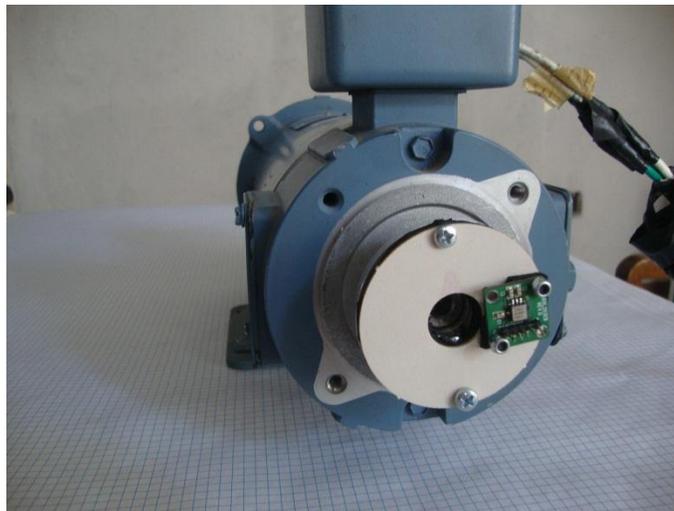


Figura 4-8. Montura del acelerómetro 2 en el motor de CD.

Tabla 4-6. Frecuencia de 3.45 Hz

Sección	MC	C
T1	26.52	27.98
T2	28.77	27.18
T3	28.25	60.57

Tabla 4-7. Frecuencia de 4.18 Hz

Sección	MC	C
T1	-33.24	27.74
T2	30.98	27.50
T3	30.05	27.54
T4	28.78	25.49

Tabla 4-8. Frecuencia de 5.14 Hz

Sección	MC	C
T1	52.49	27.78
T2	30.54	26.96
T3	28.28	27.47
T4	28.30	27.64
T5	26.70	58.71

Tabla 4-9. Frecuencia de 6.46

Sección	MC	C
T1	20.14	20.16
T2	12.39	27.40
T3	28.24	27.49
T4	30.63	27.56
T5	28.99	27.38
T6	27.56	27.87

Tabla 4-10. Frecuencia de 7.71 Hz

Sección	MC	C
T1	-213.42	30.40
T2	25.96	27.13
T3	29.11	27.43
T4	27.05	25.93
T5	27.58	27.07
T6	64.15	5.02

Tabla 4-11. Frecuencia de 8.71 Hz

Sección	MC	C
T1	9.64	8.12
T2	42.48	26.68
T3	28.49	27.26
T4	30.14	26.60
T5	28.15	26.81
T6	27.55	26.44
T7	27.45	26.59
T8	26.37	26.85

En las tablas de la 4.6 a la 4.11 se presentan los resultados de la medición de fase para distintas frecuencias de operación del motor. Nuevamente la columna “MC” representa los valores de fase estimados con el método de mínimos cuadrados, mientras que “C” representa los valores estimados mediante la correlación. T1, T2, ..., Tn, representan secciones de la señal de entrada sobre las cuales se calculó la diferencia de fase, véase la Figura 4-9.

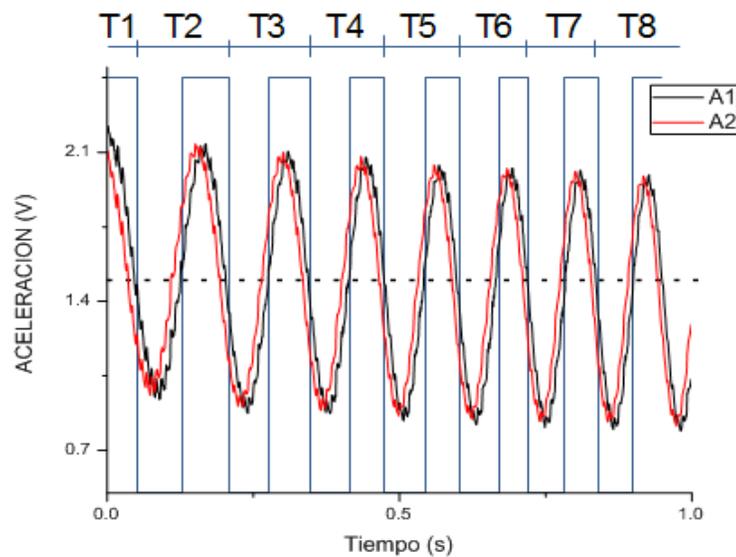


Figura 4-9. Señal de salida de los acelerómetros a 8.71 Hz.

De las tablas anteriores se puede observar que la estimación de la fase para las primeras secciones (T1 y T2) presenta siempre un error considerable, esto se debe a que la señal sinusoidal proveniente de los acelerómetros no parte de cero exactamente, y por lo tanto, la frecuencia estimada no es la correcta, dando como resultado una fase incorrecta.

En la Figura 4-10 se presenta la señal de salida de los acelerómetros cuando el motor está girando a una frecuencia de 5.13 Hz. La línea negra representa el acelerómetro 1 y la línea roja representa el acelerómetro 2. Para cada señal se ajustó una señal sinusoidal. En la Figura 4-11 se presenta la aproximación para la señal del acelerómetro 1. El error inicial en la aproximación se debe al error en la frecuencia inicial estimada.

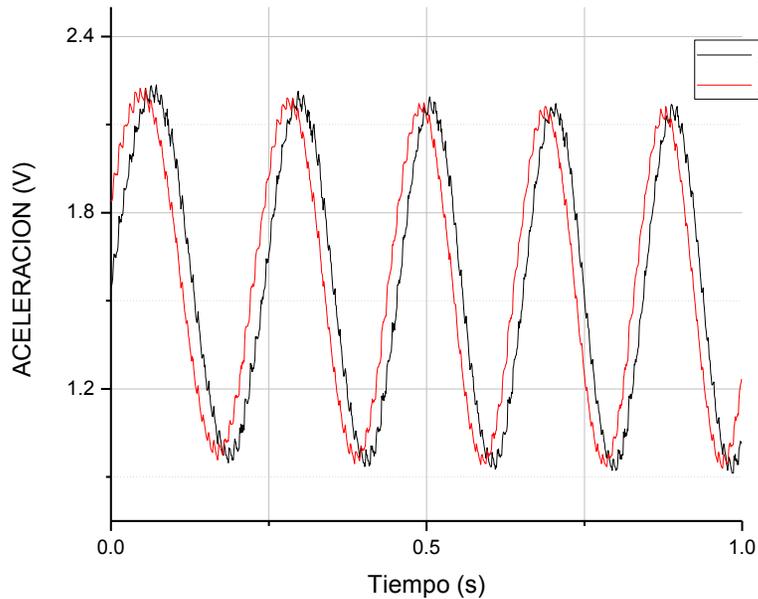


Figura 4-10. Señal de salida de los acelerómetros a 5.13 Hz

Todas las mediciones realizadas con los acelerómetros y el motor, fueron estando este último sin carga, lo cual significa que la diferencia de fase se debería de mantener constante, como sucedió con el generador de funciones. Sin embargo no sucedió así. El error obtenido con los acelerómetros y el motor fue mayor que con el generador de funciones, esto se debe a errores en la estimación de la frecuencia. Aunque la señal que proporcionan los acelerómetros es una sinusoidal, las variaciones en la velocidad hacen que la sinusoidal se desplace hacia arriba o hacia abajo, provocando así errores en la estimación de la frecuencia, que repercuten a su vez, en la aproximación por mínimos cuadrados. Es por esto que la correlación, al no depender de la frecuencia estimada, presenta mejores resultados que el ajuste por mínimos cuadrados.

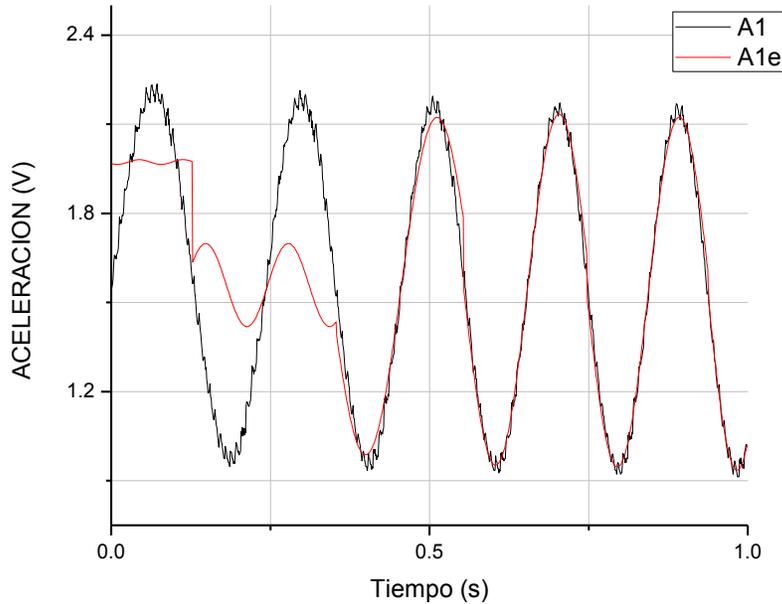


Figura 4-11. Aproximación por mínimos cuadrados a 5.13 Hz.

Cuando el motor está girando a una velocidad constante, la aceleración tangencial es cero, y los acelerómetros experimentan sólo la aceleración de la gravedad como se muestra en la Figura 4-12. Cuando el motor cambia de velocidad de forma que la aceleración tangencial es lineal, como la de la Figura 4-13, la salida de los acelerómetros es la suma de las señales de la Figura 4-12 y Figura 4-13. Esto provoca una señal sinusoidal con un offset que depende de la aceleración tangencial (véase Figura 4-14). Este offset variable produce errores en la estimación de la frecuencia y por lo tanto también afecta la aproximación por mínimos cuadrados.

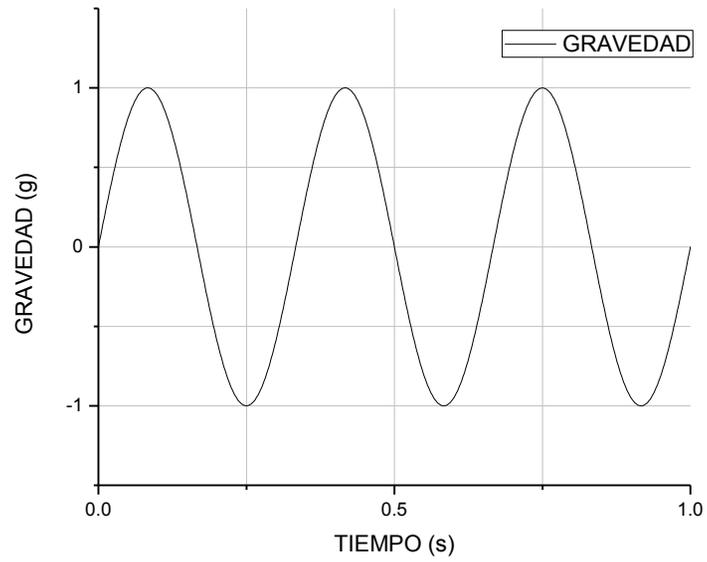


Figura 4-12. Aceleración de la gravedad.

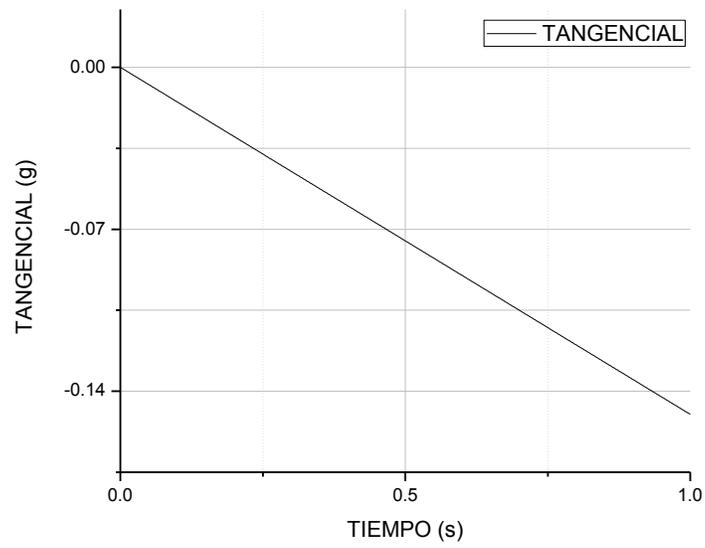


Figura 4-13. Aceleración tangencial.

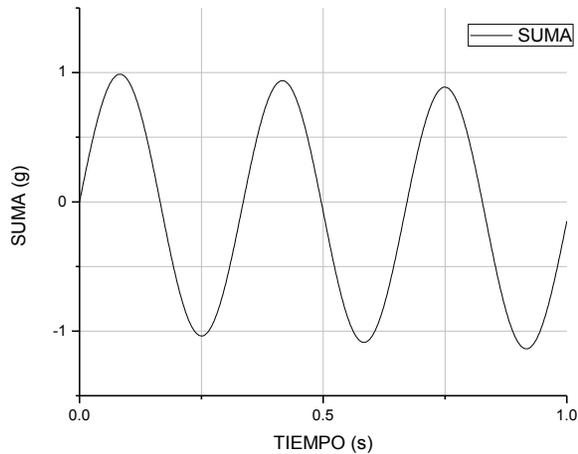


Figura 4-14. Suma de señales de aceleración.

4.7 Análisis de resultados.

De los tres métodos propuestos, el que presentó mejores resultados con el generador de funciones fue el de aproximación de una señal sinusoidal por mínimos cuadrados, al presentar un error relativamente más bajo que los otros dos métodos y además es más sensible a cambios de fase de hasta 0.1° , algo que no sucede con el método basado en la correlación.

En general, cada método propuesto presenta sus ventajas y desventajas como se puede observar en la Tabla 4-12, sin embargo, el que tiene más ventajas es el basado en mínimos cuadrados. Al depender sólo de una buena medición de la frecuencia es más robusto y sensible a los cambios de fase que los demás. El método de detección de cruce por ejemplo, necesita que la tensión de referencia usada para el comparador analógico sea igual al offset que presenta el acelerómetro, en caso de que sean diferentes, se presentará un error en la medición del tiempo de retardo.

En la gráfica de la Figura 4-15 se puede apreciar el error debido a la referencia de tensión del comparador analógico. Dependiendo de dicha referencia de tensión, ('REF 1' o 'REF 2' de la gráfica) la salida del comparador puede estar

adelantada o atrasada y esto, a su vez, se traduce en errores de medición del tiempo de retardo.

Tabla 4-12. Ventajas y desventajas de los métodos propuestos.

Método	Ventaja	Desventaja
Cruce por cero	Se puede implementar en línea	Tensión de referencia del comparador debe ser igual al offset del acelerómetro
	No es sensible a diferencias de amplitud	Mayor influencia del tiempo de transmisión en el error
		Resultado depende de medición de la frecuencia
Mínimos Cuadrados	Sensible a pequeñas diferencias de fase	No se puede implementar en línea
	No es sensible a diferencias de amplitud u offset	Resultado depende de medición de la frecuencia
	El error por tiempo de transmisión sólo afecta al inicio de la medición	Errores al inicio de la medición
Correlación	El resultado no depende de la medición de la frecuencia	No se puede implementar en línea
	El error por tiempo de transmisión sólo afecta al inicio de la medición	baja sensibilidad a diferencias de fase menores a 0.1°

Por otro lado, el método basado en la correlación, aunque aparenta presentar mejores resultados en las mediciones con el motor y los acelerómetros, no es una buena alternativa ya que no tiene la suficiente sensibilidad para detectar cambios de fase relativamente pequeños, algo que es de vital importancia para

medir par dinámico, donde las diferencias de fase esperadas entre señales están por debajo de 1° .

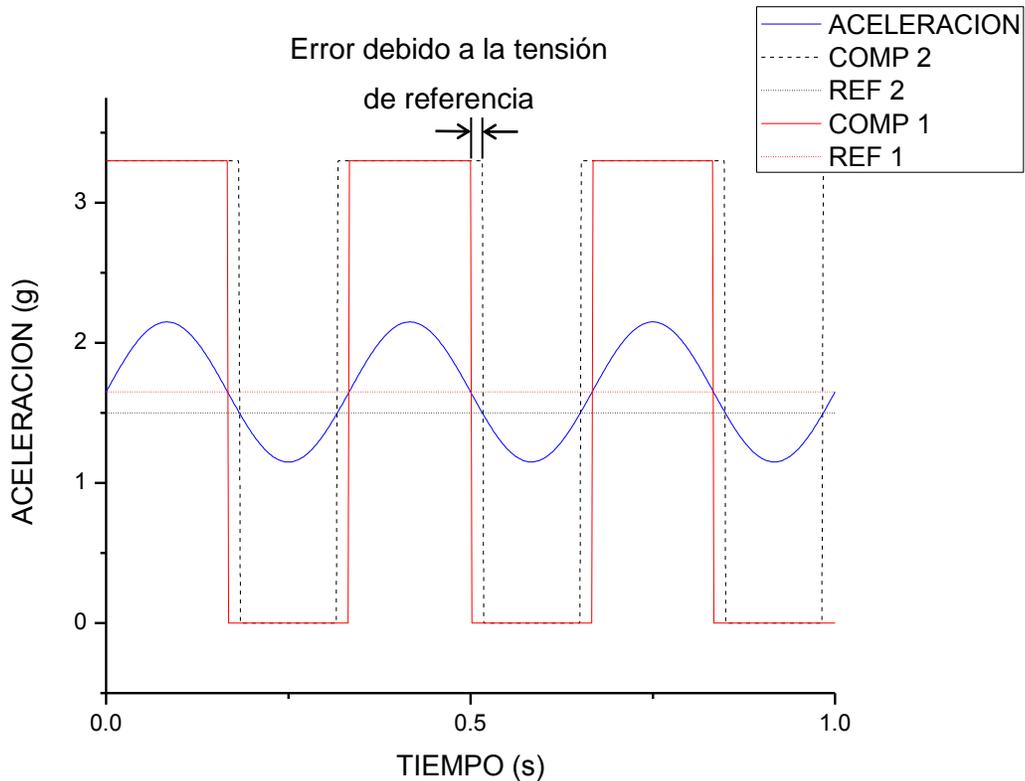


Figura 4-15. Error de comparación debido a la tensión de referencia

Una posible alternativa para disminuir los errores obtenidos en las mediciones con el motor y los acelerómetros, es estimar la frecuencia o velocidad angular del motor de otra manera, por ejemplo usando un encoder.

4.8 Evaluar factibilidad de medir par dinámico

Suponiendo que en las mediciones de diferencia de fase realizadas con los acelerómetros el error RMS se pudiera disminuir al mismo nivel que el obtenido con el generador de funciones, es decir, reducirlo hasta 0.1° , aun así el error estaría dentro del mismo orden de magnitud que las mediciones esperadas.

Recordando el ejemplo anterior del automóvil el cual tiene una potencia máxima (P) de 115 HP a 5400 RPM, y un par máximo (T) de 165 Nm a 2800 RPM, y bajo la misma suposición de que el cigüeñal es una barra uniforme de 60 cm de longitud (L), diámetro (d) de 38 mm, un módulo de rigidez (G) de 80.8 GPa y un momento polar de inercia (J) de $2.047 \times 10^{-7} m^4$. Al sustituir los valores anteriores en la ecuación (4.5) y usando el valor RMS del error en la medición de la diferencia de fase del generador de funciones ($0.1^\circ = 0.00017$ rad) como φ , el par es de 48.11 Nm.

$$T = \frac{\varphi J G}{L} \quad (4.5)$$

Por lo tanto, aun cuando se pudiera disminuir el error RMS a 0.1° , al estimar el par, dicho error se amplifica de forma significativa y por lo tanto no es viable medir el par dinámico.

4.9 Conclusión

De los resultados obtenidos se puede concluir que con la instrumentación y los métodos propuestos hasta el momento no es viable estimar el par dinámico a partir de la diferencia de fase de las señales de dos acelerómetros, y por lo tanto, se rechaza la hipótesis. La principal razón es que el ángulo de giro de una de una flecha que trasmite par, está por debajo de 1° e incluso 0.1° (dependiendo de la magnitud del par). Esto mismo hace que las diferencias de fase que se pretenden medir sean tan bajas que las señales se pueden considerar en fase para fines prácticos.

5 LITERATURA CITADA

- Al-Wedyan, Hussien, M. 2011. Dynamic torque and response of geared rotors excited by random static transmission error, *Journal of Mechanical Engineering Research* 3(2): 40-47.
- Baghli, L., Pautex, J.F. and Mezani, S. 2010. Wireless instantaneous torque measurement, application to induction motors, XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM, Rome.
- Bartoli, C., Beug, M.F., Bruns, T., Elster, C., Esward, T., Klaus, L., Knott, A., Kobusch, M., Saxholm, S. y Schlegel, C. 2012 Traceable dynamic measurement of mechanical quantities: objectives and first results of this european project, *International Journal of Metrology and Quality Engineering* 3, 127–135.
- Beer, Ferdinand P., Johnston, E. Russell Jr., DeWolf, John T. 2003. *Mecánica de materiales* (3a edición). McGraw-Hill, México.
- Charles, P., Sinha, Jyoti K., Gu, F., Lidstone, L. and Ball, A. D. 2009. Detecting the crankshaft torsional vibration of diesel engines for combustion related diagnosis, *Journal of Sound and Vibration* 321 1171–1185.
- Der-Wei, Chen. 2006. An exact solution for free torsional vibration of a uniform circular shaft carrying multiple concentrated elements, *Journal of Sound and Vibration* 29 627–643.
- Dong, Fang and Xu, Zhe. 2012. Research on Sine Dynamic Torque Measuring System, International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE) *Procedia Engineering* 29 2677 – 2681.

Huang, Ying, Yang, Shouping, Zhang, Fujun, Zhao, Changlu, Ling, Qiang, and Wang Haiyan. 2012. Non-linear Torsional Vibration Characteristics of an Internal Combustion Engine Crankshaft Assembly, CHIN J MECH ENG-EN Vol. 25, No. 4.

Hughes, Ben. 2012. System identification and uncertainty analysis for challenging measurement applications: a case study in micro-Newton level force measurement BIPM workshop on metrology for dynamic measurement.

Hyoungho, Ko, Dong-il Cho. 2011. Low noise accelerometer microsystem with highly configurable capacitive interface, Analog IntegrCirc Sig Process 67:365–373.

IEEE Std. 1241-2000, IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters, IEEE, 2001

Klaus, Leonard, Bruns, Thomas, Kobusch, Michael. 2012. DETERMINATION OF MODEL PARAMETERS FOR A DYNAMIC TORQUE CALIBRATION DEVICE, XX IMEKO World Congress Metrology for Green Growth September 9-14.

Lee, H. W., Park, S., H., Park, M., W. and Park, N. G. 2009. Vibrational Characteristics of Automotive Transmission, International Journal of Automotive Technology vol. 10 No. 4, pp. 459-467.

Ramírez Ahedo, Daniel A. and Torres Guzmán, Jorge C. 1998. Medición primaria de par torsional. XIV Seminario Nacional de Metrología, Aguascalientes.

Rao, Singiresu S. 2012. Vibraciones Mecánicas (5a edición) Pearson Educación, México.

Sangbo, Han. 2010. Measuring displacement signal with an accelerometer, *Journal of Mechanical Science and Technology* 24 (6) 1329-1335.

Verichev, N. N. 2012. Chaotic torsional vibration of imbalanced shaft driven by a limited power supply, *Journal of Sound and Vibration* 331: 384–393.

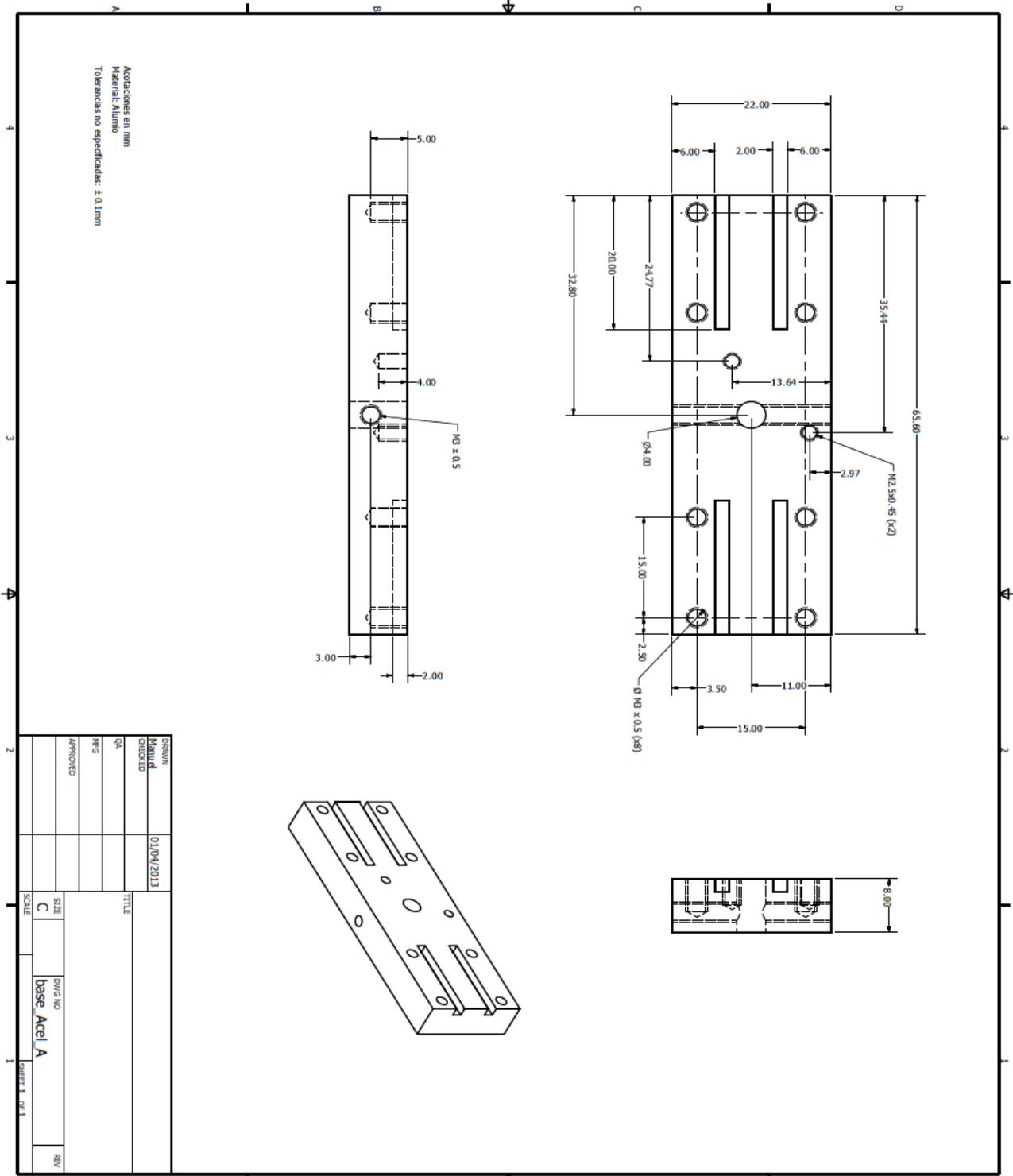
Wegener, Georg and Bruns, Thomas. 2009. Traceability of torque transducers under rotating and dynamic operating conditions, *Measurement* 42 1448-1453.

Wu, J. S. and Yang, I.H. 1995. Computer method for torsion-and-flexure-coupled forced vibration of shafting system with damping, *Journal of Sound and Vibration* 180 417–435.

Zhanga, X. and Yu, S.D. 2009. Torsional vibration of crankshaft in an engine-propeller nonlinear dynamical system, *Journal of Sound and Vibration* 319 (1–2) 491–514.

6 Anexos

Anexo 1. Base para acelerómetros



Anexo 2. Biblioteca de funciones para el nRF24L01+

```
// PORTB
#define RF_IRQ      PIN_B0
#define RF_IRQ_TRIS TRISB,0

// PORTC
#define RF_CE      PIN_C1
#define RF_CS      PIN_C2
#define SCK        PIN_C3
#define SDI        PIN_C4
#define SDO        PIN_C5

#define RF_CE_TRIS TRISC,1
#define RF_CS_TRIS TRISC,2
#define SCK_TRIS   TRISC,3
#define SDI_TRIS   TRISC,4
#define SDO_TRIS   TRISC,5

//*****
//*   VARIABLES   *
//*****

#BYTE TRISA      = 0xF92 // Dirección de los TRIS.
#BYTE TRISB      = 0xF93
#BYTE TRISC      = 0xF94
#BYTE INTCON     = 0xFF2 // Registro de interrupciones. Sólo es
                           importante el bit 7, GIE=interrupciones globales.

#BYTE PORTA = 0xF80 //pp78
#BYTE PORTB = 0xF81
#BYTE PORTC = 0xF82

//Variables internas
static int1      interRF;
static int16     noRF;
static int1      RCVNW=0;
static int8      DATA_N_SND=0;
static int8      DATA_N_RCV=0;

//Variables configurables
static int8      RF_DATA[8];
static int8      RF_DIR;

//*****
//*   CÓDIGO     *
//*****

//*****
//*   RF_CONFIG_SPI()
//*****
//*Descripción: La función configura el módulo SPI del*
//*microcontrolador.En ella se especifica como salida *
//*SDO y como entrada SDI entre otros parámetros del *
```

```

/*protocolo SPI.
//*****
/*Variables de entrada:
/*Variables de salida:
//*****
void RF_CONFIG_SPI()
{
    //Configuración I/O.
    bit_clear(SCK_TRIS);
    bit_set(SDI_TRIS);
    bit_clear(SDO_TRIS);

    //Configuración módulo comunicaciones.

setup_spi(SPI_MASTER|SPI_L_TO_H|SPI_XMIT_L_TO_H|SPI_CLK_DIV_16|SPI_SAMPLE
_AT_END);
}
//*****

//*****
//*
//* RF_INT_EN()
//*****
/*Descripción:Se encarga de habilitar la interrupción*
/*externa (RB0) utilizada por el módulo de RF en la *
/*recepción de datos.
//*****
/*Variables de entrada:
/*Variables de salida:
//*****
void RF_INT_EN()
{
    //Habilitar interrupciones externas con flanco de bajada.
    disable_interrupts(global);
    enable_interrupts(int_ext);
    ext_int_edge(0, H_TO_L );
    bit_set(RF_IRQ_TRIS);
    enable_interrupts(global);
}
//*****

//*****
//*
//* RF_CONFIG(int canal, int dir)
//*****
/*Descripción:Esta función se encarga de configurar *
/*el transceptor habilitando su propia dirección de *
/*escucha y el canal entre otros parámetros.
//*****
/*Variables de entrada:- Canal
/* - Direccion
/*Variables de salida:
//*****
void RF_CONFIG(int canal, int dir)
{

```

```

bit_clear(RF_CS_TRIS);
bit_set(RF_IRQ_TRIS);
bit_clear(RF_CE_TRIS);

output_low(RF_CE);

// TX_ADDR (0xFF)
//Configuración de la dirección de envío aleatoria.
//En la función de enviar se configura la dirección
//deseada por el usuario.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x30);
spi_write(0xFF);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
output_high(RF_CS);

// RX_ADDR_P0 (0xFF) ACK
//Configuración de la dirección del Pipe0 para la
//recepción de ACK.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x2A);
spi_write(0xFF);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
output_high(RF_CS);

// RX_ADDR_P1 (dir)
//Configuración de la dirección del Pipe1 para la
//recepción de tramas.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x2B);
spi_write(dir);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
output_high(RF_CS);

// RX_ADDR_P2 (0x00) BROADCAST
//Configuración de la dirección del Pipe2 para la
//recepción de tramas
output_low(RF_CS);
spi_write(0x2C);
spi_write(0x00);
output_high(RF_CS);

// EN_AA
//Habilitar AutoAck en los Pipe0, Pipe1 y Pipe2.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x21);
spi_write(0x07);

```

```

output_high(RF_CS);

// EN_RXADDR
//Habilitar los Pipe0, Pipe1 y Pipe2.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x22);
spi_write(0x07);
output_high(RF_CS);

// SETUP_AW
//Configuración de la longitud de las direcciones.
//Direcciones de 5 bytes.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x23);
spi_write(0x03);
output_high(RF_CS);

//SETUP_RETR
//Configuración de las retransmisiones en la transmisión.
//Diez retransmisiones cada 250us.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x24);
spi_write(0x0A);
output_high(RF_CS);

//RF_CH
//Configuración del canal.
//Canal elegido por el usuario (0x01 - 0x7F).
output_low(RF_CS);
spi_write(0x25);
spi_write(canal);
output_high(RF_CS);

//RF_SETUP
//Configuración aspectos RF. *****
//Ganancia máxima de LNA, 0dBm potencia de salida y 2Mbps de
//velocidad.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x26);
spi_write(0x0F);
output_high(RF_CS);

//STATUS
//Reseteo del registro STATUS
output_low(RF_CS);
spi_write(0x27);
spi_write(0x70);
output_high(RF_CS);

//RX_PW_P0
//N° de bytes en Pipe0.
//1 byte (ACK).
output_low(RF_CS);
spi_write(0x31);
spi_write(0x01);
output_high(RF_CS);

```

```

//RX_PW_P1
//N° de bytes en Pipe1.
//10 byte (Direccion emisor y trama).
output_low(RF_CS);
spi_write(0x32);
spi_write(0x0A);
output_high(RF_CS);

//RX_PW_P2
//N° de bytes en Pipe2.
//10 byte (Direccion emisor y trama).
output_low(RF_CS);
spi_write(0x33);
spi_write(0x0A);
output_high(RF_CS);
}
//*****

//*****
//*                RF_ON()                *
//*****
//*Descripción:Esta rutina activa el módulo de *
//*radiofrecuencia en modo escucha para poder recibir *
//*datos enviados a su dirección. *
//*****
//*Variables de entrada: *
//*Variables de salida: *
//*****
void RF_ON()
{
    output_low(RF_CE);

    // CONFIG
    //Se activa el modulo, se pone en recepción,
    //se activa el CRC para que utilice 2 bytes.
    output_low(RF_CS);
    spi_write(0x20);
    spi_write(0x0F);
    output_high(RF_CS);

    delay_ms(2);
    output_high(RF_CE);
    delay_us(150);
}
//*****

//*****
//*                RF_OFF()                *
//*****
//*Descripción:Este procedimiento desactiva el módulo *
//*de radiofrecuencia. *
//*****

```

```

/*Variables de entrada:          *
/*Variables de salida:          *
/******
void RF_OFF()
{
    output_low(RF_CE);

    // CONFIG
    //Se desactiva el modulo
    output_low(RF_CS);
    spi_write(0x20);
    spi_write(0x0C);
    output_high(RF_CS);
}
/******

/******
/**          RF_SEND()          *
/******
/**Descripción:Esta función envía 8 Bytes de datos a *
/**la dirección indicada informando de la correcta *
/**recepción en el destinatario. *
/******
/**Variables de entrada:- RF_DATA[] *
/**          - RF_DIR *
/**Variables de salida: - *
/**Salida: - 0: Envío correcto (ACK OK) *
/**          - 1: No recepcibido (NO ACK) *
/**          - 2: No enviado *
/******
int RF_SEND()
{
    int i;
    int estado;

    if(bit_test(INTCON,7))
        interRF=1;
    else
        interRF=0;

    disable_interrupts(GLOBAL);

    // INICIO
    output_low(RF_CE);

    //STATUS
    //Reseteo del registro STATUS
    output_low(RF_CS);
    spi_write(0x27);
    spi_write(0x70);
    output_high(RF_CS);

    // EN_RXADDR
    //Se habilita el Pipe0 para la recepción del ACK

```

```

output_low(RF_CS);
spi_write(0x22);
spi_write(0x01);
output_high(RF_CS);

// TX_ADDR
//Se configura la dirección de transmisión=RF_DIR
output_low(RF_CS);
spi_write(0x30);
spi_write(RF_DIR);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
output_high(RF_CS);

// RX_ADDR_P0
//Para la recepción del ACK se debe configurar el Pipe0 con
//la misma dirección a transmitir.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x2A);
spi_write(RF_DIR);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
spi_write(0xC2);
output_high(RF_CS);

// RX_ADDR_P1
//Se mete en RF_DIR la dirección propia.
//De esta manera el receptor sabe la dirección
//del transmisor.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x0B);
RF_DIR=spi_read(0);
spi_read(0);
spi_read(0);
spi_read(0);
spi_read(0);
output_high(RF_CS);

// W_TX_PAYLOAD
//Se manda los datos al transductor
output_low(RF_CS);
spi_write(0xA0);

DATA_N_SND++;
spi_write(DATA_N_SND);
spi_write(RF_DIR);
for (i=0;i<8;i++)
{
    spi_write(RF_DATA[i]);
}
output_high(RF_CS);

// CONFIG

```

```

//Se pasa a modo transmisión.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x20);
spi_write(0x0E);
output_high(RF_CS);

// Pulso de comienzo de envío
output_high(RF_CE);
delay_us(15);
output_low(RF_CE);

noRF=0;

while (input(RF_IRQ)==1) {
    noRF++;
    //Si no da respuesta en 7ms, no se ha enviado.
    if(noRF==500) { break; }
}

// STATUS
//Lectura del estado en el registro estatus.
output_low(RF_CS);
estado=spi_read(0x27);
spi_write(0x70);
output_high(RF_CS);

// EN_RXADDR
//Habilitar los Pipe0, Pipe1 y Pipe2.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x22);
spi_write(0x07);
output_high(RF_CS);

// TX_FLUSH
//Limpieza de la FIFO de salida
output_low(RF_CS);
spi_write(0xE1);
output_high(RF_CS);

// CONFIG
//Paso a modo recepción
output_low(RF_CS);
spi_write(0x20);
spi_write(0x0F);
output_high(RF_CS);

// FIN
output_high(RF_CE);

delay_us(150);

//Si no da respuesta en 7ms, no se ha enviado.
if(noRF==500)
{

```

```

        if(interRF==1)
        enable_interrupts(GLOBAL);
        clear_interrupt(int_ext);
        return(2);
    }

    //estado
    //Chequeo de los bit del registro STATUS que indican si se ha recibido
    //ACK y si se ha terminado las retrasmisiones sin ningun ACK.
    if ((bit_test(estado,4)==0) && (bit_test(estado,5)==1)){
        if(interRF==1)
        enable_interrupts(GLOBAL);
        clear_interrupt(int_ext2);
        return(0);
    }
    else{
        if(interRF==1)
        enable_interrupts(GLOBAL);
        clear_interrupt(int_ext2);
        return(1);
    }
}
//*****

//*****
//*
//*          RF_RECEIVE()
//*
//*Descripción: Esta rutina se encarga de comprobar si*
//*se ha producido una recepción y de ser así,
//*devuelve la trama recibida.
//*
//*Variables de entrada:-
//*Variables de salida: - RF_DATA[]
//*
//*          - RF_DIR
//*Salida:
//*          - 0: Recepción correcta y única
//*          - 1: Recepción correcta y múltiple
//*          - 2: No se ha producido recepción
//*          - 3: No se ha producido recepción
//*
//*****
int RF_RECEIVE()
{

    int i;
    int mas;
    int estado;

    if (input(RF_IRQ)==1 && RCVNW==0){
        return (2);
    }

    //STATUS
    //Lectura y reseteo del registro STATUS
    output_low(RF_CS);
    estado=spi_read(0x27);
    spi_write(0x70);

```

```

output_high(RF_CS);

//estado
//Chequeo de la interrupción de recepción.
if (bit_test(estado,6)==0 && RCVNW==0){
    return(3);
}

//R_RX_PAYLOAD
//Lectura de los datos recibidos.
output_low(RF_CS);
spi_write(0x61);
DATA_N_RCV=spi_read(0);
RF_DIR=spi_read(0);
for (i=0;i<8;i++)
{
    RF_DATA[i]=spi_read(0);
}
output_high(RF_CS);

//FIFO_STATUS
//Comprobación del estado de la FIFO de
//recepción para comprobar si hay más datos
output_low(RF_CS);
spi_write(0x17);
mas=spi_read(0);
output_high(RF_CS);

if (bit_test(mas,0)==0){
    RCVNW=1;
    return(1);
}
    RCVNW=0;
    return(0);
}
//*****

```

Anexo 3. Circuito esquemático del transmisor

