

**BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE
PUEBLA**

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA



**INSTRUMENTACIÓN DE UN DISPOSITIVO MICROMAQUINADO PARA LA
MEDICIÓN DE VIBRACIONES**

TESIS presentada para obtener el título de Licenciatura en Ciencias de la Electrónica

PRESENTA:

C. Juan Manuel González Delgadillo

201008920

ASESORES:

Dr. José Joaquín Alvarado Pulido

Dr. Víctor Rodolfo González Díaz

Diciembre 2018

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	3
INTRODUCCIÓN A SENSORES INTEGRADOS	4
JUSTIFICACIÓN	8
OBJETIVO GENERAL	8
OBJETIVOS ESPECÍFICOS	8
DIAGRAMA DE FLUJO DEL TRABAJO.....	9
DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA PROPUESTO	11
CAPITULO 1. ESTADO DEL ARTE.....	12
1.1. INSTRUMENTACIÓN.....	12
1.1.1. <i>Características estáticas</i>	12
1.1.2. <i>Características dinámicas</i>	15
1.1.3. <i>Acondicionamiento de señal</i>	15
1.1.4. <i>Sistema de adquisición de datos</i>	16
1.2. TOPOLOGÍAS DE CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO PARA SENSORES RESISTIVOS.....	17
1.3. DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS.....	21
1.3.1. <i>Transistor MOSFET</i>	21
1.3.2. <i>Amplificador Operacional</i>	24
1.3.3. <i>Amplificador de Instrumentación</i>	26
1.3.4. <i>Convertidor Analógico-Digital (ADC)</i>	27
CAPITULO 2. CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	32
2.1. POLARIZACIÓN DEL SENSOR.....	32
2.1.1. <i>Simulación del circuito de polarización del sensor</i>	35
2.2. AMPLIFICACIÓN DE LA SEÑAL	40
2.2.1. <i>Simulación del circuito de amplificación</i>	41
2.3. FILTRADO DE LA SEÑAL.....	42
2.3.1. <i>Simulación de la etapa de filtrado</i>	45
2.4. CIRCUITO DE PROTECCIÓN PARA EL ADC.....	46
2.5. DISEÑO DE LA PCB	47
2.6. CONVERSIÓN DE LA SEÑAL ANALÓGICA A DIGITAL	48
2.7. RECOLECCIÓN DE DATOS.....	49
2.7.1. <i>Protocolo UART</i>	53
2.8. TEST DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS	54
CAPITULO 3. RESULTADOS	58
3.1. CIRCUITO DE POLARIZACIÓN	58
3.2. CIRCUITO DE AMPLIFICACIÓN.....	66
3.3. CIRCUITO DE FILTRADO.....	67
3.4. SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	68
3.5. MEDICIÓN DE VIBRACIONES CON EL SENSOR.....	74

3.5.1.	<i>Re calibración de la instrumentación.....</i>	75
3.5.2.	<i>Resultados finales de la medición de vibraciones con el sensor</i>	77
CAPITULO 4.	CONCLUSIONES	84
ANEXOS		87
ANEXO 1:	REGISTROS DE CONTROL DEL ADC CONTENIDO EN EL MSP430F5529.....	87
	<i>Registro ADC12CTL0.....</i>	<i>87</i>
	<i>Registro ADC12CTL1.....</i>	<i>88</i>
	<i>Registro ADC12CTL2.....</i>	<i>89</i>
	<i>Registro AD12MCTLX</i>	<i>90</i>
BIBLIOGRAFÍA		91

AGRADECIMIENTOS

A mis padres **Juan Manuel González Hernández** y **Angélica Delgadillo Guzmán** por el apoyo incondicional y la paciencia a lo largo del desarrollo de este proyecto, por la formación que me dieron para obtener las herramientas necesarias para llegar hasta donde me encuentro en este momento y lograr cada objetivo que me he puesto por delante.

A mis hermanos **Areli Pamela González Delgadillo** y **Luis Antonio González Delgadillo** por su apoyo moral en los momentos que más lo necesitaba, especialmente a mi hermana ya que en varias conversaciones con ella me surgieron algunas ideas para resolver los conflictos que se me presentaban.

Al **Dr. José Joaquín Alvarado Pulido**, al **Dr. Víctor Rodolfo González Díaz** y al **Dr. Salvador Alcántara Iniesta** por el tiempo que me dedicaron para asesorarme en el desarrollo del trabajo, por los consejos y atenciones.

A **Tamara Esteves Bravo** por siempre estar allí para escucharme cuando lo necesitaba y darme ánimos aunque las cosas no se vieran tan bien.

Al **M.C. Ignacio Juárez Ramírez** por su gran colaboración ya que sin su ayuda no hubiera sido posible realizar las mediciones finales con el sensor.

Al **M.C. Juan Antonio Castillo Cervantes** por su apoyo, asesoría y consejos a lo largo del desarrollo de este trabajo.

A **José Luis Hernández Hernández**, **Irving Silva Zamora** y **Rodrigo García Hernández** por su apoyo, ánimos y siempre estar allí para escucharme e incluso aportarme conceptos para el desarrollo del trabajo.

En general gracias a todas las personas mencionadas ya que sin su apoyo y colaboración este trabajo de tesis no hubiera sido posible.

Y a ti lector por tomarte el tiempo para leer esta tesis.

INTRODUCCIÓN A SENSORES INTEGRADOS

Una de las cantidades físicas del medio en las que se tiene gran interés actualmente son las vibraciones mecánicas, las cuales pueden describirse como el movimiento de un cuerpo alrededor de una posición de equilibrio. Las vibraciones mecánicas cuentan con tres características: 1) la magnitud que se refiere a la aceleración del desplazamiento producido por la vibración y se mide en unidades de 'g' que no es más que una cuantificación de la aceleración en unidades de gravedad, es decir, un g equivale a 9.8m/s^2 , 2) la frecuencia que es el número de veces que se repite el periodo de la vibración por segundo la cual obviamente es medida en Hz y 3) la dirección de propagación de la vibración.

Las vibraciones pueden ser clasificadas por su frecuencia, pues sí se encuentran por debajo de 1Hz se les considera vibraciones de muy baja frecuencia, si están en el rango de 1 a 20 Hz son vibraciones de baja frecuencia, en el rango de 20 Hz a 1KHz se toman como vibraciones de alta frecuencia y vibraciones con frecuencias mayores son consideradas como UHF (Ultra High Frequency).

El estudio de las vibraciones mecánicas tiene aplicaciones en diferentes sectores, por ejemplo para el mantenimiento preventivo y correctivo de diferentes tipos de maquinaria industrial, pues durante su funcionamiento éstas producen vibraciones mecánicas de alta frecuencia, es importante entender que no vibran a una sola frecuencia pues generan un grupo de componentes las cuales caracterizan su funcionamiento, de modo que si la maquina se está forzando, alguna pieza está dañada o tiene algún desperfecto las componentes de vibración cambiarán. Por lo tanto es posible determinar el estado de funcionamiento de una maquina a través de las vibraciones que esta produce.

Por otro lado se tiene gran interés de las vibraciones UHF en la investigación y desarrollo de ingeniería, principalmente en las áreas de aeronáutica y motores, pues es importante caracterizar cada pieza y el sistema en general para obtener un óptimo y correcto funcionamiento.

Los sensores son dispositivos que reciben un estímulo y responden con una señal eléctrica [1], éstos nos permiten tomar información de cantidades físicas, químicas o biológicas del medio y transformarlas en una magnitud eléctrica la cual puede ser voltaje, corriente, resistencia, capacitancia o inductancia.

Los parámetros más destacables son la resolución, precisión, exactitud y linealidad del sensor, pues éstos definen la calidad de las mediciones realizadas a través del sensor. La

resolución se refiere al cambio más pequeño que puede detectar el sensor, la precisión a la cercanía entre un grupo de mediciones del mismo valor, la exactitud a la cercanía de valor medido al real de la cantidad física y la linealidad a la razón de cambio de la salida del sensor con respecto a los cambios de la cantidad física [1] [2]. Lo más deseable es una absoluta linealidad, es decir, que la relación de los cambios dentro del rango dinámico del sensor sea constante ya que esta situación facilita la interpretación de los resultados.

Para la implementación de sensores uno de los parámetros principales por no decir el más importante es el material con el que es fabricado, pues al manifestarse un fenómeno físico, químico o biológico se provoca un efecto en las propiedades eléctricas del material. Los semiconductores son los materiales más utilizados para la fabricación de sensores ya que su conductividad eléctrica se ve afectada por distintos fenómenos como la temperatura, la deformación mecánica, la luz, los campos eléctricos y magnéticos, las radiaciones electromagnéticas y la absorción de diversas sustancias [3].

El diseño y construcción de sensores ha evolucionado y hoy en día es posible implementarlos mediante los MEMS (Micro Electro-Mechanical System), éstos son dispositivos muy pequeños (en el orden de micrómetros) que integran y relacionan propiedades eléctricas y mecánicas en un mismo sistema [4] de modo que puedan ser utilizados como sensores.

Una de las propiedades eléctricas más utilizadas para los sensores es la resistencia eléctrica, y para algunas aplicaciones se aprovecha el efecto piezoresistivo el cual se refiere al cambio de la resistencia eléctrica de un material cuando se aplican tensiones o deformaciones [2]. Los materiales semiconductores presentan este efecto y fue en 1953 cuando se realizaron las primeras mediciones por Charles Smith de laboratorios Bell, en ese entonces se pensaba que este fenómeno se daba por el corrimiento de las bandas de energía [5].

La resistencia está en función de la resistividad del material y la geometría del mismo, por lo que al deformarse cambia esta última causando a su vez un cambio en la movilidad de electrones en el material [6], en la Figura 1 se puede apreciar la ilustración de dicho efecto. Gracias a lo anterior es que el efecto piezoresistivo ha sido utilizado para implementar varios sensores como acelerómetros, sensores de presión, fuerza y tensión [6]. Éste efecto se presenta en la mayoría de los materiales pero es particularmente significativo en los semiconductores [4].

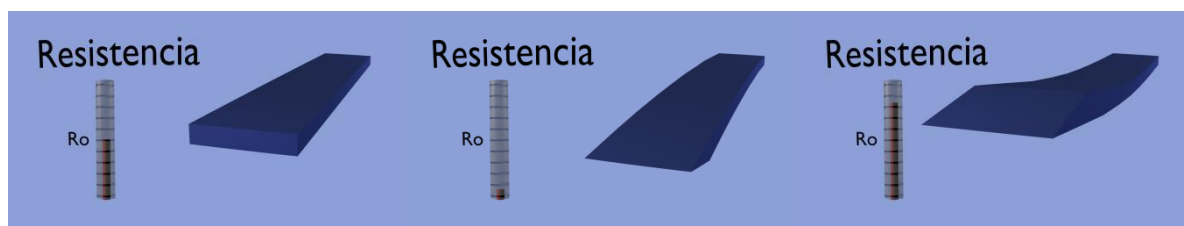


Figura 1: Cambio de resistencia de un material piezoresistivo dado por deformaciones del mismo

En el presente trabajo se pretende utilizar un dispositivo micromaquinado de silicio como sensor de vibraciones aprovechando el efecto piezoresistivo del material, de modo que cuando el sensor sea sometido a un estímulo de vibración éste responde con cambios en su resistencia (ΔR). Pero en este trabajo sólo se abarcará la medición de la frecuencia de vibración en un rango de UHF de modo que sea posible determinar las áreas de aplicación de este dispositivo.

La estructura de este sensor está compuesta por una serie de vigas de diferentes longitudes con una pequeña inclinación hacia el eje Z positivo. El sensor se encuentra seccionado en cuatro partes y cada una puede ser vista como una resistencia independiente con un valor en reposo de aproximadamente $9K\Omega$, a través de la cual puede fluir una corriente máxima de 10mA ya que su sección transversal es de $25\mu m$ de base por $10\mu m$ de altura/espesor.

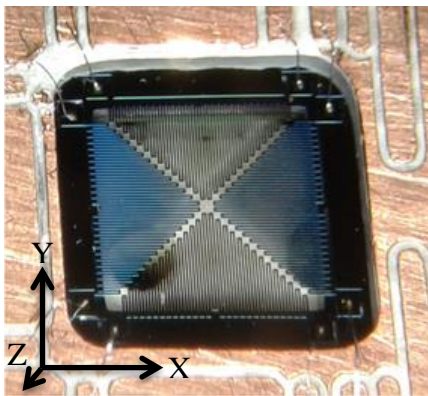


Figura 2: Dispositivo micromaquinado de silicio

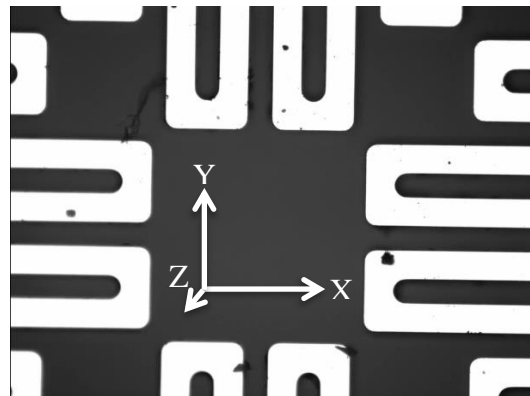


Figura 3: Vista central del dispositivo micromaquinado de silicio

El dispositivo que se utilizará como sensor es una estructura resonante y su respuesta en frecuencia puede apreciarse en la Figura 4, en donde es posible notar que el sensor cuenta con dos polos, los cuales corresponden a la frecuencia de resonancia de la viga más larga (7KHz) y la más corta (290KHz) [7].

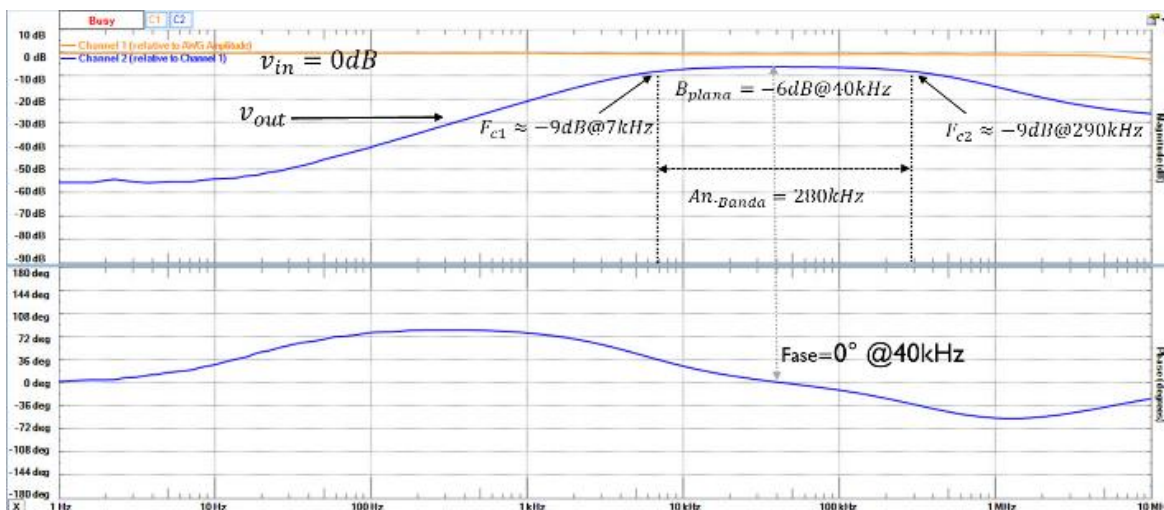


Figura 4: Respuesta en frecuencia del sensor

INTRODUCCIÓN A SENSORES INTEGRADOS

Los desplazamientos de las vigas se pueden dar a lo largo de los tres distintos ejes X, Y o Z y la magnitud de éstos se da en cada eje dependiendo de la dirección de propagación de las vibraciones.

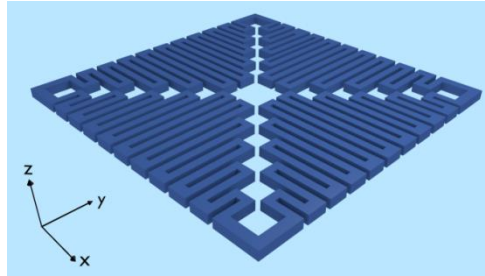


Figura 5: Sensor en estado de reposo

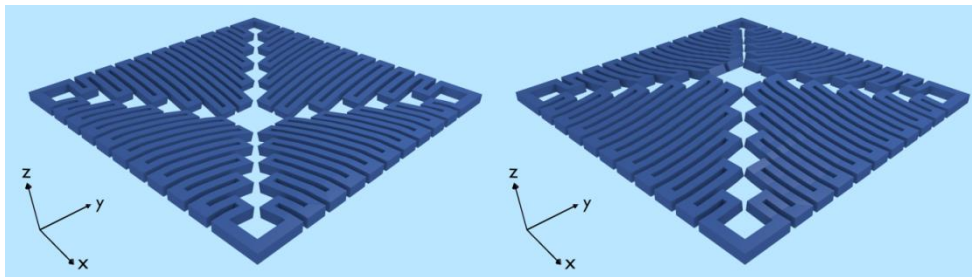


Figura 6: Desplazamientos del sensor en el eje Z

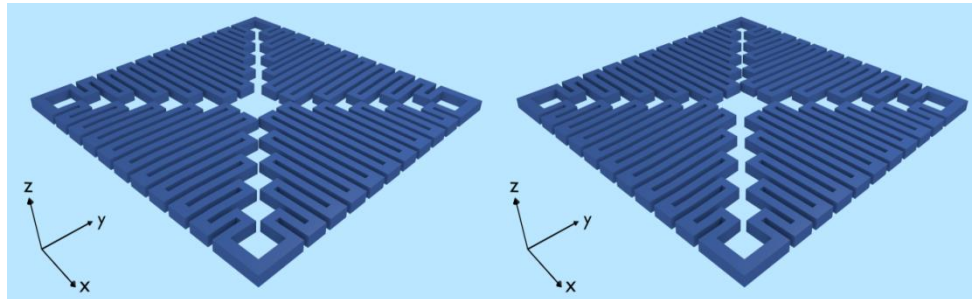


Figura 7: Desplazamientos del sensor en el eje Y

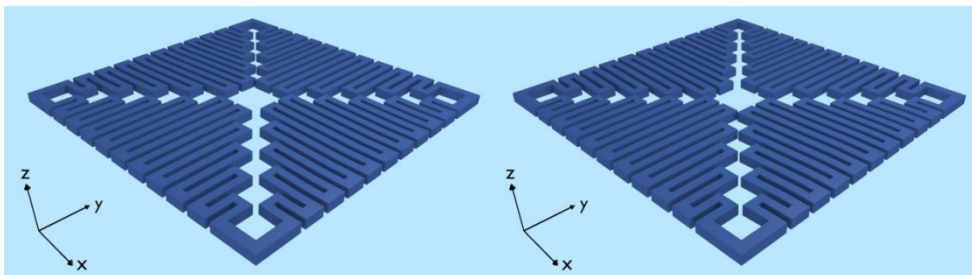


Figura 8: Desplazamientos del sensor en el eje X

JUSTIFICACIÓN

Los sensores de vibración tienen una gran variedad de aplicaciones, aunque principalmente son utilizados para implementar acelerómetros, para caracterización de sistemas mecánicos o para el monitoreo de diversas máquinas e incluso de motores.

Es posible implementar sensores de vibración con distintos métodos, el más eficiente y costoso es mediante la utilización de un láser aprovechando el efecto Doppler, pues el láser es enfocado hacia la superficie vibrante obteniendo un cambio en su frecuencia que es detectado mediante un interferómetro [8]. Por otro lado se puede hacer por el método capacitivo, éste utiliza una estructura compuesta de dos partes, una fija y otra móvil, de tal forma que cuando el sensor es sometido a vibraciones, la parte móvil comenzará a desplazarse provocando un cambio en la capacitancia total del dispositivo [9]. Otro método es la utilización de estructuras compuestas por materiales piezoresistivos, ya que al deformarse debido a las vibraciones esta cambiará su valor de resistencia, de esta forma es posible relacionar los cambios de la resistencia con las vibraciones.

A pesar de que el método del láser es el mejor implica un gran gasto, por lo tanto los MEMS son una buena alternativa para implementar estos sensores por medio del efecto piezoresistivo, en este caso se cuenta con un dispositivo micromaquinado de silicio y es necesario desarrollar una instrumentación para interpretar correctamente la señal del sensor.

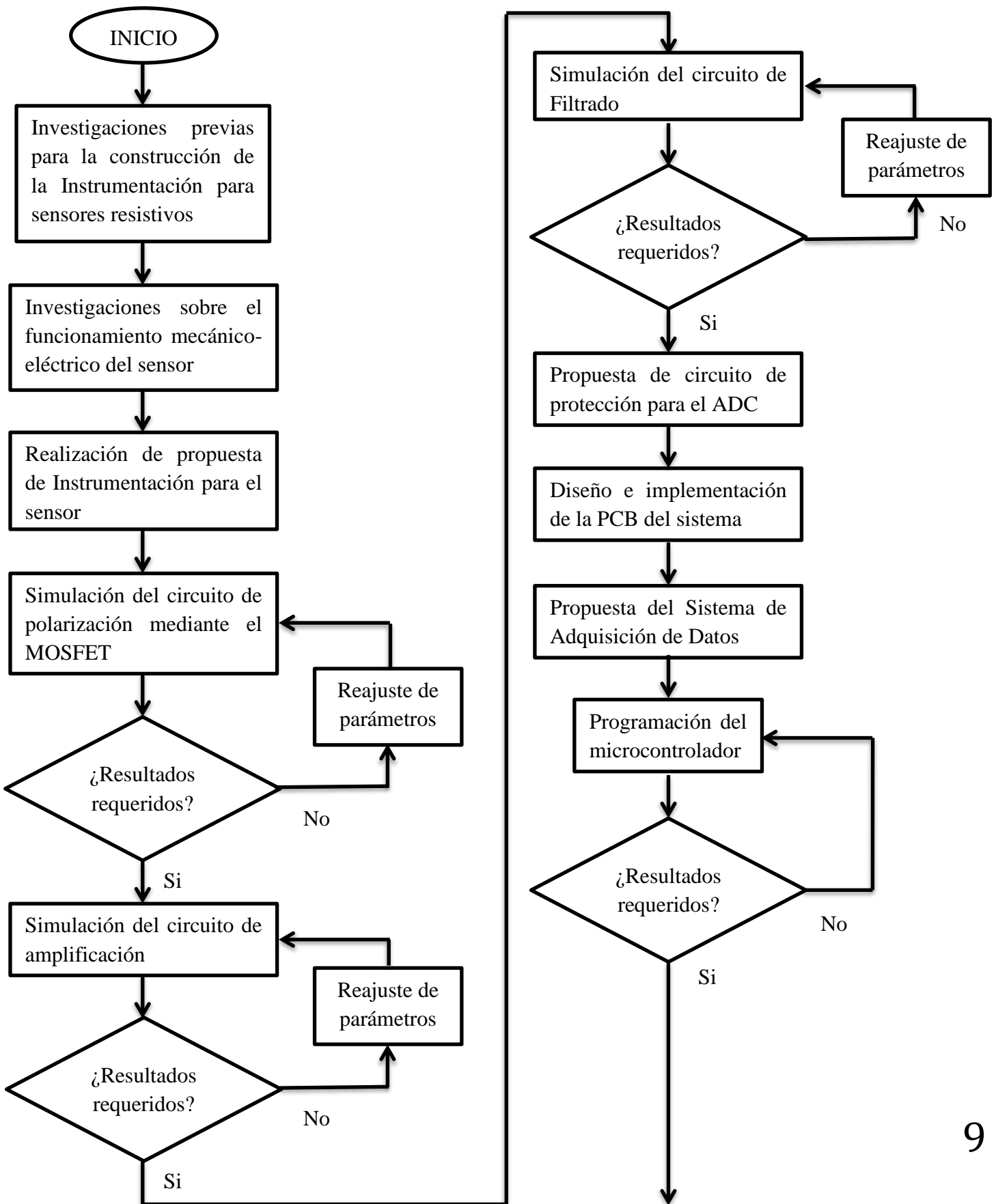
OBJETIVO GENERAL

- Instrumentar un dispositivo micromaquinado para la medición de la frecuencia de vibraciones en el rango de 5KHz a 20KHz.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Conocer las restricciones mecánico-eléctricas del dispositivo micromaquinado como sensor de frecuencia de vibraciones
- Diseñar e implementar un circuito de acondicionamiento para detectar los cambios resistivos provenientes del sensor
- Diseñar e implementar un sistema de adquisición de datos para registrar y mostrar los datos provenientes del sensor
- Caracterizar el sensor de frecuencias de vibración con el uso de la instrumentación

DIAGRAMA DE FLUJO DEL TRABAJO



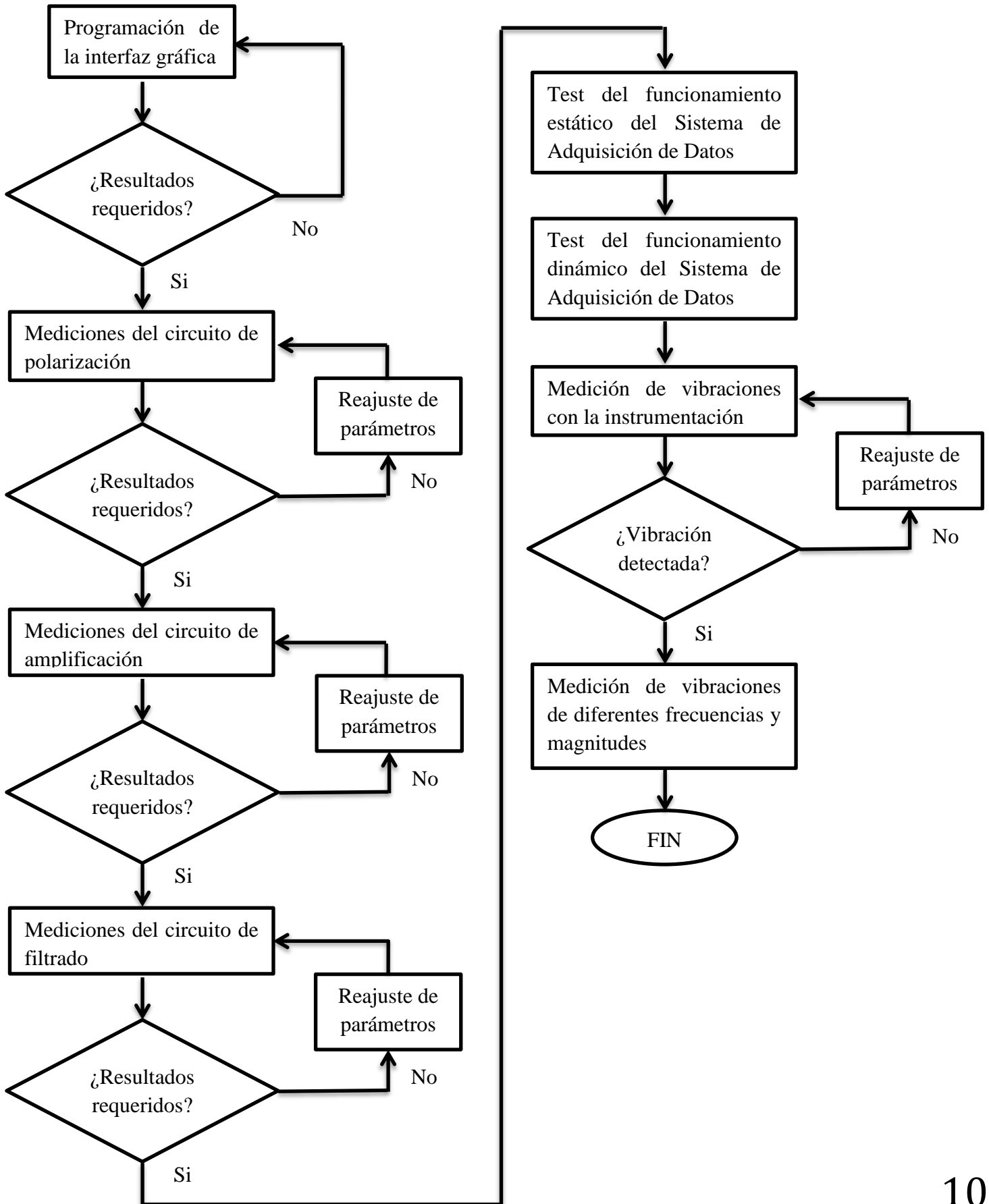
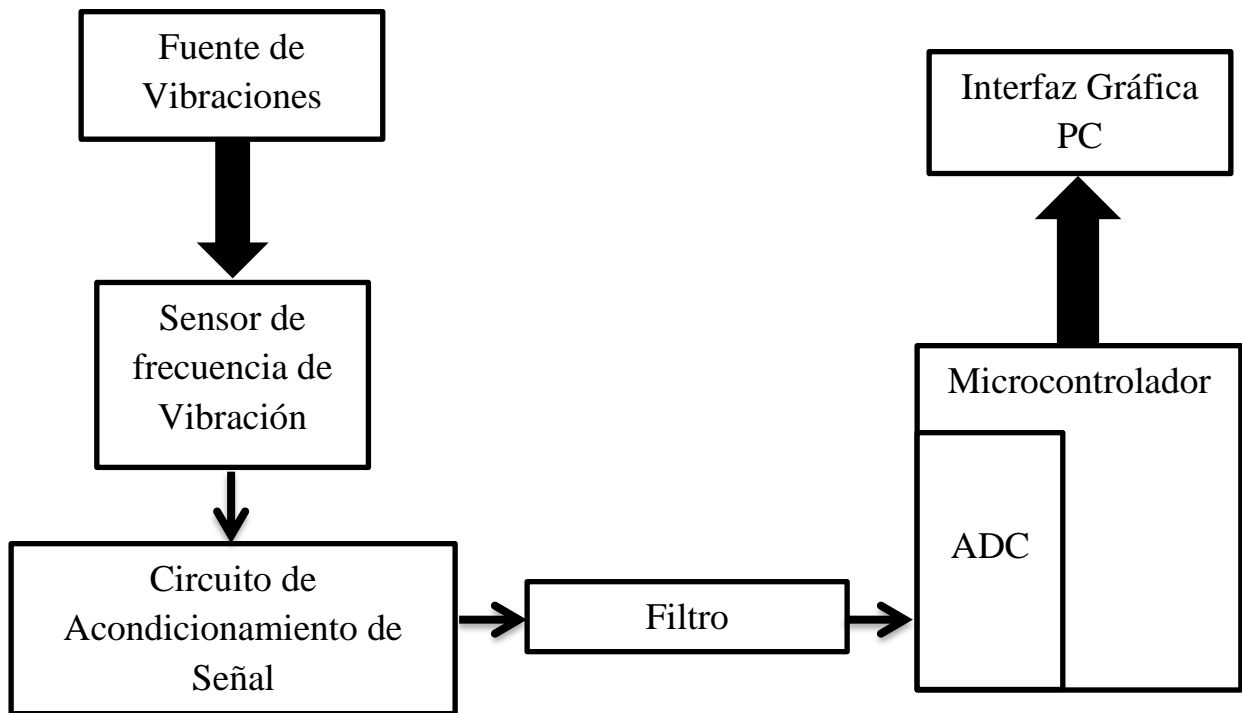


DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA PROPUESTO



CAPITULO 1. ESTADO DEL ARTE

1.1. Instrumentación

La instrumentación es una rama de la electrónica que se dedica a realizar la medición de alguna cantidad física, química o biológica del medio. Los sensores son los elementos fundamentales de la instrumentación ya que son los encargados de convertir la cantidad física o química a una señal o variable eléctrica [10], aunque generalmente esta señal no siempre se encuentra en condiciones necesarias para su óptima medición, pues el tipo de variable eléctrica de salida, la amplitud y el ruido pueden dificultar dicha tarea.

Un sistema de instrumentación permite manipular la señal del sensor para convertirla, filtrarla y adecuarla de tal forma que sea posible una correcta y mejor medición. No siempre es necesario tener una instrumentación con todos los bloques ya que es posible que la señal proveniente del sensor ya cumpla alguna característica deseada.

1.1.1. Características estáticas

Las características estáticas de la instrumentación describen su funcionamiento cuando la entrada es constante o de muy baja frecuencia de tal forma que sea posible considerar como un valor constante.

La resolución del sistema es el cambio más pequeño de la entrada que genera un cambio a su salida [11], esta característica debe ser tan buena como lo exija la aplicación, pues hay sistemas que requieren mayor resolución que otros. Aunque regularmente lo mejor es tener una gran resolución por encima de la requerida de tal forma que mejore el funcionamiento del sistema, pero esto no debe exagerarse ya que puede incrementar la complejidad del sistema injustificadamente.

La sensibilidad es determinada por la pendiente de la curva de calibración [2], pues es la relación de la señal de salida con respecto al cambio de la variable a medir [11]. La respuesta de sensibilidad esperada es lineal ya que es la mejor situación con la que se puede trabajar, pero dicha linealidad no solo depende del sensor pues los componentes electrónicos y las condiciones del medio pueden generar algunas no linealidades en la salida.

En los sistemas de instrumentación existen dos parámetros muy importantes, la exactitud que se refiere al grado de aproximación al valor real de la cantidad medida y la precisión

que es el grado de concordancia dentro de un grupo de mediciones [2] [11], aunque estos parámetros son muy similares y frecuentemente confundidos. El termino de exactitud queda muy claro desde su definición pero el de precisión puede causar algunos problemas, pues este describe la capacidad de un instrumento de la repetitividad de los resultados de una medición, es decir, que para un determinado valor de la cantidad física el instrumento siempre registrara el mismo valor o por lo menos valores muy cercanos, pero esto no quiere decir que los valores registrados son el valor real de la cantidad a medir.

Entonces un sistema de instrumentación puede ser en el mejor de los casos exacto y preciso, aunque también puede ser exacto pero no preciso o viceversa. El peor de los casos es cuando no es exacto ni preciso y la aplicación de dicho instrumento pierde sentido por razones obvias.

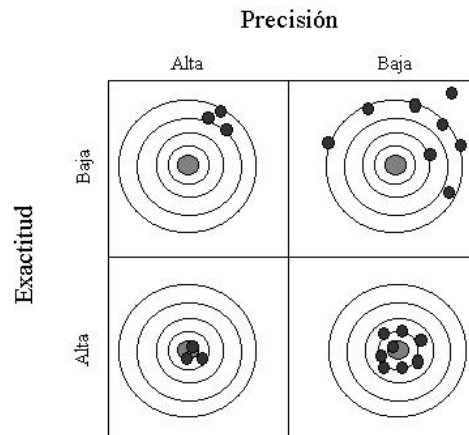


Figura 9: Precisión y exactitud

Cualquier desviación entre la medición y el valor real que tiene la variable es llamada error y es importante que este se encuentre dentro del nivel de incertidumbre que puede aceptar la aplicación [2]. Ninguna medición puede ser tomada con una exactitud perfecta pero es importante conocer cómo se generan los diferentes errores [11]. Se pueden diferenciar dos tipos de errores los sistemáticos y los aleatorios.

Los errores sistemáticos son ocasionados por deficiencias en la instrumentación o por las condiciones del medio que rodea el sistema [11]. Pues al implementar un sistema de instrumentación los circuitos utilizados tienen ciertas restricciones desde la linealidad de los componentes hasta los valores de los mismos, pues cuando se realiza el diseño se utilizan modelos matemáticos que son aproximaciones del comportamiento y si a esto se suman las restricciones mencionadas existe una diferencia entre el comportamiento calculado y el obtenido tras la implementación.

Por otro lado las condiciones del ambiente como la temperatura, humedad, presión o interferencia electromagnética también pueden ser un factor para la aparición de errores sistemáticos [11], ya que los distintos dispositivos electrónicos utilizados son sensibles a cambios de estas condiciones.

Una buena manera de comprobar estos errores es mediante la comparación de la instrumentación con un instrumento más exacto [11], de tal manera que se pueda observar el grado de error que se tiene, también es buena idea mantener las condiciones del ambiente lo más controladas y estables posible. Si se conoce el origen de los errores sistemáticos es posible corregirlos mediante algún método de compensación [2].

Los errores aleatorios se deben a causas desconocidas [11] y estos definen la precisión de las mediciones [2]. Este tipo de errores regularmente es conocido como ruido, el cual está definido como una señal que lleva información inútil [2]. Los errores aleatorios o ruido no pueden ser corregidos mediante algún método de calibración o compensación pues al no conocer su origen no se cuenta con un factor a modificar para realizar la corrección.

Para corregir o mejorar las mediciones se utilizan métodos estadísticos [11], pues es posible tomar un gran número de mediciones para su posterior tratamiento, de tal forma que se obtenga una medición más confiable. Regularmente el ruido tiene una distribución Gaussiana la cual se encuentra centrada en el valor real de la medición, por lo tanto la precisión esta normalmente cuantificada mediante la desviación estándar (σ) la cual indica el ancho de la distribución, mientras esta sea menor mayor es la precisión de la medición [2].

Los errores sistemáticos deterioran la exactitud mientras que los aleatorios deterioran la precisión. Entonces el error total se verá reflejado en la distribución Gaussiana del grupo de mediciones tomadas, pues los errores sistemáticos o inexactitudes intervienen con el correcto valor centrado de la distribución y los errores aleatorios o imprecisiones se reflejan en el ancho de la distribución, es decir, en la desviación estándar. Corrigiendo los errores de las maneras ya descritas es posible entonces mejorar la calidad de la medición y esto se verá reflejado en la forma de la distribución de las mediciones.

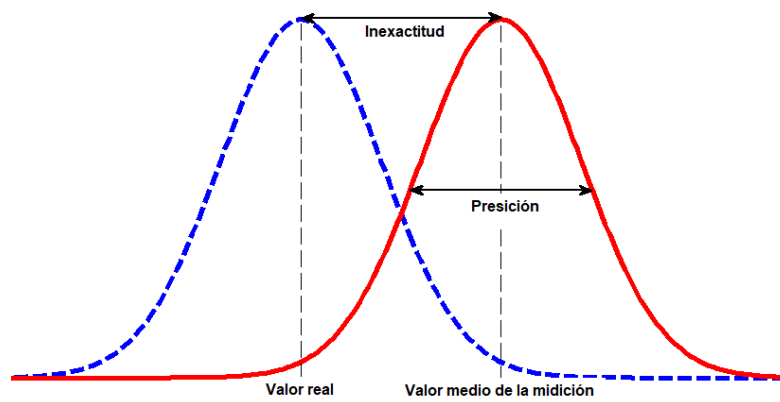


Figura 10: Errores por inexactitud e imprecisión

1.1.2. Características dinámicas

Las características dinámicas describen el funcionamiento del sistema ante entradas dinámicas, es decir, las características de los tiempos de respuesta que a su vez son los que definen el ancho de banda de las frecuencias con las que se puede trabajar.

El error dinámico se refiere a la incapacidad del sistema de seguir instantáneamente una fuente de estímulo [1], pues cuando cambia el valor de la fuente de estímulo se da una diferencia entre su valor real y el medido por el sistema en ese mismo instante.

La respuesta en frecuencia está directamente relacionada con la velocidad de respuesta del sistema [1], pues ésta define que tan rápidos pueden ser los estímulos a medir, ya que si éstos son más rápidos que el sistema éste jamás podrá seguirlos provocando así errores en la medición. La magnitud de la respuesta en frecuencia se mide regularmente en dB debido a que es la unidad que relaciona dos cantidades, siendo cero cuando éstas son iguales.

El límite del ancho de banda de funcionamiento del sistema está dado por la frecuencia de corte que es aquella donde la magnitud disminuye 3dB, lo que equivale a que la salida disminuya un 30% [1].

Otro factor que se ve afectado por los tiempos de respuesta es la fase, pues a pesar de que el sistema no puede seguir instantáneamente al estímulo sí puede corregir rápidamente dicho error de modo que este pueda ser prácticamente imperceptible, pero mientras los estímulos son más rápidos al sistema le toma más tiempo seguirlos de modo que la salida se desfasa.

1.1.3. Acondicionamiento de señal

El acondicionamiento de señal es una etapa de la instrumentación en la que se manipula una señal eléctrica proveniente de un sensor para que esta pueda ser presentada, registrada o procesada mediante un equipo o instrumento estándar [3]. Para poder diseñar e implementar esta etapa es necesario conocer las características de la señal proveniente del sensor y las características necesarias para su medición o paso por etapas posteriores. Generalmente las funciones que se realizan son: amplificación, filtrado, adaptación de impedancias, modulación o demodulación [3].

La función más utilizada es la amplificación pues esta se dedica a incrementar la magnitud de las señales facilitando su medición ya que las adapta al rango dinámico de los instrumentos, por otro lado también ayuda con el ruido pues si se amplifica la señal en el mejor de los casos el ruido será muy pequeño casi imperceptible a la medición.

El filtrado es utilizado cuando se está realizando la adquisición y digitalización de una señal, su función es asegurar que la señal a digitalizar esté libre de ruido, pues las señales analógicas contienen ruido de alta y baja frecuencia y cualquier componente frecuencial tiene la posibilidad de contaminarla provocando así una mala medición [12]. Es importante entender que un ADC puede digitalizar correctamente cualquier señal cuya frecuencia se encuentre por debajo de la mitad de la frecuencia de muestreo (f_s). Cuando una señal se encuentra fuera del rango mencionado ésta no logra digitalizarse de manera correcta y ocurre un fenómeno llamado Aliasing, que consiste en la aparición de una componente frecuencial dentro de la banda de interés en la señal digitalizada. Esta componente que aparece es un reflejo del ruido de la señal que se encuentra fuera de la banda de interés. El dominio frecuencial puede ser segmentado con respecto a la frecuencia de muestreo, donde cada segmento tiene un ancho de f_s y se encuentran centrados en múltiplos de ésta, es decir, los centros corresponden a Nf_s . Ahora bien una frecuencia Aliasing se puede expresar matemáticamente de la siguiente manera [12]:

$$f_{Aliasing} = |f_{in} - Nf_s| \dots (1)$$

Para evitar la aparición de dichas componentes en el espectro de la señal se utiliza un filtro Anti Aliasing cuya principal característica es que atenúa las frecuencias superiores a $f_s/2$, aunque su frecuencia de corte puede ser menor a ésta si la banda de interés de la señal es menor.

1.1.4. Sistema de adquisición de datos

Un sistema de adquisición de datos se encarga de la recopilación de información del medio para ser procesada y mostrada [11]. Dicha información puede provenir de un sensor o cualquier otra fuente de señal eléctrica.

Un sistema de adquisición de datos puede ser analógico o digital y la elección del tipo de sistema depende del uso de los datos registrados [11]. La principal diferencia entre estos dos radica en su exactitud y precisión, pues un sistema digital es mejor en ambos casos que uno analógico, razón por la cual son más utilizados los sistemas digitales. Difícilmente un sistema de adquisición de datos es completamente digital, pues se requiere de circuitos de acondicionamiento analógicos.

Las señales provenientes de los sensores son continuas en el tiempo, es decir, son analógicas y para para lograr procesar y mostrar la información en un sistema digital se requiere que las señales sean de dicho tipo. Por lo tanto es necesario ingresar la señal a un Convertidor Analógico a Digital (ADC - Analogic-Digital Converter) y así lograr tener los datos de la manera deseada, aunque generalmente las señales analógicas no siempre son

1.2 Topologías de circuitos de acondicionamiento para sensores resistivos adecuadas para pasar por un ADC, por esta razón se acondiciona la señal mediante circuitos electrónicos.

Una vez que se acondicionaron las señales ya es posible ingresarlas a un ADC para realizar una correcta medición, pero éste solo es el principio de la parte digital ya que éste solamente entrega un código digital. Es necesario un dispositivo para la recolección de todos estos datos que generalmente es un microcontrolador, pues tiene la capacidad de recolectar y procesar datos con una complejidad dada por su arquitectura. En caso de que las capacidades del microcontrolador no cumplan con lo requerido para llevar a cabo el procesamiento y presentación de los datos se recurre a sistemas más complejos como son las computadoras (PC – Personal Computer). En este caso el microcontrolador realiza una función de pre-procesamiento e interfaz con la PC. Una vez que la PC cuenta con los datos ya es posible realizar su procesamiento y presentación, aunque también éstos pueden ser almacenados para un posterior uso.

1.2. Topologías de circuitos de acondicionamiento para sensores resistivos

Para las aplicaciones con sensores resistivos existen dos consideraciones básicas para la construcción del acondicionamiento, la primera es que se requiere una alimentación eléctrica para obtener una señal eléctrica ya que por sí solo no genera señal alguna, la segunda es la magnitud de la alimentación pues influye directamente en la señal de salida, incluso viene limitada por un posible auto calentamiento del sensor que influye en la variación de su resistencia [3].

Cuando se habla sobre la medición de cambios resistivos inmediatamente se piensa en el puente de Wheatstone el cual está conformado por un arreglo de cuatro resistencias donde una de ellas corresponde al sensor a medir. Este circuito fue descrito en 1833 por Samuel Hunter, pero fue hasta 1843 cuando Charles Wheatstone le dio una gran cantidad de usos y por esa razón el arreglo lleva su nombre.

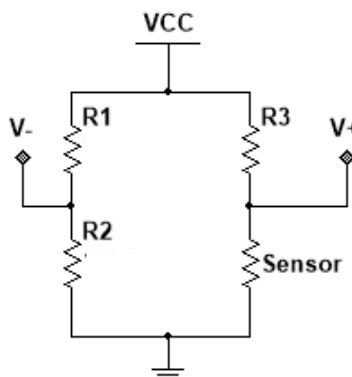


Figura 11: Puente de Wheatstone

1.2 Topologías de circuitos de acondicionamiento para sensores resistivos

El puente puede ser usado de diferentes maneras pero la más empleada es mediante el método de deflexión que consiste en medir el voltaje entre las dos ramas del circuito [3]. Entonces el voltaje de salida es la diferencia de potencial formada entre los nodos V+ y V- y puede ser expresada de la siguiente forma:

$$V_+ - V_- = V_o = V_{CC} \left[\frac{R_{sensor}}{R_3 + R_{sensor}} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \dots(2)$$

Es notable que si las cuatro resistencias tienen el mismo valor el voltaje de salida es igual a cero. Ésto da origen al criterio para la selección de las resistencias del puente, éstas deben ser iguales a la resistencia del sensor, de esta forma es posible detectar los cambios de la resistencia del sensor pues cuando esta cambie el puente se desbalanceará y aparecerá un voltaje de salida distinto de cero, este voltaje puede expresarse como:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_{sensor} = R \dots(3)$$

$$V_o = V_{CC} \left[\frac{R_{sensor} - R}{2(R + R_{sensor})} \right] \dots(4)$$

Al implementar el puente no siempre se tienen resistencias con valores exactamente iguales a la del sensor y aparte los valores de las resistencias comerciales tienen un grado de error dado por su tolerancia de fabricación, por esta razón puede aparecer un voltaje de offset en el punto de equilibrio. Pero al final este efecto no presenta un error tan grave, por otra parte si se debe tener en cuenta el ruido térmico que aparece en las resistencias debido al auto-calentamiento, pues al cambiar el valor de las resistencias cambia el valor de voltaje a la salida del puente. Para corregir los diversos errores que pueden aparecer existen distintos circuitos de compensación pero ésto hace más complejo el circuito a implementar [13] e incluso se han propuesto cambios para mejorar la resolución del puente [14].

A pesar de que el puente de Wheatstone es el más utilizado, han surgido alternativas para polarizar los sensores resistivos, pues el requerimiento principal del circuito es entregar una

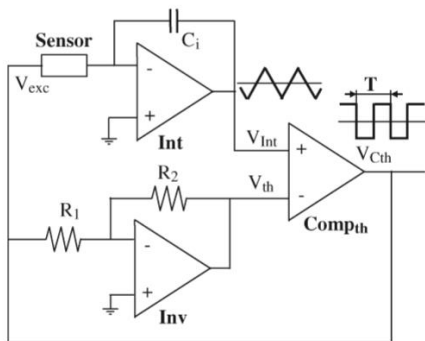


Figura 12: Oscilador controlado por sensor resistivo

señal eléctrica en función de la resistencia. Hay bastantes circuitos que cumplen con dicho requerimiento pues se han utilizado amplificadores cuya ganancia se encuentra en función de una relación resistiva y también han sido ocupados circuitos osciladores donde la frecuencia cambia con respecto a una resistencia [15]. Pero son pocos trabajos los que han acudido a este tipo de alternativas pues como se mencionó al principio de este apartado siempre se piensa primero en el puente de Wheatstone.

1.2 Topologías de circuitos de acondicionamiento para sensores resistivos

Para la interpretación del voltaje de salida del puente se han acudido a diferentes alternativas y estas han ido mejorando al pasar de los años. Pues al principio se utilizaban galvanómetros y voltímetros pero éstos tienen un límite en cuanto a la magnitud de los cambios resistivos que pueden detectar, entonces se acudió a circuitos de acondicionamiento para lograr aumentar la calidad de las mediciones.

Lo más básico es la utilización de un amplificador diferencial implementado mediante OPAMP pues este permite amplificar y convertir la señal a single ended facilitando su medición, pero nuevamente se llegó al límite en cuanto a resolución y se requirieron ganancias mayores donde el desempeño del OPAMP no era tan bueno, sin embargo se comenzaron a utilizar Amplificadores de Instrumentación puesto que pueden llegar a tener ganancias superiores a las obtenidas con el OPAMP.

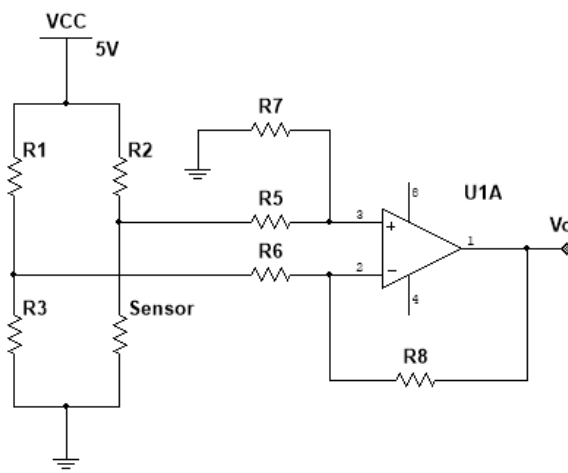


Figura 13: Puente de Wheatstone con amplificador diferencial

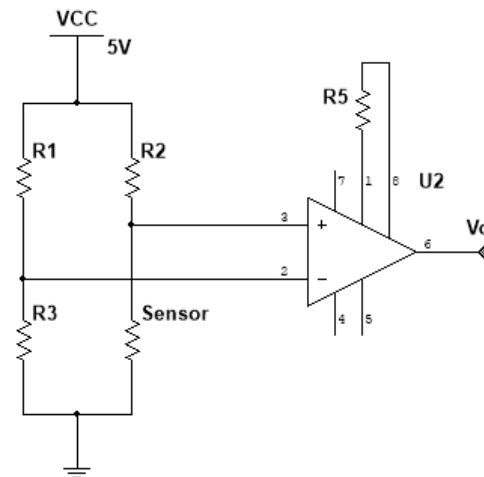


Figura 14: Puente de Wheatstone con Amplificador de Instrumentación

Para la medición de las señales obtenidas por los circuitos de acondicionamiento se utilizan regularmente microcontroladores gracias a que la mayoría cuentan con ADC's, pero han surgido técnicas que suprimen el uso del ADC pues se digitaliza la señal de una manera distinta. Tal como los osciladores controlados por voltaje pues se obtiene una frecuencia en función de la señal obtenida del puente de Wheatstone [16] [17] [18], dicha señal puede ser interpretada fácilmente por un microcontrolador ya que puede verse como una señal de reloj. Este tipo de circuitos ha sufrido varias modificaciones para obtener un mejor rendimiento, pues algunas son para mejorar la resolución mientras que otras permiten realizar compensaciones principalmente en temperatura.

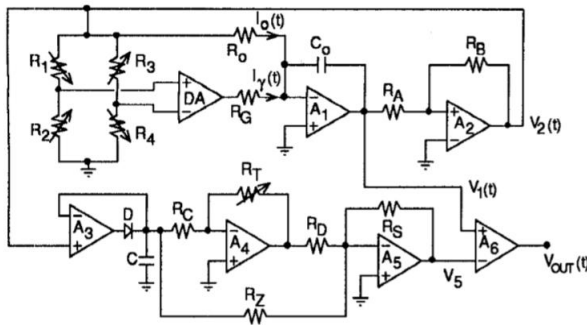


Figura 15: Oscilador controlado por el voltaje del puente de Wheatstone con compensación en temperatura

1.2 Topologías de circuitos de acondicionamiento para sensores resistivos

Otra técnica de medición propuesta mediante el uso de microcontroladores sin el ADC se basa en la descarga de un capacitor a través de una resistencia eléctrica que en éstos casos correspondería al sensor [19], esta técnica no es tan popular pero permite hacer mediciones con circuitos de acondicionamiento muy simples. Una ventaja de esta topología es que para la carga del capacitor se utiliza el voltaje que entrega el pin de salida del microcontrolador y esto a su vez también simplifica el algoritmo de medición. Por otro lado una desventaja se da en la respuesta dinámica ya que la velocidad de respuesta está dada por el tiempo de carga y descarga del capacitor siendo viable esta técnica para variaciones relativamente lentas.

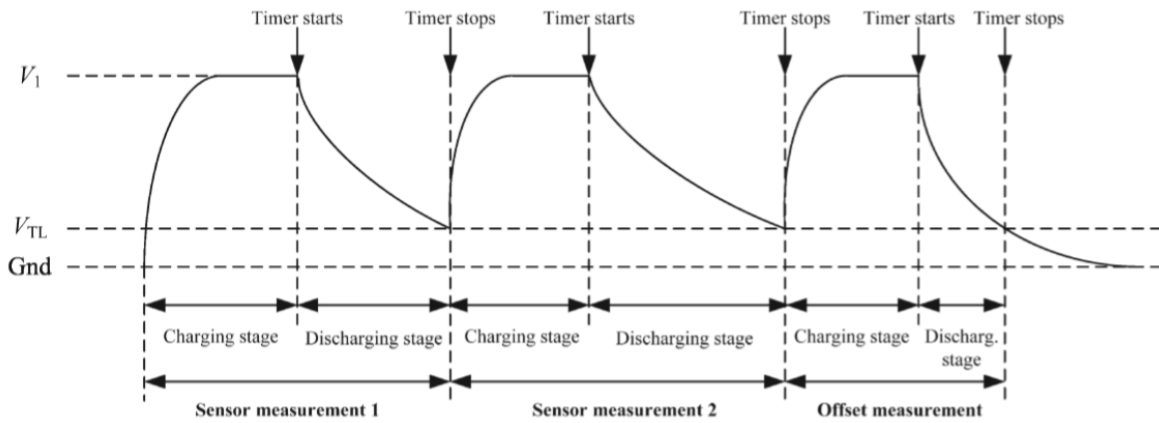


Figura 16: Medición de cambios resistivos por tiempo de descarga de un capacitor

Siguiendo la tendencia de minimizar la complejidad de los circuitos de acondicionamiento surge otro método de medición de sensores resistivos mediante microcontroladores midiendo el voltaje de salida del puente de Wheatstone directamente con su ADC [20]. Algunos microcontroladores cuentan con reguladores de precisión internos para definir diferentes voltajes de referencia para el ADC, también es posible obtener el voltaje de referencia en un pin analógico del micro, de este modo se puede polarizar el puente con un voltaje bastante confiable. Para la medición de la señal de salida del puente se utilizan dos canales de entrada debido a que dicha señal es diferencial.

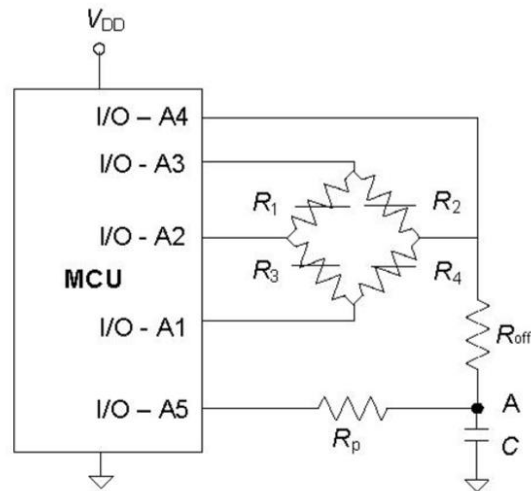


Figura 17: Medición del puente de Wheatstone mediante un microcontrolador

Este método presenta una desventaja en cuanto a la resolución y sensibilidad pues carece totalmente de acondicionamiento de señal, pero para aplicaciones no tan exigentes es bastante viable. Para mejorar esta técnica de medición se han desarrollado ADC's

dedicados directamente a la medición de puentes [21], pues cuentan con los elementos necesarios para eliminar los bloques de acondicionamiento sin tener pérdidas en el rendimiento.

Como se puede ver existen varias técnicas de instrumentación para los sensores resistivos y su elección depende directamente de las características de la aplicación y por supuesto del sensor. Pues las diferencias entre cada técnica radican principalmente en la resolución, sensibilidad y el comportamiento dinámico.

1.3. Dispositivos Electrónicos

Como se vio en el apartado anterior la implementación de una instrumentación requiere el uso de diversos circuitos electrónicos que regularmente están conformados por dispositivos como los amplificadores operacionales, amplificadores de instrumentación, transistores, ADC's y por supuesto los dispositivos pasivos (resistencias y capacitores).

1.3.1. Transistor MOSFET

El MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) es un dispositivo electrónico utilizado para la amplificación y conmutación señales. Existen dos tipos de MOSFET el de canal N llamado NMOS y el de canal P llamado PMOS. La tecnología NMOS se ha vuelto dominante en distintas aplicaciones [22] y en este trabajo solo se hablara de ellos.

La estructura del NMOS es fabricada en un sustrato de silicio tipo P regularmente llamado "bulk", el dispositivo consiste en dos regiones altamente dopadas de tipo N formando las terminales "drain" y "source", una pieza altamente dopada de poli-silicio operando como "gate" y una delgada capa de dióxido de silicio aislando a gate del sustrato, la dimensión de gate a lo largo del camino es llamada L (Length) y la que es perpendicular a esta es llamada W (Width) [23].

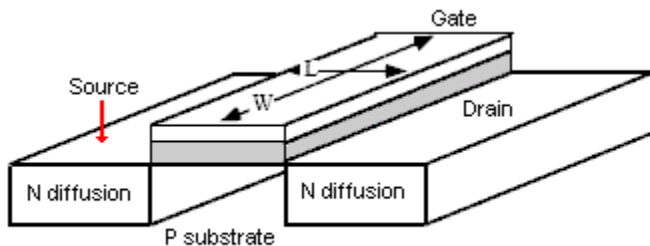


Figura 18: Estructura NMOS

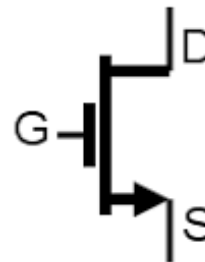


Figura 19: Símbolo del NMOS

El funcionamiento del NMOS radica en el flujo de corriente de Drain a Source mediante la formación de un canal entre estas dos terminales, en un principio esta trayectoria contiene dos uniones PN formando dos diodos en contraposición obstruyendo así el flujo de la corriente. Para que pueda darse dicho flujo es necesario formar el canal mediante la aplicación de un voltaje positivo de Gate a Source (V_{GS}), ya que la concentración de huecos en Gate atraerá electrones hacia la capa del óxido acumulándolos en dicha área, mientras mayor sea el voltaje de Gate mas electrones atraerá provocando que el canal se vuelva más ancho y la conductividad del canal. El valor de voltaje necesario para acumular el suficiente número de electrones para formar el canal es llamado voltaje de umbral (V_{TH}). Con un canal creado ya es posible que se dé flujo de corriente al aplicar un voltaje entre Drain y Source (V_{DS}) [23] [22].

El funcionamiento de un MOSFET puede ser descrito por la curva de la corriente de Drain (I_D) contra el V_{DS} , esto hace que dicha curva sea tan importante. Aunque en realidad no es solo una curva si no una familia de ellas ya que hay una para cada V_{GS} dado. Es importante destacar que la respuesta del MOSFET no es completamente lineal y cuenta con tres zonas de operación: corte, triodo y saturación.

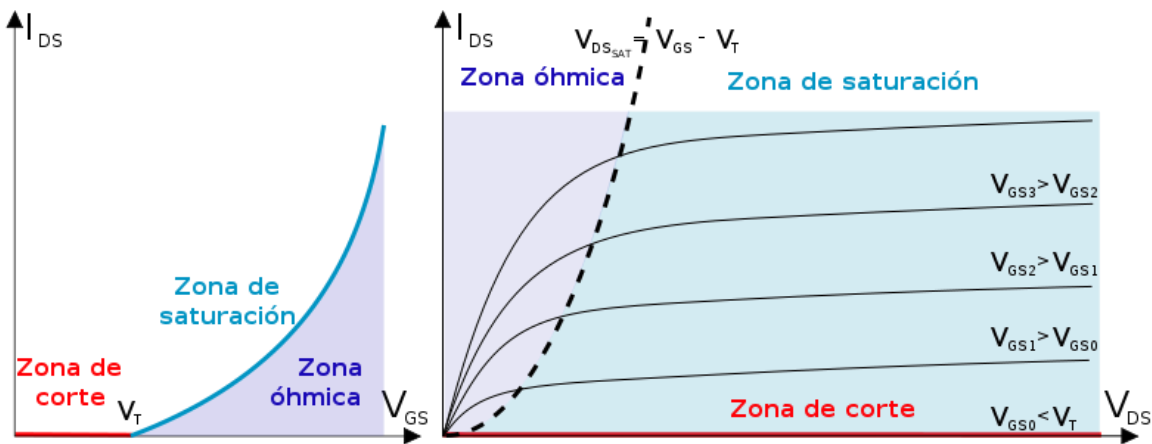


Figura 20: Curvas características de un MOSFET tipo N

Para entrar en cada zona es necesario que los voltajes aplicados al dispositivo cumplan ciertas restricciones. Para que el MOSFET se encuentre en la zona de corte es necesario que:

$$V_{GS} < V_{TH} \dots(5)$$

Y la corriente I_D es cero.

$$I_D = 0 \dots(6)$$

Aquí se considera que el dispositivo se encuentra apagado.

Ahora bien el MOSFET se encuentra en la zona de triodo cuando:

$$V_{GS} \geq V_{TH} \quad y \quad V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH} \dots(7)$$

Y entonces la corriente es:

$$I_D = \frac{1}{2}k[2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] \dots(8)$$

Donde k es una constante que depende de la geometría del dispositivo. En esta región la corriente se comporta de una manera parabólica, aunque si $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$ la corriente se convierte en una función lineal de V_{DS} y por lo tanto este se comporta como una resistencia controlada por voltaje [23].

$$I_D \approx k[(V_{GS} - V_{TH})V_{DS}] \dots(9)$$

La resistencia equivalente está dada por V_{DS}/I_D [23].

$$R_{ON} = \frac{1}{k(V_{GS} - V_{TH})} \dots(10)$$



Figura 21: Modelo eléctrico del MOSFET en la zona de triodo

Y finalmente el MOSFET entra en la zona de saturación cuando:

$$V_{GS} \geq V_{TH} \quad y \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \dots(11)$$

Donde la corriente esta descrita por:

$$I_D = \frac{1}{2}k(V_{GS} - V_{TH})^2 \dots(12)$$

En esta zona la corriente I_D deja de comportarse de una manera parabólica y pasa a un comportamiento relativamente constante [23].

1.3.2. Amplificador Operacional

El amplificador operacional (OPAMP) es un dispositivo activo diseñado para realizar operaciones matemáticas de suma, resta, multiplicación, división, diferenciación e integración [24]. Éste cuenta con cinco terminales, dos son entradas de señal llamadas inversora y no inversora, otra es la salida y las dos restantes corresponden al suministro de potencia para el dispositivo.

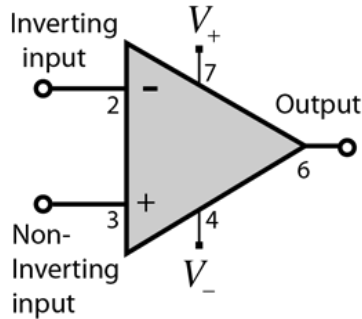


Figura 22: Símbolo del OPAMP

Básicamente el funcionamiento del OPAMP consiste en obtener la diferencia de las señales de voltaje que tiene a su entrada, el voltaje del no inversor menos el del inversor y después multiplica el resultado por un número 'A' predefinido por el fabricante, su modelo eléctrico es una fuente de voltaje controlada por voltaje. El numero 'A' del que se habló antes es conocido como ganancia de lazo abierto.

$$V_o = A(V^+ - V^-) \dots(13)$$

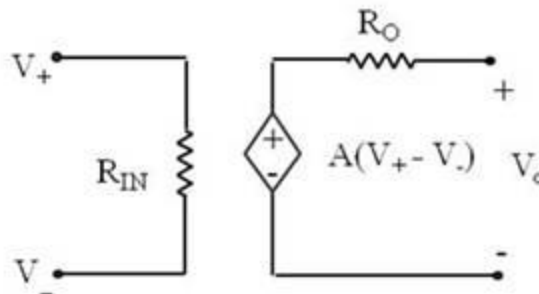


Figura 23: Modelo eléctrico del OPAMP

Idealmente la resistencia de entrada debería ser infinita, la de salida cero y la ganancia de lazo abierto infinita, pero esto no es posible entonces lo que se hace es intentar aproximarse lo más posible a lo ideal. La ganancia de lazo abierto se encuentra típicamente entre 10^5 y 10^8 , la resistencia de entrada de 10^5 a $10^{13} \Omega$ y la resistencia de salida entre 10 y 100 Ω .

Para que el OPAMP pueda realizar las operaciones mencionadas anteriormente es necesario realizar un circuito más complejo mediante redes resistivas y capacitivas, pero la clave está en la retroalimentación negativa. Esta se obtiene cuando la salida es conectada a la entrada inversora del dispositivo, en esta configuración la función de transferencia cambia pues ahora depende de los componentes que se le conecten. La proporción entre el voltaje de salida y el de entrada es llamada ganancia de lazo cerrado y esta es prácticamente insensible a la ganancia de lazo abierto [24].

Para obtener la función de transferencia de un circuito con un OPAMP contenido es necesario sustituir este último con su modelo eléctrico y obtener la relación del voltaje de salida sobre el de entrada. Ésto es lo más conveniente ya que los cálculos serían más aproximados a lo real, pero regularmente ésto no afecta y por lo tanto es posible analizar el circuito tomando dos consideraciones, la primera es que la impedancia de entrada es tan grande que la corriente a través de ella es cero y por lo tanto el voltaje de la terminal inversora es igual al de la no inversora y la segunda es que la salida está completamente aislada de las entradas. De esta manera puede hacerse más sencillo el análisis y solo utilizar el modelo en casos que sea necesario.

El voltaje de salida está limitado por la fuente de polarización del OPAMP, pues no es posible tener valores mayores a ésta a pesar de lo calculado según la ganancia. Dicha situación es conocida como saturación. La mayoría de las veces se utilizan dos fuentes para polarizar el dispositivo una positiva y la otra negativa, ésto principalmente porque en muchas aplicaciones se requiere el uso de voltajes negativos. Pero no es el caso de todos ya que también hay OPAMP's que pueden ser polarizados con una sola fuente.

Es importante saber que el valor de saturación de un OPAMP regularmente es menor que el voltaje de polarización, pero existen dispositivos que son conocidos como "riel a riel" cuyo valor de saturación corresponde al valor de la fuente.

Para realizar las operaciones mencionadas al principio hay una variedad de configuraciones y las más comunes son:

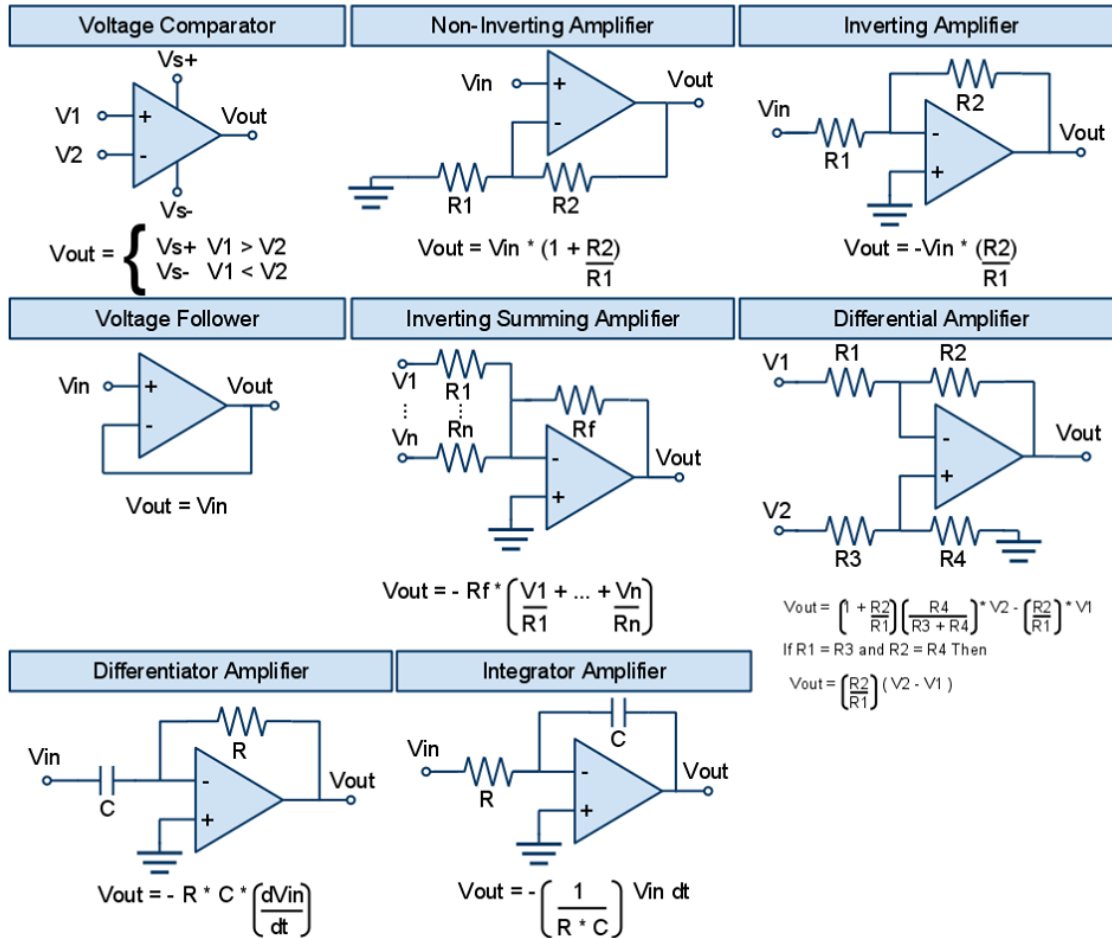


Figura 24: Configuraciones básicas del OPAMP

1.3.3. Amplificador de Instrumentación

Un amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial y es similar a un OPAMP pues cuenta con dos entradas igualmente llamadas inversor y no inversor, una salida y las terminales de polarización, incluso su función de transferencia es similar pero la principal diferencia es que la ganancia del amplificador de instrumentación es finita y controlable [1]. Otra diferencia es que el amplificador de instrumentación cuenta con dos terminales extra en las que se conecta una resistencia encargada de definir la ganancia.

$$V_o = A(V^+ - V^-) \dots(14)$$

La arquitectura de este dispositivo está compuesta por tres OPAMS y unas cuantas resistencias, pues éste es una mejora que surge de las exigencias de los sensores, entre las que se encuentran una entrada diferencial con un alto CMRR (Common Mode Rejection Ratio), una ganancia seleccionable, estable y lineal.

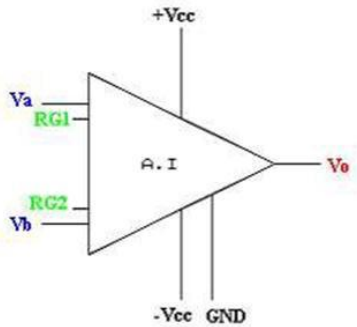


Figura 25: Símbolo del Amplificador de Instrumentación

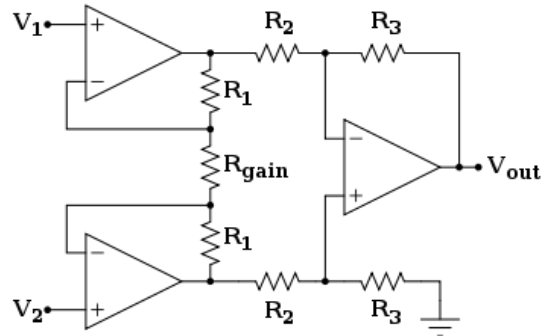


Figura 26: Estructura del Amplificador de Instrumentación

Si se aplica un valor de voltaje igual en ambas entradas del amplificador la salida según la función de transferencia debe ser cero, pero en la práctica esto no ocurre ya que aparece un voltaje. El voltaje aplicado es conocido como voltaje en modo común y la razón del valor de salida con respecto a éste es llamada ganancia de modo común (A_{CM}) [22].

El CMRR es la capacidad de un amplificador de rechazar señales de modo común [22] y está definida por la ganancia del amplificador sobre la ganancia de modo común. Regularmente se expresa en dB.

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A}{A_{CM}} \right| \text{ dB} \dots(15)$$

1.3.4. Convertidor Analógico-Digital (ADC)

Un ADC es un dispositivo electrónico que puede transformar una señal analógica a una digital por medio de un proceso de cuantificación y codificación, las características de ésta dependen de una variedad de parámetros característicos al ADC; como son su resolución, rango de entrada, codificación de la salida entre otras [25]. A continuación se hace una breve descripción de las características de un convertidor analógico digital.

El rango de valores de entrada se refiere a los límites de los voltajes que son aceptados por el convertidor los cuales están definidos por los voltajes de referencia [25]. Ahora bien en muchos convertidores estos valores no son fijos, pueden ser manipulados por el usuario, pues éstos se definen en función del rango dinámico de la señal a medir. El ADC puede ser unipolar o bipolar, el primero se refiere a que el convertidor solo puede recibir y transformar valores positivos de tensión, mientras el segundo permite valores de entrada

negativos y positivos. Un parámetro muy utilizado es el voltaje de escala completa V_{FS} (Voltage full-scale) y está ligado directamente a los valores de referencia.

$$V_{FS} = V_{REF+} - V_{REF-} \dots(16)$$

La resolución de un ADC es el valor máximo de códigos que se pueden obtener a la salida del convertidor, siendo 'n' el número de bits de salida los códigos obtenidos son 2^n , la resolución también puede ser entendida como el voltaje mínimo con el cual existe un cambio de código a la salida, a esta unidad se le conoce como LSB (Least Significant Bit) y depende del V_{FS} [25] [26].

$$LSB = \frac{V_{FS}}{2^n - 1} \dots(17)$$

Como se puede notar en la expresión, mientras el número de bits sea mayor la resolución va a ser mejor y esto provocará que responda a cambios más pequeños en la entrada.

El ADC puede tener distintos tipos de codificación a la salida, regularmente se utiliza el código binario, aunque también se puede tener una codificación BCD (Binary Coded Decimal), ambas se utilizan para señales unipolares, a diferencia de si se tiene una señal bipolar pues se utiliza el binario complemento a dos o el binario desplazado [25]. La salida del convertidor puede ser en paralelo, es decir, se tiene el mismo número de pines de salida a los de la resolución, o también la información puede ser entregada en un formato serial donde generalmente se usa el protocolo I2C o SPI.

Se denomina tiempo de conversión al tiempo que se tarda el convertidor desde que toma la muestra de la señal hasta que entrega el código de salida; este parámetro define en cierta parte si el ADC es apto para medir alguna señal con respecto a la frecuencia de la misma, pues siguiendo el teorema del muestreo se sabe que la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble que la frecuencia de la señal de entrada [25].

Existen ciertos errores en el ADC que hacen que no tenga un comportamiento ideal; el error fundamental de un convertidor es el de cuantificación y se da por la resolución del convertidor pues como ya se mencionó solo puede tomar un número finito de valores la salida lo cual hace que se pierda un tanto de información que no puede recuperarse posteriormente, el error disminuye mientras aumenta la resolución pero es imposible que éste desaparezca. Idealmente el ruido de cuantificación es de +/- 0.5 LSB, pues éste es la diferencia entre la señal original y el valor que puede tomar en ese punto.

El error de offset es aquel que provoca el desplazamiento de la respuesta de salida del ADC y aparece cuando la entrada más baja aceptable por el convertidor no genera el código de salida 00...0, este error no es preocupante pues existen métodos para compensar el desplazamiento [25] [26].

El error de ganancia es la diferencia entre los puntos de ganancia de la salida ideal y la obtenida por el convertidor después de haber corregido el error de offset. Se le llama punto de ganancia al valor central del MSB, es decir, a la mitad del paso cuando la salida digital se encuentra en escala completa. Éste provoca que la pendiente de la escalera cambie con respecto a la pendiente ideal [25] [26].

El error de no linealidad diferencial es la diferencia entre el ancho real de un paso y el ancho de un paso o LSB ideal, entonces si el ancho de un paso es un LSB quiere decir que el error es igual a cero. Este error puede provocar la pérdida de algún código cuando se excede el valor de un LSB, pues con ningún valor de entrada el ADC generará ese código a la salida [25] [26].

El error de no linealidad integral es la desviación de la respuesta real de un ADC con respecto a la curva ideal, esta desviación es de manera vertical y puede ser medida en las transiciones o con los puntos medios de cada paso [25] [26].

Hasta ahora se vio un comportamiento del ADC sin tomar en cuenta condiciones de señales dinámicas (señales de AC), el análisis en frecuencia por lo regular es realizado mediante la DFT (Discrete Fourier Transform), la cual es una herramienta matemática utilizada para determinar el contenido frecuencial de una señal discreta [27], teniendo como resultado el espectro. Éste está compuesto por una serie de $M/2$ puntos, donde M es el número total de muestras, los puntos están espaciados por F_s/M , donde F_s es la frecuencia de muestreo. Al ancho de cada frecuencia en el espectro se le llama bin o resolución de la FFT. El espectro resultante es como una huella digital pues la teoría dice que toda señal puede ser representada mediante la suma de varias señales senoidales, entonces lo que se obtiene con la FFT son los coeficientes de las componentes senoidales que conforman una señal. Debido a esto es natural que para este análisis se utilice una señal de prueba senoidal pues el espectro de ésta solo contiene una componente, al ser muestreada mediante un ADC el espectro de la señal resultante puede ser comparada con el de la original y así ver que tanto cambio la señal pues como ya se mencionó por el error fundamental de cuantificación existe una pérdida de información que se refleja en el espectro.

La distorsión armónica es la razón que existe entre el valor RMS de la señal y el armónico en cuestión y es medido en decibeles. Los armónicos son múltiplos de la frecuencia fundamental y se encuentran en $|+/- nf +/- kfs|$ donde n es el orden del armónico, f la frecuencia fundamental, f_s la frecuencia de muestreo y k un número que se encuentre en la primer zona de Nyquist (intervalo de 0 a $1/2 f_s$), la cantidad de armónicos está ligada a la frecuencia de muestreo pues mientras más grande es la primer zona de Nyquist también crece, teniendo así más espacio donde aparecen los armónicos [25].

El THD (Total Harmonic Distortion) es la proporción que existe entre el valor RMS de la señal fundamental y la raíz de la suma de las potencias de los armónicos, regularmente son utilizados los primeros cuatro o cinco armónicos.

El SNR (Signal Noise Rate) es la relación que existe entre la potencia de la señal de entrada y la potencia del ruido de fondo que la primera contiene, en un convertidor se tiene este parámetro con respecto al error de cuantificación pues este es el que genera el ruido, está definido en función del número de bits del convertidor (n) [25].

$$SNR = 6.02n + 1.76 \text{ dB} \dots(18)$$

El SNR obtenido por un convertidor real regularmente es menor debido a la existencia de otros factores que influyen en el ruido de fondo.

El ENOB (Effective Number Of Bits) es el número efectivo de bits de un convertidor y se refiere al número de bits con los que el ADC se comporta de manera perfecta, mediante el SNR medido se pueden expresar los bits perdidos a causa de los errores del ADC [25].

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76 \text{ dB}}{6.02} \dots(19)$$

Hay distintos tipos de ADC con respecto a su topología, en este trabajo se abarcara solo el convertidor SAR (Successive Approximation Register) que es el resultado de algunas optimizaciones de convertidores basados en DAC (Digital to Analog Converter) y contadores, pues inicialmente se comparaba el valor de entrada con cada posible valor en

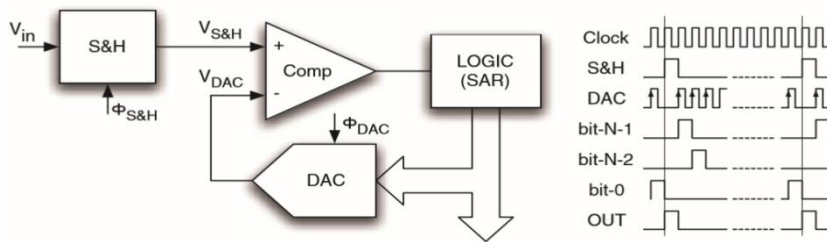


Figura 27: Diagrama a bloques de un ADC SAR

forma ascendente o descendente, pero el SAR no compara todos los valores posibles realiza una búsqueda más inteligente.

Este ADC utiliza múltiples ciclos de reloj para realizar una conversión, su método es capaz de reducir la complejidad del circuito y el consumo de energía [25]. Inicialmente se toma una sola muestra mediante un circuito de S&H (Sample and Hold), este valor es comparado con el valor que entrega un DAC que a su vez es controlado por la unidad lógica del SAR. Esta unidad primero genera el código central de la tabla de resultados que se obtiene activando solo el MSB, el resultado de la comparación se entrega a la unidad lógica del SAR y se procesa el resultado, si el valor de entrada es mayor al que entrego el DAC se mantiene ese uno, se activa el bit siguiente del MSB y se repite el proceso, en caso de que una comparación resulte ser menor el valor de entrada el uno es cambiado por un cero y se continúa con el proceso hasta obtener el resultado final. Todo este proceso es coordinado por un reloj interno ya que la lógica del SAR es una máquina de estados. Mediante esta arquitectura también se optimiza el número de bits a la salida ya que se requiere menos espacio para implementarlos, son rápidos y su tiempo de conversión está ligado

directamente a la resolución. La salida del convertidor es serial y normalmente se utiliza el protocolo SPI aunque en ocasiones también es utilizado el I2C.

Un error a la salida de este ADC puede ser provocado por la mala estimación de un bit, lo que propaga el error al resto del algoritmo de búsqueda que al final entregaría un valor no correspondiente al voltaje a convertir [25]. La magnitud del error depende de que bit es en el que sucedió la falla pues mientras más cercano al MSB se encuentre el error será más grande.

CAPITULO 2. CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Para la construcción del Sistema de Adquisición de Datos de un sensor se debe conocer su funcionamiento, requerimientos y limitaciones. Pero también es importante saber el resultado al que se desea llegar y los bloques necesarios para hacerlo.

El uso de un programa SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) puede reducir los errores iniciales y el tiempo de desarrollo [12]. Pues una simulación es una parte importante del proceso de diseño ya que permite visualizar una aproximación a los resultados de algún circuito o sistema mediante el análisis de los modelos matemáticos y esta permite ver el comportamiento de los circuitos sin necesidad de implementarlos, realizar fácilmente cambios en los valores de los dispositivos y notar el impacto que tienen en el funcionamiento. Mientras más parámetros de los dispositivos se tomen en cuenta la simulación se aproximará cada vez más al comportamiento real del circuito.

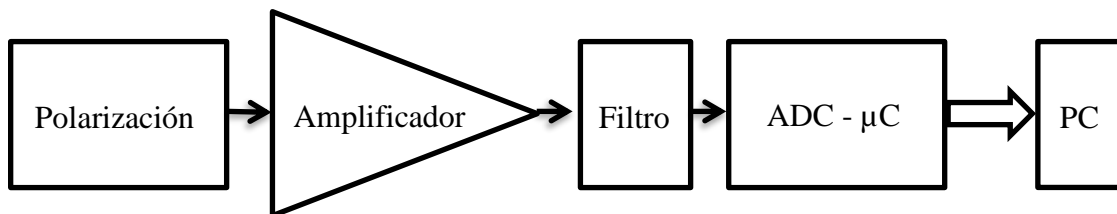


Figura 28: Diagrama a bloques del Sistema de Adquisición de Datos

2.1. Polarización del Sensor

Se requiere un circuito capaz de detectar cambios de resistencia (ΔR) puesto que el sensor a instrumentar responde con cambios resistivos ante perturbaciones mecánicas (vibraciones), entonces un factor o variable del circuito debe encontrarse en función de la resistencia de modo que se obtenga una señal eléctrica en función de dichos cambios.

Como ya se vio en el capítulo anterior hay diferentes topologías para cumplir con esta tarea pero en este trabajo se propone utilizar un circuito de polarización básico de un MOSFET ya que los voltajes del punto de operación se encuentran en función de las resistencias del circuito.

El MOSFET seleccionado es el IRF540 que es de canal N, tiene un voltaje de umbral entre 2 y 4 V, soporta hasta 100 V de V_{DS} y hasta 20 V de V_{GS} .

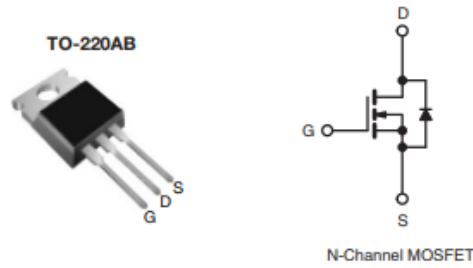


Figura 29: MOSFET IRF540

Como ya se mencionó se utilizará el circuito de polarización más básico mediante resistencias, donde el sensor ocupa el puesto de la resistencia de Drain. De este modo cuando cambie el valor de la resistencia del sensor cambiara el voltaje de Drain a Source logrando así generar una señal eléctrica en función del sensor.

De las tres zonas de trabajo del MOSFET solo dos son interesantes para esta aplicación, la primera es la zona de triodo y analizando el circuito se llega al siguiente sistema de ecuaciones que describe su comportamiento.

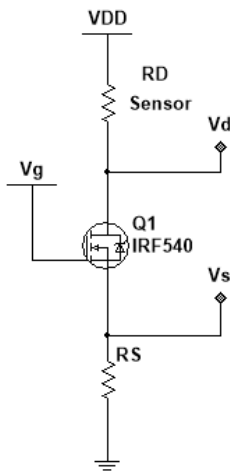


Figura 30: Circuito de Polarización del sensor

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S \dots(20)$$

$$V_{DD} = I_D (R_D + R_S) + V_{DS} \dots(21)$$

$$I_D = \frac{1}{2} k [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] \dots(22)$$

Ahora bien se sustituye la ecuación 22 en la 21 y se resuelve V_{DS} :

$$V_{DS} = \frac{\frac{1}{R_D + R_S} + k(V_{GS} - V_{TH}) \pm \sqrt{\left[\frac{1}{R_D + R_S} + k(V_{GS} - V_{TH})\right]^2 - 2k \frac{V_{DD}}{R_D + R_S}}}{k} \dots(23)$$

Es notable que V_{DS} se encuentra en función de la resistencia del sensor (R_D) y que dicha relación no es lineal, pero es posible trabajar en regiones donde se puede hacer una aproximación lineal.

La segunda zona es la de saturación y ahora las ecuaciones que describen el comportamiento del circuito son las siguientes.

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S \dots(24)$$

$$V_{DD} = I_D (R_D + R_S) + V_{DS} \dots(25)$$

$$I_D = \frac{1}{2} k (V_{GS} - V_{TH})^2 \dots(26)$$

Siguiendo el mismo camino se sustituye la ecuación 26 en la 25 y después se resuelve V_{DS} :

$$V_{DS} = V_{DD} - \frac{1}{2} k (V_{GS} - V_{TH})^2 (R_D + R_S) \dots(27)$$

En este caso se tiene una relación lineal entre V_{DS} y la resistencia del sensor. A pesar de que siempre es deseable la mayor linealidad posible, para este trabajo es preferible estar en la zona de triodo, ya que el método de medición propuesto requiere obtener V_{DS} cercanos a cero para evitar una saturación de la señal al ser amplificada. La zona de saturación es incompatible ya que para entrar en ella se requiere que el V_{DS} sea mayor que la diferencia entre el V_G y V_{TH} entonces para obtener V_{DS} cercanos a cero se requiere tener un V_G solo un poco mayor al V_{TH} y un voltaje de polarización también cercano a cero. El mayor problema radica en que el sensor será polarizado con un voltaje de AC pero también se debe mantener al MOSFET en una zona de trabajo constante y por lo tanto el voltaje de polarización debe ser DC, entonces para cumplir con ambos requerimientos del circuito se utilizará un voltaje de DC con pequeñas perturbaciones de AC las cuales deben ser mucho menores al nivel de DC para no cambiar la zona de trabajo. La zona de saturación podría ser utilizada para realizar mediciones de cambios de resistencia prácticamente constantes.

Ahora bien como ya se ha mencionado se utilizará un voltaje de AC con una magnitud en el orden de los mV con un offset para mantener al dispositivo siempre en la misma zona de trabajo, por lo que sería necesario hacer también un análisis de pequeña señal. El circuito en pequeña señal del circuito de polarización puede visualizarse en la Figura 31.

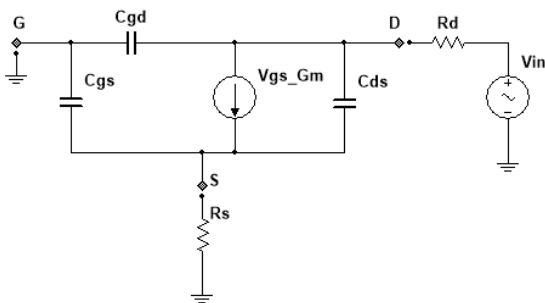


Figura 31: Circuito del MOSFET en pequeña señal

Analizando el circuito se obtienen las ecuaciones (28) y (29).

$$V_D \left(\frac{1}{R_S} + s(C_{DS} + C_{GD}) \right) - V_S (G_m + sC_{DS}) = \frac{V_{in}}{R_D} \dots(28)$$

$$V_S \left(\frac{1}{R_S} + G_m + s(C_{DS} - C_{GS}) \right) - V_D s C_{DS} = 0 \dots(29)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones es posible obtener V_{DS} .

$$V_{DS} = \frac{V_{in}(sC_{GD}R_S + GmR_S + 1)}{R_D[s^2(C_{GS}^2R_S + 2C_{DS}C_{GD}R_S) + s(C_{DS} + C_{GD} + C_{GD}GmR_S)] + R_S(sC_{DS} + Gm)} \dots (30)$$

Donde V_{in} es un voltaje de AC y R_D puede ser descrito por una señal senoidal cuya amplitud corresponde al valor de la resistencia del sensor en reposo con una frecuencia correspondiente a la de las vibraciones mecánicas inducidas, tomando en cuenta estos dos valores se obtiene la siguiente relación.

$$V_{DS} = \frac{V_o \sin(\omega t)(sC_{GD}R_S + GmR_S + 1)}{R_{Do} \sin(\omega_{Vib}t)[s^2(C_{GS}^2R_S + 2C_{DS}C_{GD}R_S) + s(C_{DS} + C_{GD} + C_{GD}GmR_S)] + R_S(sC_{DS} + Gm)} \dots (31)$$

Observando la ecuación (31) se puede deducir que a la salida del circuito de polarización se obtiene una modulación de la señal de voltaje de entrada con la señal resistiva proveniente del sensor, teniendo como resultado una señal con el contenido espectral de la frecuencia de vibración y por supuesto el tono de la portadora correspondiente al voltaje de entrada.

2.1.1. Simulación del circuito de polarización del sensor

Para realizar las simulaciones se utilizará Multisim, en la primera se realizó un barrido de V_G obteniendo V_{DS} con distintos V_{TH} , pues en la hoja de datos no se reporta un valor típico si no un rango en el que se puede encontrar.

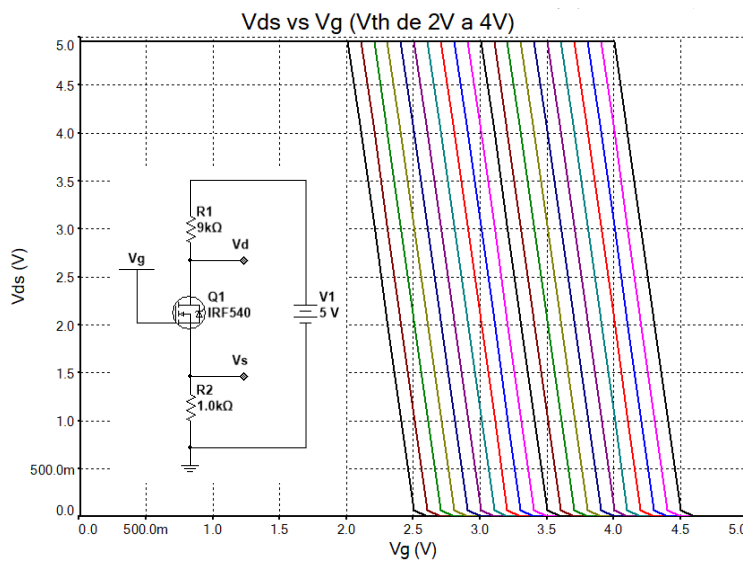


Figura 32: Respuesta de V_{ds} ante el barrido de V_g con distintos V_{th}

En la Figura 32 se puede notar el impacto que tiene el cambio de V_{TH} en el corrimiento de la curva de salida. Ahora bien para que la señal pueda ser medida por el ADC debe estar entre 0V y 2.5V de manera que se limita la selección de V_G , aunque para ésto es necesario conocer el valor de V_{TH} .

CAPITULO 2 CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

2.1 Polarización del Sensor

Ahora se simulará el cambio de la resistencia de Drain y se obtendrá V_{DS} , ésto para comprobar la dependencia entre estos dos parámetros, por otro lado también se podría notar que tan sensibles son los cambios de voltaje ante el cambio de resistencia. Para la simulación se tomara el V_{TH} definido en el modelo del software que es de 3.55V, los cambios de resistencia se harán de $\pm 100 \Omega$ y se tomaran distintos V_G entre 3.8 y 4 V ya que es la zona más óptima para trabajar según la simulación pues al implementar el circuito se esperan cambios en su comportamiento.

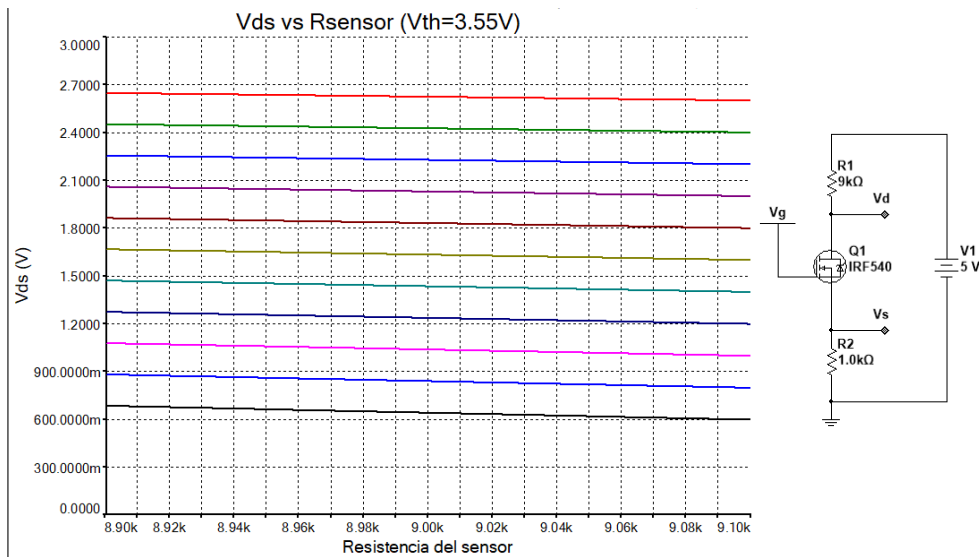


Figura 33: Respuesta del V_{ds} ante cambios de resistencia

En la Figura 33 es visible que V_{DS} cambia y lo hace de una manera lineal, por otro lado también es notable que el cambio de V_G provoca un desplazamiento en la recta de V_{DS} y afecta la pendiente de la misma. La magnitud de cambio de V_{DS} se encuentra aproximadamente entre 2.4mV y 4.4mV por cada 10Ω . Mientras V_G se eleva V_{DS} se acerca a cero y su razón de cambio con respecto a la resistencia del sensor aumenta. Es importante mencionar que el MOSFET se encuentra operando en la zona de trío.

Debido a que se utilizará la FFT para la detección de la frecuencia de vibración el sensor debe ser polarizado con un voltaje de AC a una de sus frecuencias de resonancia. Pero hay que tomar en cuenta que si se polariza el circuito con 5V de AC las oscilaciones provocarían que el transistor este cambiando de zona de trabajo, por lo tanto se usará un voltaje de 100 mV de AC pero con un offset de 5V, de modo que el transistor siempre se mantenga en la zona de trío. La frecuencia de la señal de AC debe ser una de las frecuencias naturales del sensor y se selecciona la de 7 KHz.

Para verificar el funcionamiento se realiza una simulación en la que se cambia el voltaje de polarización por el de AC, se hará un barrido de la resistencia correspondiente al sensor nuevamente de $\pm 100\Omega$ pero ahora con un V_G de 4V para obtener señales cercanas a 0V.

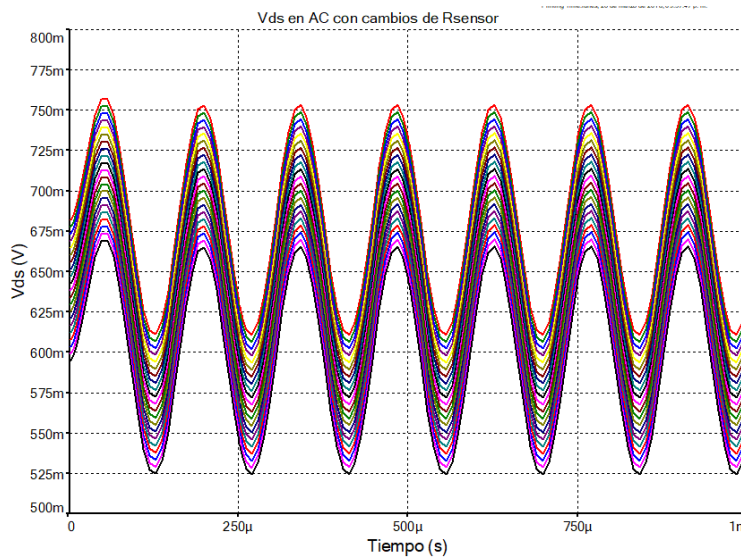


Figura 34: Respuesta del Vds en AC ante cambios de resistencia

En la Figura 34 se puede apreciar que el cambio de resistencia se refleja en un offset de la señal de salida, de este modo si la resistencia cambia periódicamente la señal se desplazará generando así otra componente frecuencial en la señal (modulación) que mediante la FFT puede ser detectada. Este funcionamiento puede ser comprobado mediante otra simulación en la que se utilice una resistencia controlada por voltaje, el cual sería de AC de manera que los cambios de resistencia sean a determinada frecuencia, en esta ocasión se utilizará una de 5KHz.

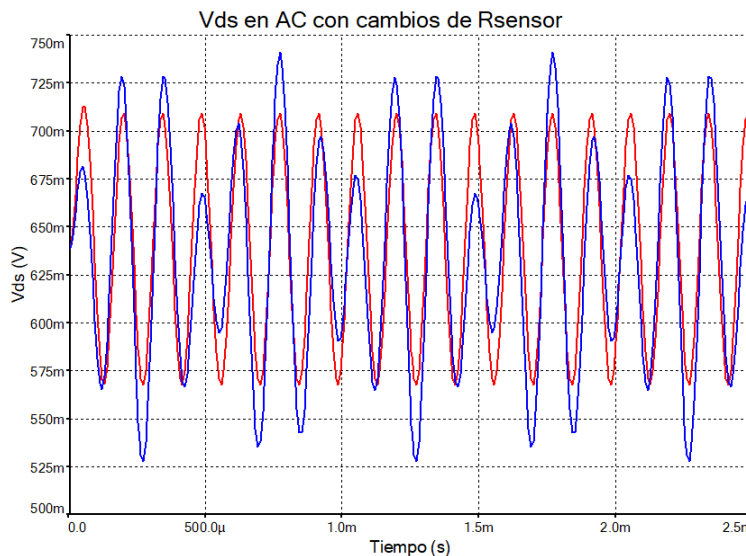


Figura 35: Respuesta de Vds ante cambios resistivos a una frecuencia de 5KHz

La respuesta de la simulación puede apreciarse en la Figura 35 donde con color rojo se presenta la señal de salida sin cambios en la resistencia del sensor y con azul la señal con cambios de resistencia con magnitud de 100Ω , antes se había mencionado que los cambios introducirían un offset pero en la respuesta obtenida esto no se puede apreciar, el origen de este cambio se da en la frecuencia de las señales, pues al estar en un intervalo cercano a la frecuencia de resonancia y la de vibración no es evidente el offset, sin embargo se dan cambios en la amplitud y la frecuencia de la señal resultante. Pero al final el resultado de la FFT no cambiara pues las componentes espectrales podrán ser bien apreciadas.

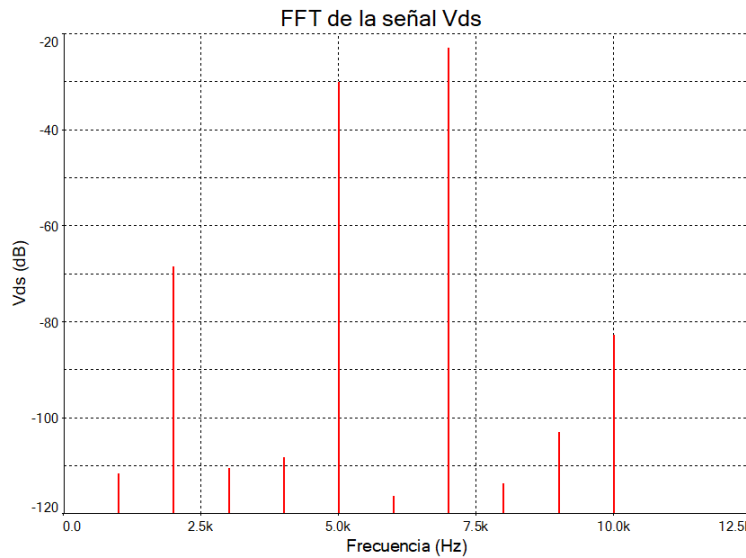


Figura 36: Espectro de la señal Vds con cambios de resistencia a 5KHz

En la Figura 36 se puede apreciar la FFT de la señal de salida presentada en la Figura 35, es notable que cuenta con dos componentes principales una en 7KHz que corresponde a la señal de la fuente y la otra en 5KHz que es la frecuencia de los cambios de resistencia, en la aplicación ésta sería la frecuencia de vibración. Por otro lado la magnitud de los cambios de resistencia influye en la amplitud y frecuencia de la señal de salida provocando un cambio en la magnitud del tono de vibración que aparece en la FFT, de modo que si los cambios son demasiado pequeños dicho tono puede ser imperceptible. Éste es un parámetro de interés ya que determina el cambio mínimo de resistencia que puede detectar el circuito, es decir, su resolución.

En otra simulación se realizó la variación de la magnitud de cambios de resistencia con 1Ω , 10Ω y 100Ω para notar los cambios que se dan en la señal de salida.

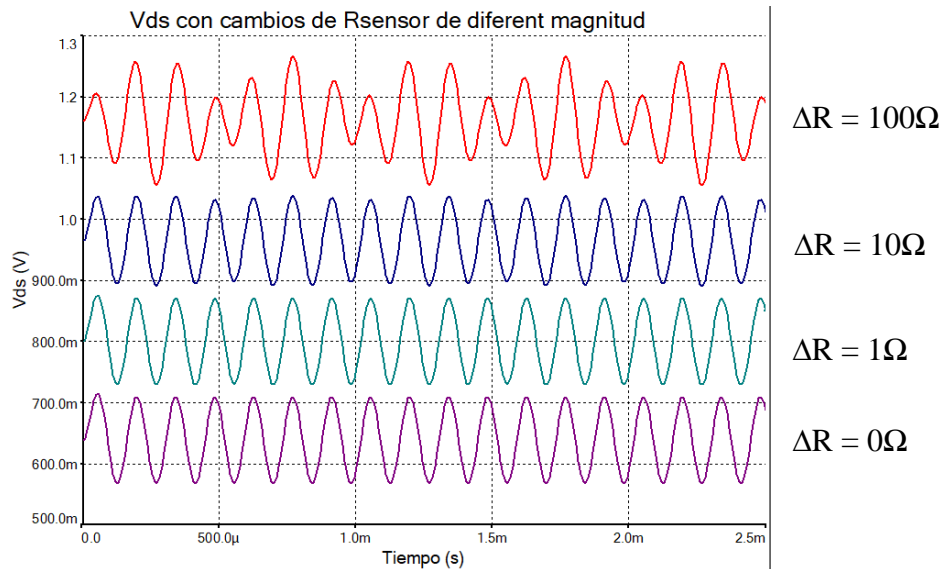


Figura 37: Respuesta de V_{ds} ante cambios de resistencia de diferentes magnitudes

En la Figura 37 se puede ver como la amplitud y frecuencia de la señal se ve cada vez más afectada mientras la magnitud de los cambios de resistencia incrementa. Por otro lado también se hizo el analisis con magnitudes cada vez mas pequeñas para encontrar el cambio minimo detectable.

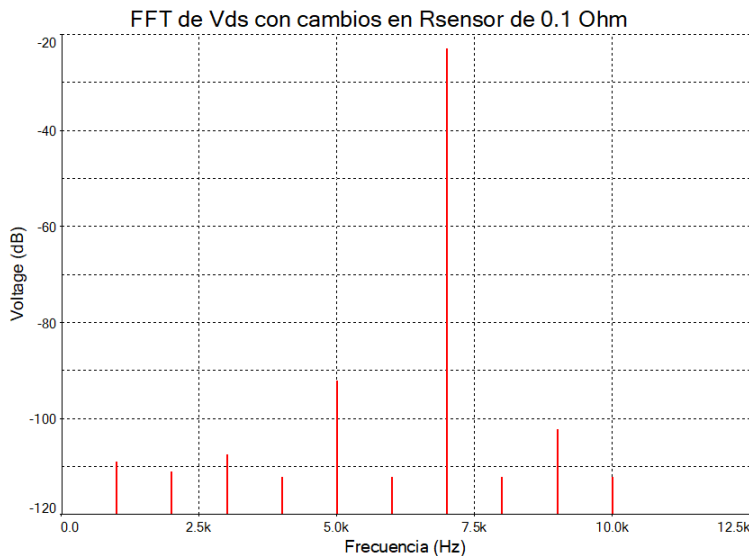


Figura 38: Espectro de la señal V_{ds} ante cambios de resistencia de 0.1Ω

Como se puede apreciar en la Figura 38 el tono correspondiente a la frecuencia de cambio es perceptible y diferenciable de los armónicos de la señal. Los cambios de la resistencia son de 0.1Ω lo que permite decir que el circuito tiene un gran potencial, sin embargo no es prudente sacar conclusiones puesto que es una simulación y no siempre son tan

aproximados los resultados ya que al implementarlos surgen diferencias debido a factores que no fueron tomados en cuenta para la simulación.

Mediante las simulaciones se logró comprobar el funcionamiento del circuito ahora solo queda implementarlo y de ser necesario realizar los cambios requeridos para obtener el funcionamiento deseado.

2.2. Amplificación de la señal

Ya se cuenta con una señal eléctrica asociada a la frecuencia de vibración del sensor, pero ésta es diferencial y por lo tanto incompatible con el ADC SAR ya que éste cuenta con entradas single ended, por otro lado se esperan ΔR del sensor pequeños que incluso podrían ser casi imperceptibles, entonces también se requiere amplificar la señal de modo que las perturbaciones sean más notables y ésto a su vez provoca un incremento en la magnitud del tono de la frecuencia de vibración aumentando así la resolución del sistema.

Para la implementación de este bloque se utiliza un A.I. y se seleccionó el AD620 ya que tiene un rango de ganancia de 1 a 10,000, su voltaje de polarización se encuentra en el rango de $\pm 2.3V$ a $\pm 18V$ y es comúnmente utilizado en sistemas de adquisición de datos.

Para su funcionamiento es necesario contar con una fuente simétrica y solo requiere del uso de una resistencia que controla la ganancia, en este caso la ganancia a utilizar es de seis y la resistencia necesaria se calcula a partir de la siguiente expresión.

$$R_G = \frac{49.4K\Omega}{G-1} = \frac{49.4K\Omega}{6-1} = 9.88 K\Omega \approx 10 K\Omega \dots(32)$$

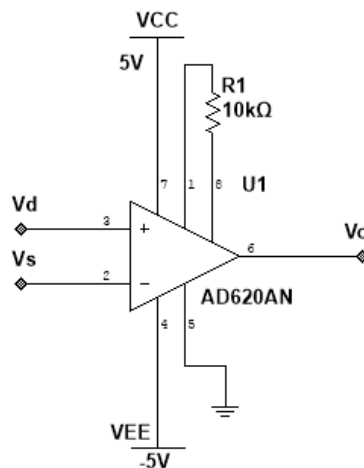


Figura 39: Circuito de Amplificación

2.2.1. Simulación del circuito de amplificación

La ganancia del circuito se ve afectada por la imprecisión en el valor de la resistencia causado por la tolerancia, por lo tanto lo mejor es utilizar una resistencia con 1% de tolerancia para que el error sea el menor posible. Para ver que tanto se ve afectada la ganancia se realizó una simulación en Multisim, pero antes hay que tomar en cuenta el error en la ganancia ocasionado por el ajuste del valor de resistencia debido a la disponibilidad comercial, entonces la ganancia esperada es de 5.94.

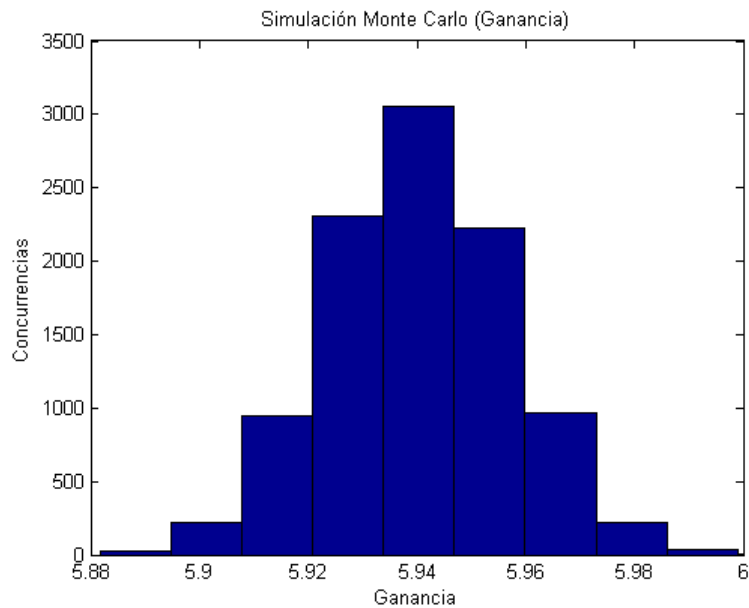


Figura 40: Ganancia resultante de la simulación Monte Carlo del circuito de amplificación

Como resultado de la simulación el peor de los casos es obtener un error de +/- 0.84% en la ganancia, ahora bien como se puede apreciar en la Figura 40 la simulación Monte Carlo muestra que en la mayoría de los casos el valor corresponde al esperado y que el error probable es de 0.33%.

Mediante otra simulación se obtiene la respuesta en AC del circuito mostrada en la Figura 41, donde se puede apreciar que se tiene una ganancia de 5.93 y un ancho de banda de aproximadamente 700KHz, por lo tanto el circuito cumple con las exigencias del sistema.

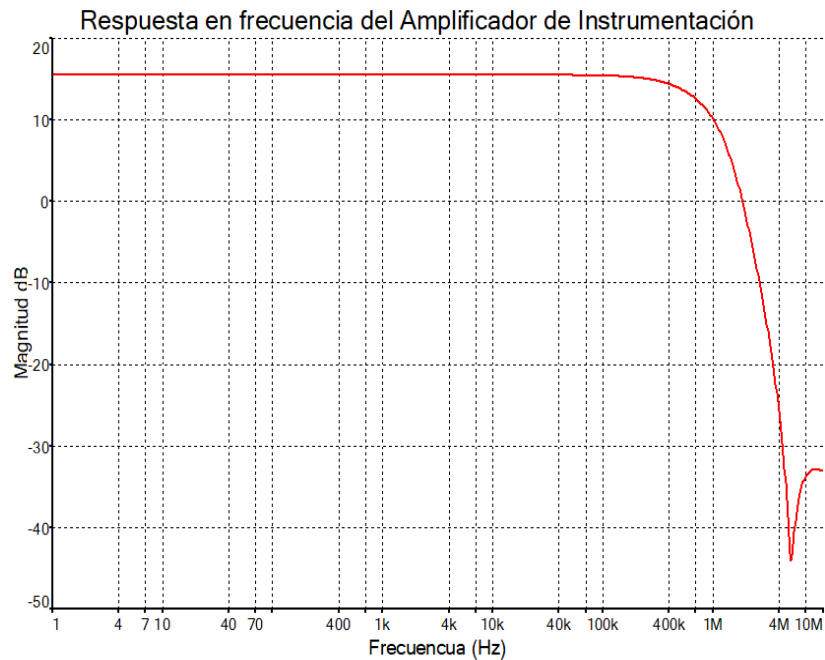


Figura 41: Respuesta en frecuencia de la etapa de Amplificación

2.3. Filtrado de la señal

Para evitar que el ruido de altas frecuencias dificulte la medición se implementará un filtro pasa bajas, para el diseño lo primero que hay que tomar en cuenta es la banda de interés que corresponde de 5KHz a 20KHz, ahora bien como el filtro también debe cumplir la función de anti-aliasing es importante tomar en cuenta la frecuencia de muestreo del ADC la cual lamentablemente el fabricante no la reporta en la datasheet del microcontrolador, sin embargo reporta que puede trabajar con tasas de muestreo de alrededor de 200Ksps o más y por lo tanto se tomará este valor como referencia para el cálculo ya que será la tasa mínima para las conversiones, puesto que se toma un criterio de tasa de muestreo de 10 veces la frecuencia máxima a digitalizar. El ADC es de 12 bits por lo tanto se esperaría un SNR máximo (caso ideal) de 74dB, entonces se requiere que a 200KHz (10 veces la frecuencia máxima a digitalizar) el filtro tenga una atenuación aproximadamente de -74dB, para cumplir con dicha exigencia se requiere un filtro de 4° orden debido a que éste cuenta con una atenuación de -80dB por década.

Por otro lado se decidió que la ganancia de dicho filtro fuera unitaria puesto que no es necesaria una amplificación de señal debido a que ya se realizó en una etapa anterior, existen diferentes arquitecturas de filtros y una muy interesante para esta aplicación es la Sallen-Key principalmente porque su etapa de filtrado es independiente de la etapa de

ganancia, de modo que al implementar el filtro la falta de dispositivos con los valores exactos no introduzca una desviación en la ganancia.

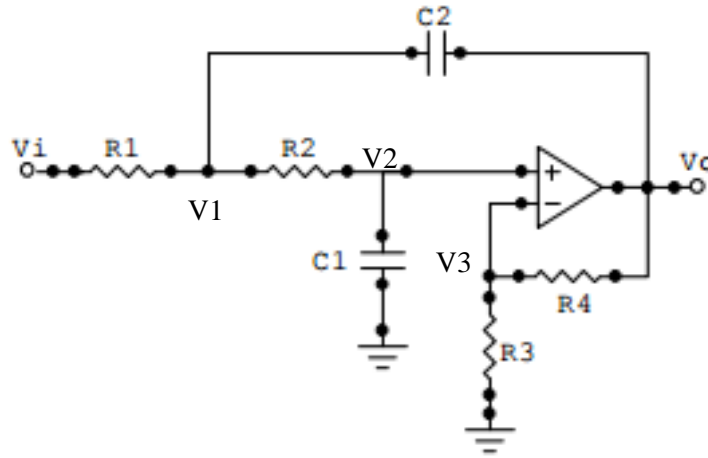


Figura 42: Filtro S&K 2° orden

Un filtro S&K de 4° orden está formado por dos filtros de 2° orden conectados en cascada, entonces para obtener su función de transferencia es posible partir del filtro de 2° orden, pues la función de transferencia total se puede obtener sustituyendo el V_i de la segunda etapa por el V_o de la primera.

Del circuito mostrado en la Figura 42 se obtienen las ecuaciones (33), (34) y (35).

$$V_1 \left[\frac{R_1 + R_2 + sC_2 R_2 R_1}{R_2 R_1} \right] = \frac{V_i}{R_1} + V_o sC_2 + \frac{V_2}{R_2} \dots (33)$$

$$V_1 = V_2 [sC_1 R_2 + 1] \dots (34)$$

$$V_3 = \frac{V_o}{\left[\frac{R_4}{R_3} + 1 \right]} \dots (35)$$

Si se sustituye (34) en (33) se obtiene (36).

$$V_2 \left[\frac{sC_1 R_2^2 R_1 + sC_1 R_2^3 + R_2^2 + s^2 C_1 C_2 R_2^3 R_1 + sC_2 R_2^2 R_1}{R_2^2 R_1} \right] = \frac{V_i}{R_1} + V_o sC_2 \dots (36)$$

Ahora bien debido a que la impedancia entre la terminal (-) y (+) del OPAMP es muy grande se puede asumir que V_2 y V_3 son iguales, por lo tanto es posible sustituir (35) en (36) obteniendo así (37).

$$V_o = \left[\frac{\left[\frac{R_4}{R_3} + 1 \right]}{s^2 C_1 C_2 R_2 R_1 + s \left(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_1 \left(1 - \left[\frac{R_4}{R_3} + 1 \right] \right) \right) + 1} \right] V_i \dots (37)$$

Ahora bien siguiendo la numeración de los dispositivos se puede escribir la respuesta de la segunda etapa del filtro como:

$$V_o = \left[\frac{\left[\frac{R_8}{R_7} + 1 \right]}{s^2 C_3 C_4 R_6 R_5 + s \left(C_3 R_5 + C_3 R_6 + C_4 R_5 \left(1 - \left[\frac{R_8}{R_7} + 1 \right] \right) \right) + 1} \right] V_i \dots (38)$$

Las ecuaciones (37) y (38) corresponden a la respuesta de las dos etapas del filtro en el caso general, pero hay que recordar que la ganancia será unitaria de modo que las resistencias 3, 4, 7 y 8 no se deben tomar en cuenta suprimiendo así los términos de ganancia relacionados con dichas resistencias, entonces tomando en cuenta la situación mencionada y sustituyendo el V_o de (37) como el V_i de (38) se obtiene la respuesta total del filtro.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1+s(C_1+C_2)R_1+sC_1(1+sC_2R_1)R_2)(1+s(C_3+C_4)R_5+sC_3(1+sC_4R_5)R_6)} \dots (39)$$

A partir de la función de transferencia obtenida (39) se pueden calcular los valores de los dispositivos en función de la frecuencia de corte. Ahora bien para la elección de la frecuencia de corte es necesario tomar en cuenta el ancho de banda de interés, pues se requiere que el filtro deje pasar señales con frecuencia de hasta 20KHz, ahora bien si se habla de una situación ideal la frecuencia de corte sería 20KHz pues es a partir de la cual empezaría a atenuar, pero la respuesta de los filtros no es ideal y por lo tanto se requiere un criterio más apegado a la respuesta ideal para elegir dicha frecuencia. El criterio mayormente utilizado es el de -3dB el cual se refiere al punto en que la señal se atenuó aproximadamente el 70%. En principio se podría definir la frecuencia de corte como 20KHz pero hay que tomar en cuenta que entonces el filtro comenzaría a atenuar a frecuencias menores de la mencionada y se requiere que las señales hasta 20KHz queden con la mayor integridad posible. Entonces hay que realizar un análisis poco más complejo para la elección de la frecuencia de corte y entonces es posible apoyarse en el orden del filtro pues como ya se mencionó se espera que en el mejor de los casos se tendría una pendiente de atenuación de -80dB por década, es decir, se esperaría que la magnitud en 20KHz sea 0dB y en 200KHz sea -80dB. Con esta información es posible hacer una primera aproximación de la ecuación de la recta que rige el comportamiento del filtro en la atenuación (en el mejor de los casos) y entonces intentar predecir la frecuencia de -3dB.

Con los puntos dados se obtiene la siguiente ecuación:

$$Ganancia_{db} = -\frac{f}{2250} + \frac{80}{9} \dots (40)$$

Utilizando la relación (40) se puede deducir que la frecuencia de corte indicada para obtener el comportamiento requerido es de 26.75KHz. El cálculo de los dispositivos es bastante complejo debido a las numerosas posibilidades por ser un sistema con ocho

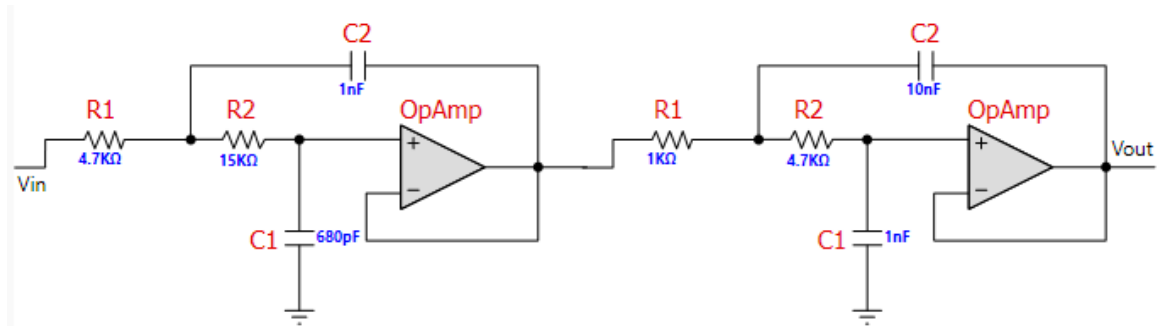


Figura 43: Circuito del filtro pasa bajas obtenido por medio de Filter Pro

incógnitas, por lo tanto se recurre a un software que realice los cálculos con respecto a las especificaciones requeridas y este caso se utiliza FilterPro de la compañía Texas Instruments. Ahora con la asistencia de dicho programa se reajustó la frecuencia de corte a 23KHz para obtener la respuesta más acercada a lo requerido.

Para la implementación del filtro se seleccionó el OPAMP LM324 ya que es un circuito integrado que contiene cuatro OPAMP's de modo que al estar en la misma oblea son lo más parecidos posible mejorando así la respuesta del filtro, otra ventaja es que éste puede trabajar con una sola fuente de poder y además asegura que la señal de salida siempre será positiva y limitada al voltaje de saturación del dispositivo que a su vez se encuentra en función del voltaje de alimentación y por lo tanto la salida nunca podrá ser mayor a éste último.

2.3.1. Simulación de la etapa de filtrado

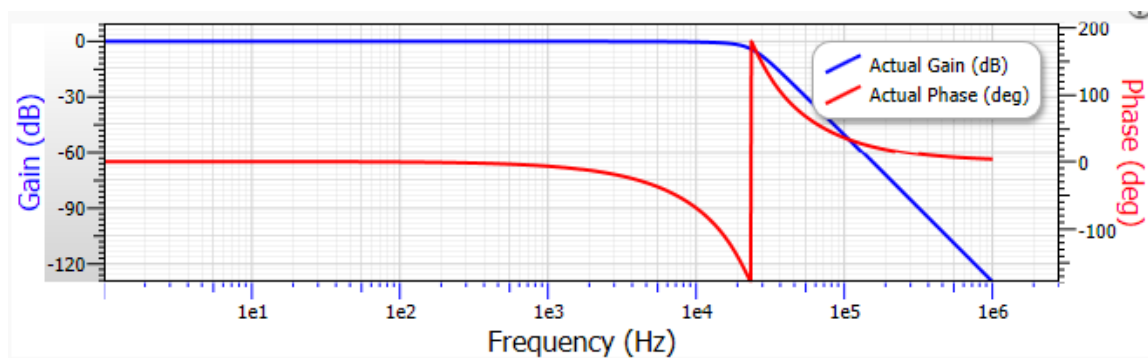


Figura 44: Aproximación de la respuesta en frecuencia del filtro calculada por Filter Pro

Se realizó una simulación de la respuesta en frecuencia del filtro en Multisim cuyo resultado se presenta en la Figura 45, se puede observar que la frecuencia de corte cambió a 21.43 KHz, tomando los peores casos con respecto al valor impreciso de los dispositivos el

cambio de la respuesta es casi imperceptible. A pesar de que la frecuencia de corte no es la esperada ésta no afecta al sistema pues la banda de interés se encuentra debajo de esta frecuencia, por otro lado a 200KHz se tiene una magnitud de -75dB lo cual cumple con la exigencia del ADC que como ya fue mencionado debe ser de -74dB. A pesar de que llega un punto en el que la magnitud vuelve a crecer ya se encuentra fuera del rango de las posibles tasas de muestreo de modo que dicho efecto podría no afectar tanto al funcionamiento del sistema.

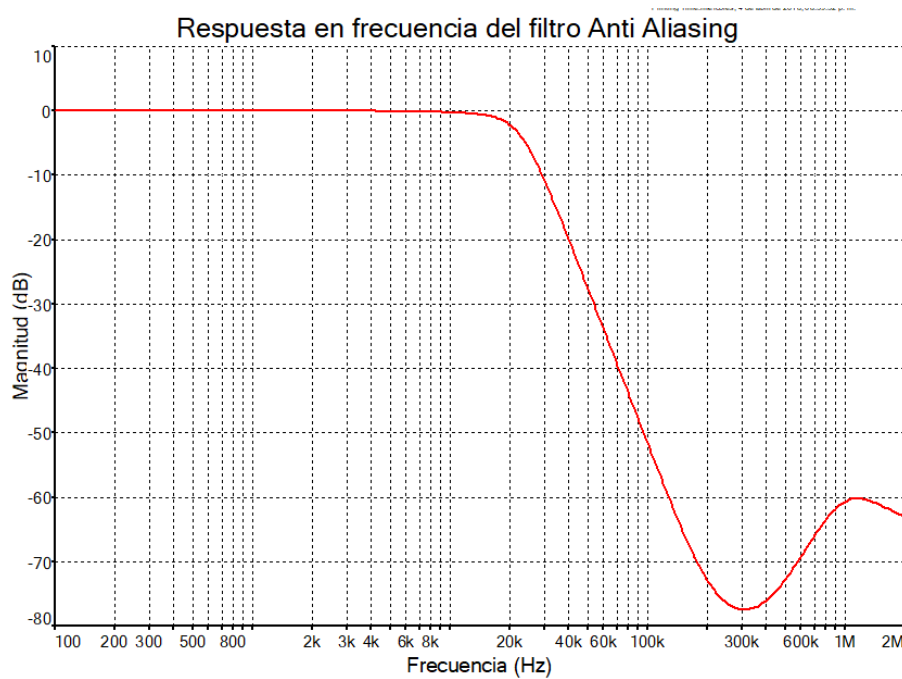


Figura 45: Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas

2.4. Circuito de Protección para el ADC

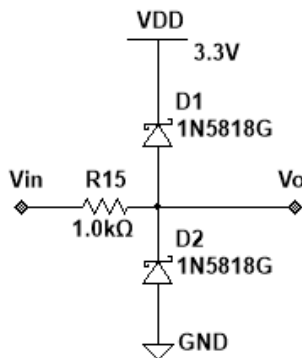


Figura 46: Circuito de protección para el ADC

Es importante considerar el rango dinámico del ADC ya que si se ingresa un voltaje fuera de dicho rango éste podría llegar a dañarse, por otro lado también hay que tener protegido el ADC ante grandes corrientes. Esta tarea puede ser cumplida por un circuito formado por una resistencia y dos diodos Shottky.

El voltaje de V_o se limita a los voltajes con los que se polarizan los diodos, en este caso dichos voltajes son 3.3V y 0V debido a que son los valores máximos que puede soportar el ADC a su entrada.

2.5. Diseño de la PCB

La etapa de acondicionamiento ya puede ser implementada, pero no es recomendable trabajar con un circuito en el protoboard puesto que se trata con señales y pueden contaminarse con ruido el cual puede llegar a alterar la medición, entonces la mejor opción es diseñar e implementar una PCB.

El diseño se realizó mediante el software Sprint Layout debido a exigencias del fabricante, pero en la tarjeta no solo se montará el circuito diseñado, pues se pondrán dos entradas analógicas extra con un filtro similar al presentado anteriormente pero con una frecuencia de corte de 1.3KHz ya que inicialmente está pensado para la medición de algún sensor secundario como por ejemplo uno de temperatura, claro que de ser necesario se puede cambiar la frecuencia de corte modificando el valor de los dispositivos. Por otro lado también se introducirán tres módulos de protección con diodos para señales diferenciales sin acondicionamiento solamente para tener canales protegidos auxiliares. Una de las entradas diferenciales corresponde a V_{DS} del MOSFET y las otras dos son de libre aplicación. A continuación se muestra la PCB diseñada.

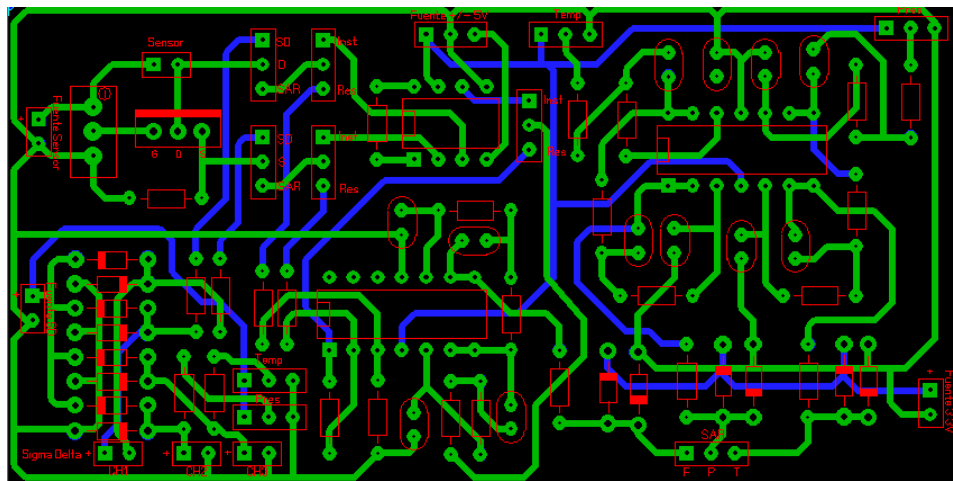


Figura 47: Layout de la PCB

El control del ADC se hace mediante varios registros y los más relevantes son: ADC12CTL0, ADC12CTL1, ADC12CTL2, ADC12MEMX, ADC12MCTLX. A continuación se realizara una breve descripción de los registros.

2.7. Recolección de Datos

Para la recolección de los datos que entrega el ADC se utilizara un microcontrolador el cual realizará la función de pre-procesamiento e interfaz con la PC ya que no cuenta con los recursos necesarios para realizar el algoritmo de la FFT de una manera óptima. Una vez que la PC cuenta con los datos ya es posible realizar su procesamiento y presentación, aunque también éstos pueden ser almacenados para un posterior uso.

La recolección y envió de datos a la PC se realiza mediante el MSP430F5529 de la empresa Texas Instruments el cual es de bajo consumo, tiene una arquitectura RISC de 16 bits con un set de 51 instrucciones, un sistema de reloj puede llegar hasta 25 MHz, una memoria no volátil de 128 KB, una RAM de 10 KB y cuenta con diferentes módulos funcionales entre los que se encuentra el ADC y dos USCI (Universal Serial Communication Interface) que son los encargados de las comunicaciones seriales. Estos módulos USCI facilitan la tarea de comunicación ya que no requieren el uso de la CPU en todo momento debido a que están implementados por Hardware, de modo que mediante el sistema de interrupciones se puede controlar y llevar a cabo la comunicación.

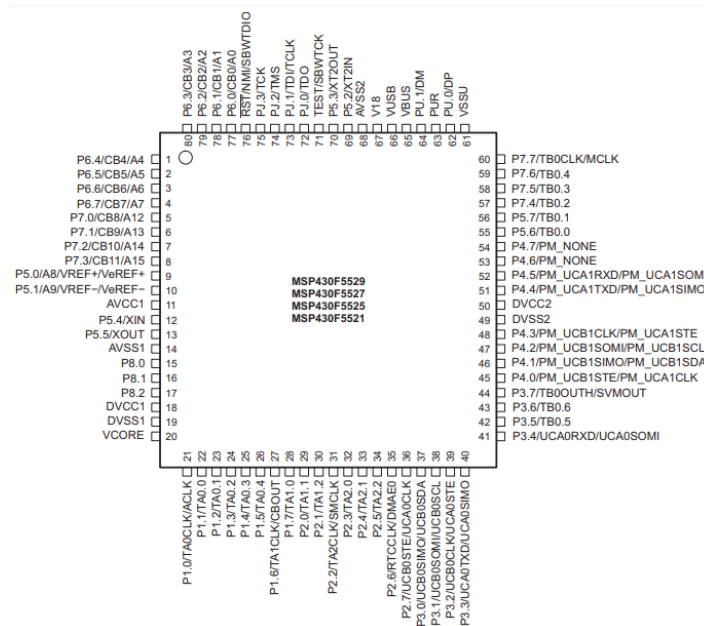


Figura 49: Microcontrolador MSP430F5529

Como ya se mencionó la función del microcontrolador es recolectar datos y enviarlos a la PC, se implementaran tres formas para realizar dicha adquisición. La primera consiste en un funcionamiento de una sola medición donde la PC indica mediante un comando que requiere una medición, entonces el microcontrolador la realiza y después la envía. La segunda es de modo continuo, es decir, la PC envía un comando para indicar al microcontrolador que inicie la adquisición y éste enviara datos constantemente hasta recibir un comando para detener el proceso. Y la tercera consiste en un funcionamiento de recolección por bloque, pues la PC envía un comando para iniciar la adquisición de datos y el micro recolecta “n” mediciones que guarda en su memoria RAM y cuando termina envía todos los datos a la PC.

La gran diferencia entre los tres modos de funcionamiento radica en la velocidad de adquisición, pues el modo de una sola medición permite tomar muestras en intervalos de tiempo definidos por la PC pero debido a que la comunicación implica tiempo la velocidad suele ser baja. Por otro lado el modo continuo elimina el comando requerido para la medición pues solo se requiere un comando de inicio y por lo tanto se optimiza el intervalo de tiempo entre mediciones siendo mayor su velocidad. Pero el funcionamiento por bloque optimiza aún más el tiempo entre mediciones ya que se ahorra el tiempo de la comunicación pues todos los datos son enviados hasta el final.

La comunicación con la PC se realiza mediante el protocolo UART, pero esta última no cuenta con estradas de este tipo, regularmente los puertos para periféricos son USB, entonces se utiliza un módulo convertidor de señales UART a USB, de modo que la PC detecta un puerto COM mediante el cual se transfieren los datos necesarios.



Figura 50: Módulo convertidor UART-USB

Tomando en cuenta todos los factores mencionados sobre el sistema de adquisición de datos se realizó la programación mediante el compilador CCSTUDIO de la compañía Texas Instruments en lenguaje ensamblador. Uno de los parámetros más importantes en esta aplicación es la frecuencia del reloj principal pues se requiere que los procesos sean lo más rápidos posibles pero principalmente para utilizar el ADC y el UART a la máxima velocidad permitida y estable. Por lo tanto se llevó el reloj a la frecuencia máxima posible que es de 25MHz y gracias a esto el módulo UART se configuro con un baudrate de 460800 ya que

fue el máximo logrado pues con mayores velocidades se dan muchos errores en la comunicación.

El ADC se configura a 12 bits, con un formato binario de salida y se utiliza el voltaje de referencia interno de 2.5V, entonces la resolución corresponde a:

$$LSB = \frac{V_{FS}}{2^N - 1} = \frac{2.5V}{2^{12} - 1} = 610.5\mu V \dots(41)$$

Con esta resolución es suficiente ya que los cambios esperados en la señal se encuentran en el orden de mV. Ahora bien la velocidad de funcionamiento depende de la señal de reloj que se seleccione y para esta aplicación es necesario obtener la velocidad más alta posible, por lo tanto se selecciona como fuente de reloj a SMCLK que se encuentra configurado a 25MHz y se configura el ADC para que una muestra sea tomada en 16 ciclos.

Un parámetro muy importante es la tasa de conversión ya que ésta limitará la frecuencia de las señales que pueden ser digitalizadas, hay que tener en cuenta que el proceso de conversión toma algunas instrucciones que se traducen en tiempo. Se le realizó una prueba al ADC mediante la cual se obtuvo que el tiempo que tarda en realizar el proceso de una conversión es de aproximadamente 2.06us, lo que significa que si el ADC realiza las conversiones continuamente se tiene una tasa de conversión de aproximadamente 485Ksps.

Finalmente para controlar el flujo de la adquisición de datos y recolectar la información proveniente del microcontrolador mediante la PC es necesario contar con una interfaz gráfica que es un programa que permite comunicar al usuario con un sistema de una manera fácil, existen distintas maneras de realizar una interfaz gráfica y en este trabajo se utilizará Matlab que es un software de procesamiento el cual también permite realizar interfaces gráficas por medio de su herramienta "GUIDE".

La interfaz cuenta con dos paneles principales, el primero corresponde a los controles del sistema de adquisición donde se pueden configurar los parámetros y ordenar la realización de algunas operaciones. El primer parámetro del panel corresponde a la selección del puerto COM del microcontrolador y mediante el botón abrir se inicia la comunicación, al presionar este botón la PC envía un comando de reconocimiento el cual es respondido con un eco por el microcontrolador de este modo el sistema puede saber si es el puerto indicado y si la comunicación se puede realizar sin problemas, la interfaz informa al usuario mediante un cuadro de dialogo si se detectó o no la tarjeta de adquisición. Después se puede seleccionar el modo de funcionamiento que puede ser one shot, continuo o por bloque. Posteriormente se tiene el número de muestras que se van a tomar el cual solo puede definirse cuando se selecciona el modo one shot o continuo pues hay que recordar que el modo bloque tiene predeterminado este parámetro en 4000 ya que es la cantidad máxima de datos que pueden almacenarse en memoria RAM del μC . A continuación se encuentra la opción de guardar los datos adquiridos en un archivo csv (Vector separado por coma) cuyo nombre es definido por el usuario, los datos guardados corresponden al entero digital obtenido por el ADC no al voltaje ya que MATLAB al generar el archivo csv suele redondear los valores provocando así errores al intentar utilizar los datos recolectados, al presionar el botón de guardar se genera el archivo y en caso de que el archivo tenga un nombre ya definido el sistema avisa al usuario para cambiar el nombre o sobrescribir el archivo. Después aparece la definición de V_G del MOSFET puesto que este es controlado mediante un DAC que a su vez es controlado por el microcontrolador, entonces de este modo la interfaz indica al micro que voltaje poner en la terminal de Gate. También se cuenta con un botón que permite medir el valor de la temperatura actuar obtenida a través de un sensor y el mismo sistema de adquisición de datos. Finalmente se tiene el botón de adquirir datos cuya función es realizar el proceso de adquisición y presentación de los datos.

El segundo panel corresponde a la presentación de resultados donde se pueden observar dos graficas una presenta la señal adquirida y la otra su FFT, cada que se inicia una medición el sistema mide la temperatura la cual es mostrada debajo de las gráficas. Al final se tiene un cuadro donde se muestran la frecuencia y magnitud de los tonos más relevantes obtenidos mediante la FFT.

2.7.1. Protocolo UART

UART (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter) es un módulo de comunicación que generalmente viene incluido en los microcontroladores, la comunicación se realiza mediante dos líneas unidireccionales RX y TX, la primera es utilizada para recibir datos y la segunda para transmitir. Mediante este bus sólo se pueden comunicar dos dispositivos y

sus conexiones deben ser de forma cruzada, es decir, el RX de un dispositivo es conectado al TX del otro dispositivo.

La comunicación es asíncrona pues no cuenta con un reloj que coordine el envío de información, por lo tanto es necesario definir la velocidad del bus y este parámetro se representa en baudios que es el número de símbolos que pueden ser enviados en un segundo.

El protocolo para enviar datos inicia realizando un cambio de nivel en la línea de transmisión que en estado de reposo se mantiene en '1', entonces para enviar una señal de START la línea se cambia a '0', posteriormente se envía el byte de datos opcionalmente seguido por un bit de paridad y finalmente se envía el bit de STOP que pone la línea de transmisión en '1' y se mantiene así hasta el siguiente bit de START

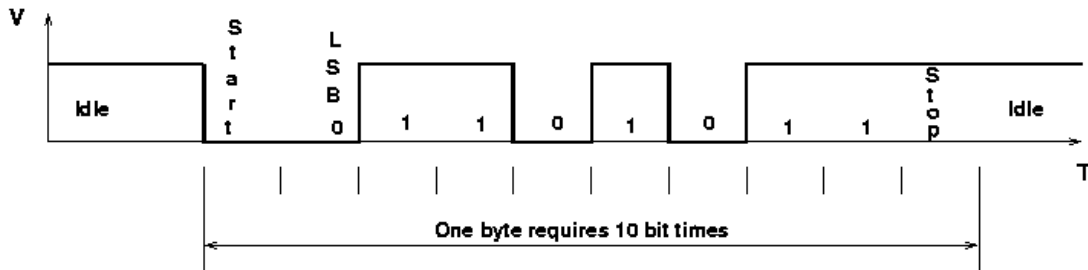


Figura 52: Esquema del protocolo UART

2.8. Test del Comportamiento del Sistema de Adquisición de Datos

Se comprobará el funcionamiento del sistema de adquisición de datos para ver la fiabilidad de sus mediciones, ahora bien el dispositivo principal de este sistema es el ADC ya que la calidad de las mediciones depende mayormente de él. Entonces se realizará un test de comportamiento estático y dinámico para obtener así los errores que pudieran existir y en consecuencia las limitaciones del sistema.

Un factor muy importante radica en el equipo utilizado para la realización del test, pues éste debe contar con una precisión mayor a la del dispositivo a evaluar.

Existen diversos métodos para realizar el test y uno de estos es el método del histograma, el cual es un estudio estadístico de una secuencia de muestras de salida que son tomadas por un ADC [25]. Este método consiste en generar un conjunto de voltajes como una rampa o una senoidal para después ser medidos por el ADC, este conjunto debe ser bien conocido de

CAPITULO 2 CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

2.8 Test del Comportamiento del Sistema de Adquisición de Datos

tal manera que sea posible predecir el número de veces que cada código del ADC debe aparecer y así comparar con el valor de apariciones medidas.

Es importante tomar la mayor cantidad posible de muestras de dichos voltajes, pues como se mencionó en un principio este método es estadístico, por lo tanto mientras más datos se tengan el resultado será más acertado. Esta situación puede lograrse mediante la medición de múltiples conjuntos de voltajes totalmente iguales, aunque otro camino puede ser tomar el mayor número posible de muestras del conjunto, pero esto requiere ciertas restricciones en cuanto a la frecuencia de la señal y la tasa de muestreo del ADC.

El histograma permite localizar los niveles de transición de los códigos del ADC y una vez obtenidos ya es posible calcular los parámetros estáticos como la no linealidad integral y diferencial, códigos perdidos, ganancia y offset [28].

Una forma de hacer el test es mediante una rampa controlada, es decir, que una fuente de voltaje establezca un valor a su salida que después será medido por el ADC y posteriormente almacenado, después la fuente deberá cambiar el valor de su salida para ser medida nuevamente por el ADC.

Es muy importante la correcta elección de los voltajes que la fuente establecerá a su salida, pues como el objetivo localizar los niveles de transición es necesario que la fuente establezca valores con intervalos lo suficientemente menores que un LSB para lograrlo.

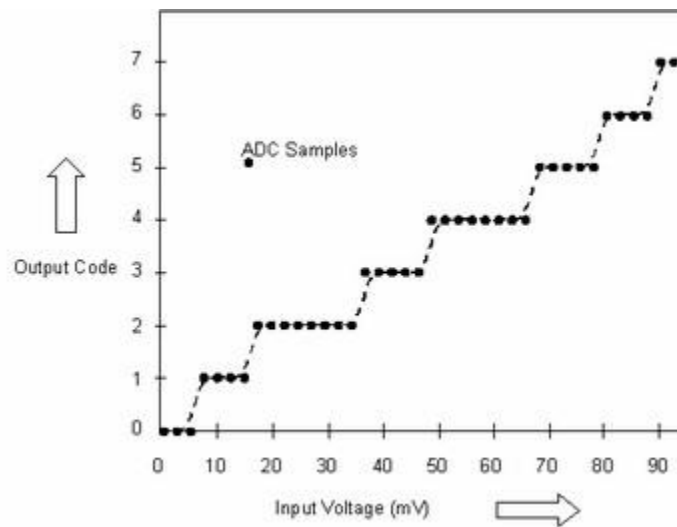


Figura 53: Respuesta de un ADC ante una rampa de entrada

Una vez obtenidos los niveles de transición es posible calcular la respuesta del ADC ante la rampa, para su posterior comparación con la respuesta de un ADC ideal. Por otro lado ya se puede calcular el error de cuantificación que es la diferencia entre el valor de la rampa y el resultado de la conversión realizada por el ADC.

CAPITULO 2 CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

2.8 Test del Comportamiento del Sistema de Adquisición de Datos

También se puede calcular la no linealidad diferencias (DNL) mediante la siguiente expresión [28].

$$DNL(k) = \frac{W[k]-Q}{Q} \dots(42)$$

Donde $W[k]$ es el ancho del paso calculado, Q es el ancho ideal del paso y k el número del código.

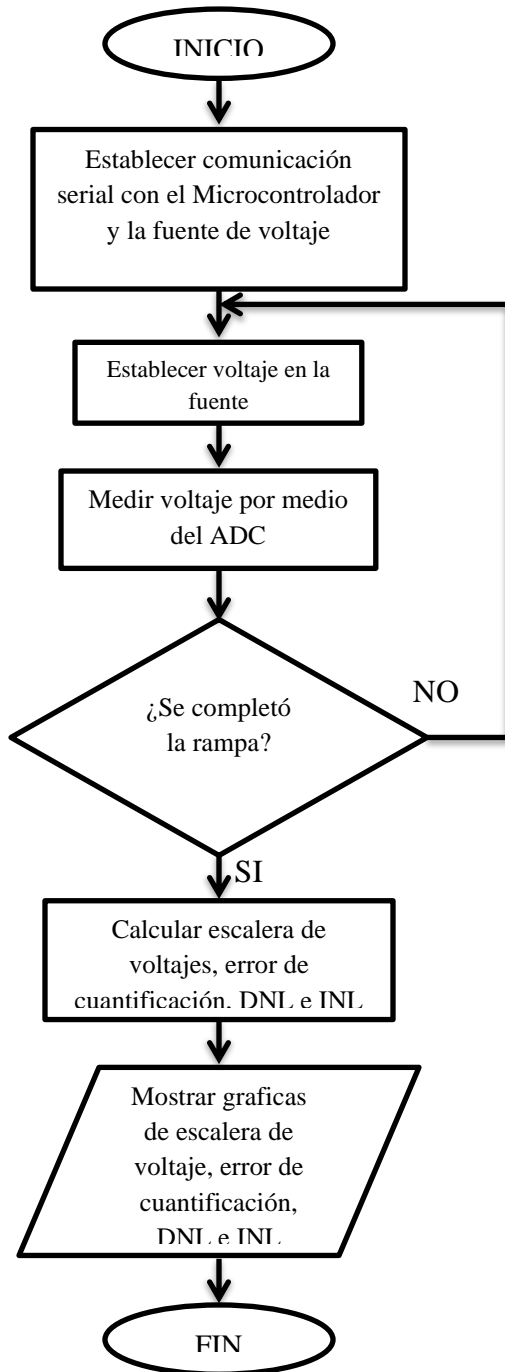


Figura 54: Diagrama de flujo del test

Igualmente es posible calcular la no linealidad integral (INL) mediante la siguiente expresión [28]:

$$INL(k) = \frac{T[k]-T_{nom}[k]}{V_{FS}} \dots(43)$$

Donde $T[k]$ es la transición del paso obtenida, $T_{nom}[k]$ la transición del paso nominal, k el número del código y V_{FS} es el voltaje de escala completa.

Como ya se mencionó un LSB del ADC toma el valor de 0.61mV, la SMU 2400 de Keithley permite una resolución de salida de hasta 50uV y por lo tanto dicha fuente puede emplearse para realizar el test. Otro punto muy importante es que puede ser controlada mediante un puerto serial de modo que los voltajes a su salida puedan ser indicados mediante una PC, de modo que es posible hacer el test más fácil y automatizado.

Para realizar el test se utiliza Matlab con el fin de adquirir y procesar los datos provenientes del ADC y a su vez controlará los valores de salida de la fuente.

Como se mencionó anteriormente un LSB es de 0.61mV con un rango dinámico de 0V a 2.5V, ahora bien los límites de la rampa deben corresponder con los límites del rango dinámico del ADC. Por otro lado los voltajes de la rampa tendrán intervalos de 100uV entre sí, de modo que se espera que cada código aparezca aproximadamente seis veces, pero para aumentar el número de apariciones de un código con el fin

CAPITULO 2 CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

2.8 Test del Comportamiento del Sistema de Adquisición de Datos

de realizar un mejor análisis a través de un histograma cada valor de salida se mide 100 veces aumentando así a 600 el número de apariciones esperadas por código.

El proceso a seguir para la realización del test inicia entablado comunicación serial de Matlab con la fuente de voltaje y con el microcontrolador que contiene el ADC, después se le indica a la fuente el valor que debe establecer, posteriormente se ordena al microcontrolador que realice la medición del voltaje por medio del ADC para finalmente enviar a Matlab el dato medido. Este proceso se repite las veces que sea necesario para ingresar la rampa completa al ADC.

Una vez adquiridos todos los datos se procede a calcular la escalera de voltajes, el error de cuantificación, el DNL y el INL, finalizando con la presentación de las gráficas de los distintos resultados.

Ahora bien para conocer el comportamiento dinámico del sistema se realizará la medición de señales senoidales con diferentes amplitudes y frecuencias. Pero solo es necesario comprobar que exista un buen funcionamiento dentro del ancho de banda de interés de la aplicación puesto que no se pretende evaluar al ADC si no al sistema en general, pero como se mencionó en párrafos anteriores la evaluación del comportamiento se basa principalmente en el ADC debido a su gran impacto en la calidad de las mediciones.

El test se realizará de una manera simple ya que se requiere ver que las señales dentro del ancho de banda puedan ser adquiridas con un índice bajo de ruido y que en la FFT aparezcan los tonos de las señales correspondientes.

CAPITULO 3. RESULTADOS

Tras haber implementado el sistema en una PCB se realizaron diversas pruebas y mediciones para obtener su comportamiento real y verificar si corresponde al esperado según las simulaciones o hay que hacer ajustes para su óptimo funcionamiento.

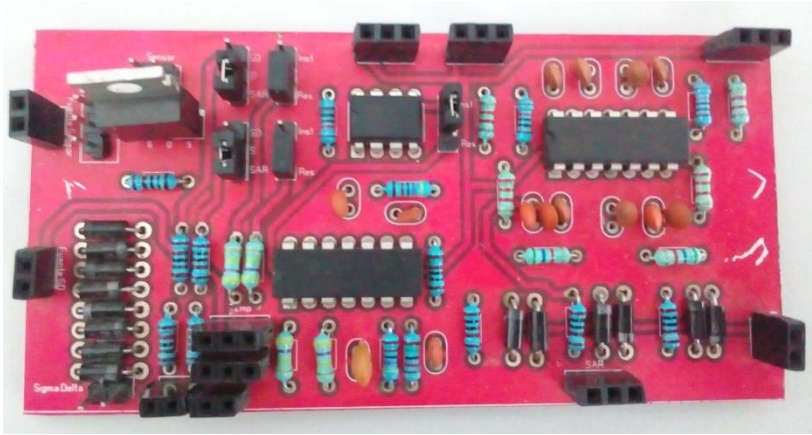


Figura 55: PCB del circuito de acondicionamiento

3.1. Circuito de Polarización

Las pruebas al sistema se iniciaron con el circuito de polarización realizando un barrido de V_G en el rango de 0V a 5V y los voltajes de las terminales del MOSFET fueron registrados pues con estos datos es posible calcular los voltajes y corrientes de interés para obtener el comportamiento del circuito.

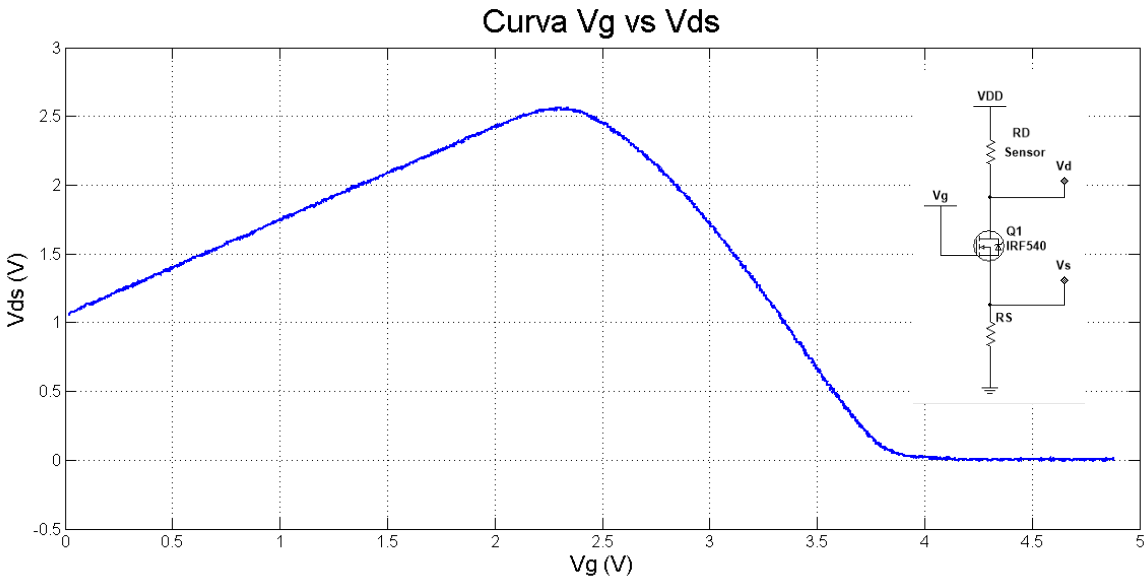


Figura 56: Respuesta de Vds ante el barrido de Vg

Como se puede apreciar en la Figura 56 la respuesta de V_{DS} con respecto a V_G es diferente a la obtenida en las simulaciones (Figura 32) pues se esperaba que mientras el MOSFET se encontrara apagado V_{DS} sería de 5V, sin embargo es aproximadamente de 1V y se eleva conforme lo hace V_G hasta llegar a 2.5V, pero después comienza a descender hasta llegar a 0V, ésta es la zona donde interesa trabajar. Una diferencia importante se da en la pendiente de caída de V_{DS} ya que es menos pronunciada que la obtenida en la simulación, ésto es una ventaja pues la zona de trabajo es mayor de lo esperado.

En otro experimento se verificó que existiera un cambio en V_{DS} cuando se da un cambio en la resistencia del sensor (ΔR), para ésto se utilizaron dos trimpots, uno ajustado en 9 K Ω que es el valor inicial de la resistencia del sensor y otro de 1 K Ω para representar los cambios del sensor. Debido a la dificultad de controlar los cambios de la resistencia no se registraron los datos, pero se logró demostrar la dependencia de V_{DS} con la resistencia del sensor.

Hasta ahora se confirmó el funcionamiento esperado del circuito de polarización mediante el MOSFET en DC, pero hay que recordar que se pretende utilizar una señal de AC que se introduce en el voltaje de polarización del MOSFET. Se utilizó un voltaje AC de 100mV con un offset de 5V para mantener el funcionamiento deseado. Primero se realizó un barrido de V_G y se midió V_{DS} con la diferencia que ahora se tiene una componente de AC.

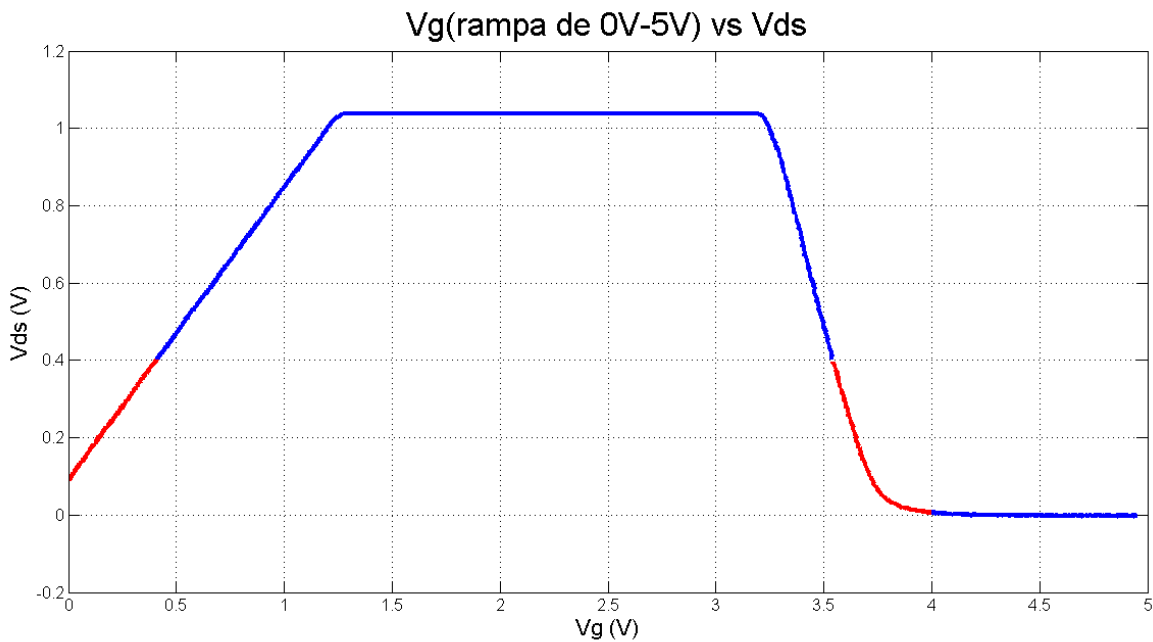


Figura 57: Respuesta de Vds ante el barrido de Vg (Circuito polarizado con AC)

Los resultados de la medición pueden apreciarse en la Figura 57 donde se presenta el offset de la señal de AC para valores de V_G , con color rojo se representa la zona donde es posible trabajar ya que se debe tomar en cuenta la etapa de amplificación y digitalización pues si se rebasan los 400mV el amplificador entregará señales mayores a 2.5V saliéndose así del

rango dinámico del ADC. Se tienen dos zonas de trabajo pero se optará por usar la que se encuentra en el rango de V_G de 3.5V a 4V aproximadamente.

Como se puede apreciar en la Figura 58 la respuesta no es lineal, sin embargo hay zonas

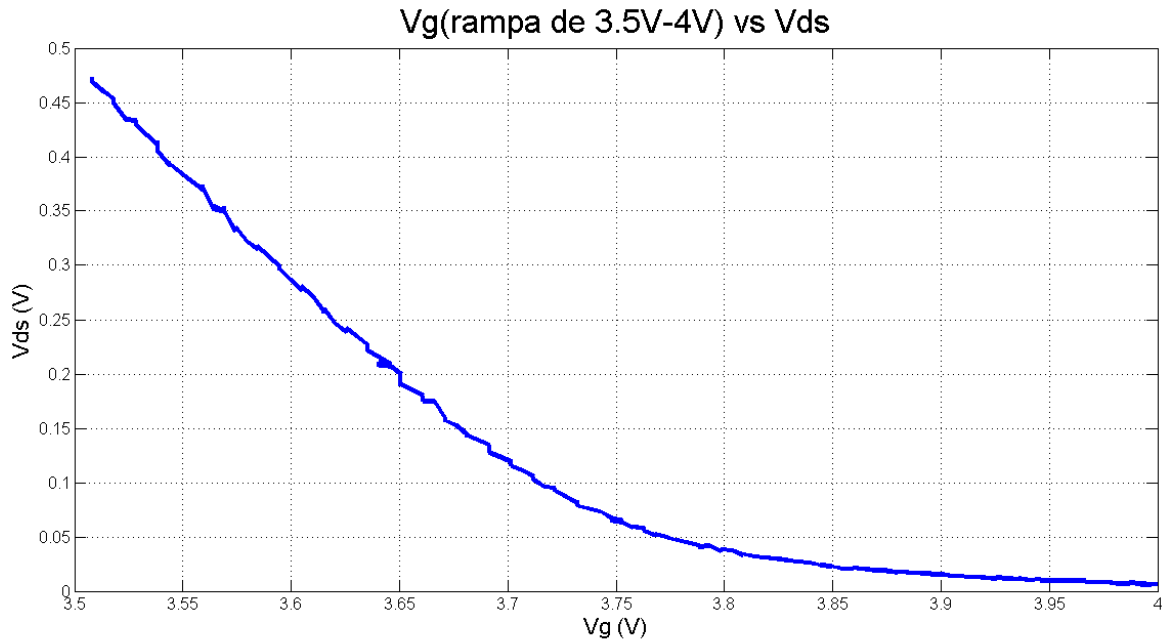


Figura 58: Respuesta del Vds ante el barrido de Vg en la zona de interés (Circuito polarizado con AC)

donde si existe cierta linealidad. El límite de V_{DS} impuesto se encuentra en función de la ganancia de la etapa de amplificación y para definir la zona de trabajo se tomó una ganancia de 6 puesto que es posible que con ésto alcance para la aplicación, sin embargo si se requiere aumentar la ganancia para mejorar el funcionamiento del sistema es necesario recorrer el V_G a la zona donde se obtienen V_{DS} más cercanos a cero.

En el circuito típico de polarización del MOSFET que se está utilizando para establecer el V_G se utiliza un divisor de voltaje alimentado por la fuente principal del mismo, pero en este caso se tiene una señal de AC que a pesar de ser pequeña haría que el V_G fuese dinámico, situación que no es buena para el funcionamiento del sistema, por lo tanto para establecer dicho voltaje se utiliza un DAC MCP4725, el cual cuenta con una resolución de 12 bits y un rango dinámico de 0V a 5V, puesto que los voltajes a utilizar son grandes en comparación con la resolución se desprecian los errores típicos del DAC.

Ya con una zona de trabajo definida es posible realizar pruebas para obtener la respuesta del circuito con respecto a los cambios de la resistencia a medir. Para obtener los cambios de resistencia se utilizó un arreglo resistivo conformado por un trimpot de $10K\Omega$ ajustado a $9.6K\Omega$ para simular el valor de la resistencia del sensor en reposo y un potenciómetro digital de $10K\Omega$ controlado por pulsos para simular los cambios de resistencia, pero ésto no es suficiente ya que la magnitud de los cambios es mucho más pequeña que el valor del potenciómetro digital, por lo tanto se le conecta una resistencia en paralelo para así obtener

CAPITULO 3 RESULTADOS

3.1 Circuito de Polarización

incrementos de resistencia entre cero y el valor seleccionado, sin embargo surge una desventaja al perder la linealidad de los incrementos. En el experimento se utilizaron 3 valores de incrementos de resistencia: $1K\Omega$, 1Ω y 0.1Ω .

Primero se midió el offset ocasionado por los cambios de resistencia y para que el offset fuera notable se hicieron los cambios resistivos mucho más lentos que la señal, sin embargo

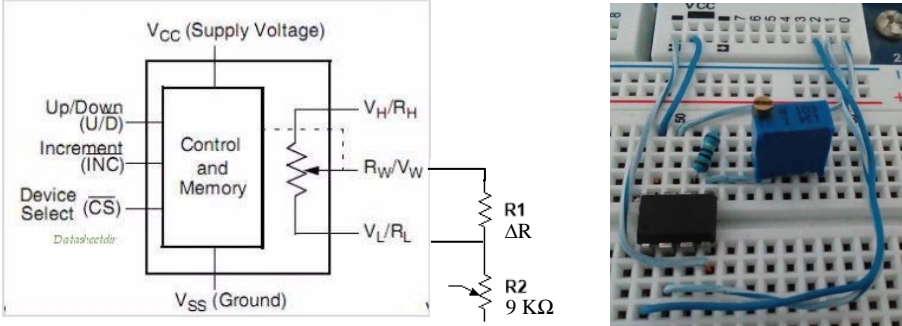


Figura 59: Circuito para simular el funcionamiento del sensor

para los valores de 1Ω y 0.1Ω los cambios no son perceptibles a simple vista en el dominio del tiempo, sin embargo con $1K\Omega$ si se puede notar.

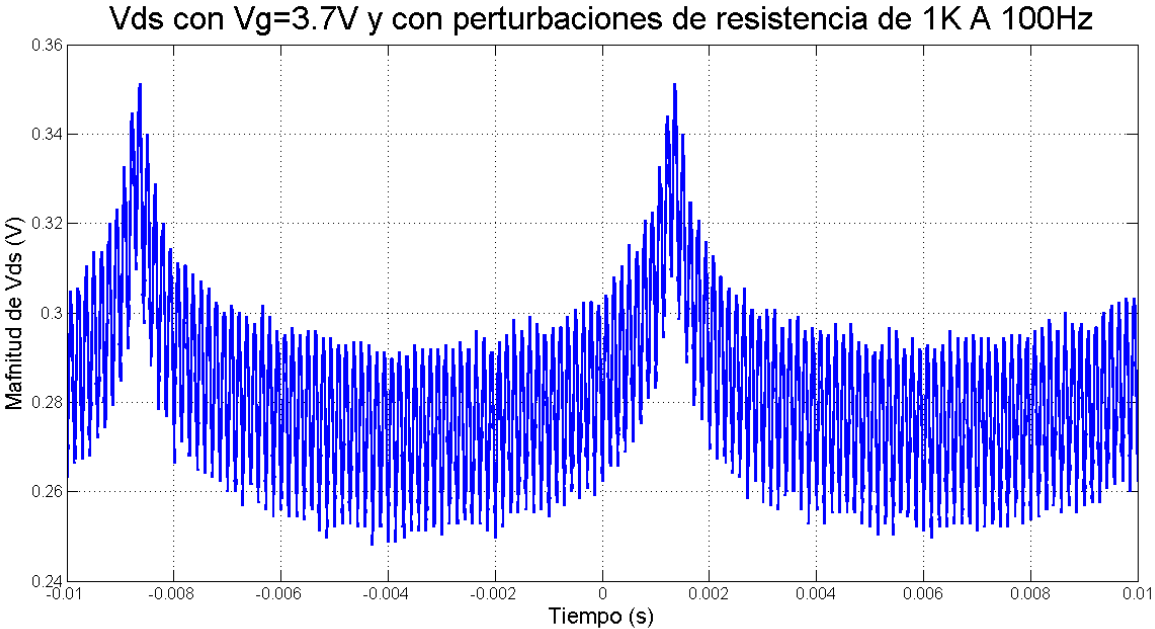


Figura 60: Respuesta de la señal Vds ante cambios resistivos de $1K\Omega$ a 100Hz

En la Figura 60 se puede notar que mediante esta medición se comprueba el principio de funcionamiento propuesto para la detección de las perturbaciones en el sensor y que la

magnitud del offset generado es directamente proporcional a la magnitud del incremento de la resistencia.

En la siguiente prueba se simuló el funcionamiento del sensor mediante el arreglo descrito anteriormente, pues ahora se provocan cambios de resistencia a una frecuencia de 10KHz con las tres magnitudes utilizadas en la prueba anterior.

Los resultados se presentan en las siguientes gráficas, la Figura 61 corresponde a la señal obtenida entre las terminales Drain y Source del MOSFET sin perturbación de resistencia de modo que pueda ser usada como referencia. Después se presentan las gráficas (Figuras 62, 63 y 64) de las señales con perturbaciones de resistencia donde se puede apreciar que las señales obtenidas son diferentes a la de la prueba anterior pues ahora no es tan notable un offset, es más un efecto parecido a la modulación. Por otro lado es posible apreciar cómo mientras los cambios resistivos sean más altos las perturbaciones en la señal de salida también lo serán.

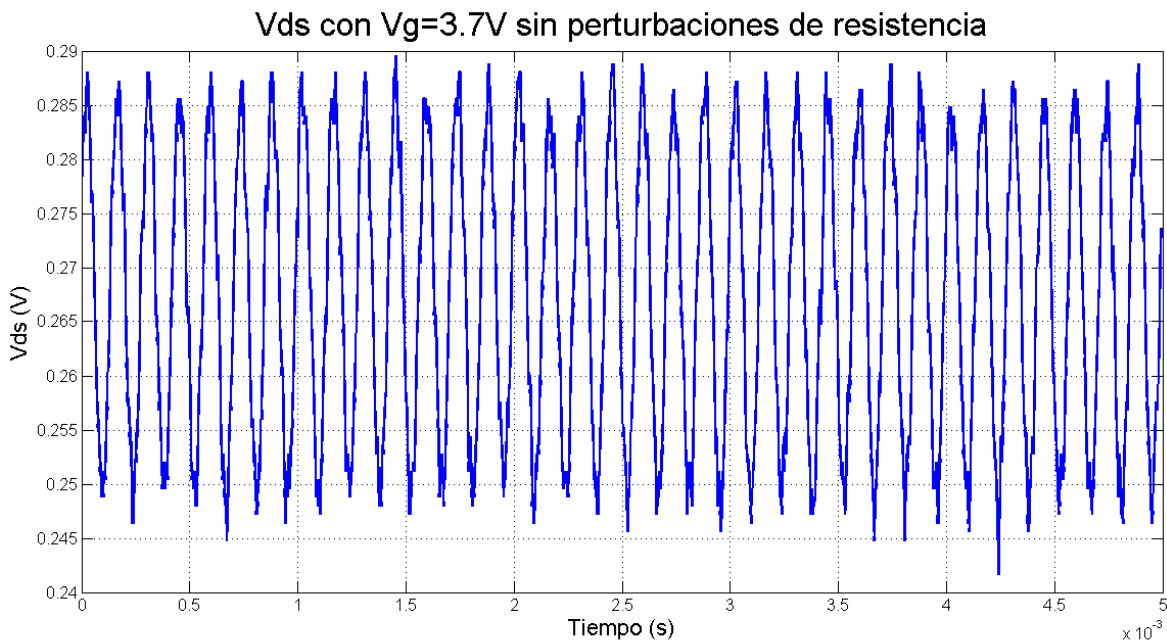


Figura 61: Respuesta de Vds sin perturbaciones de resistencia

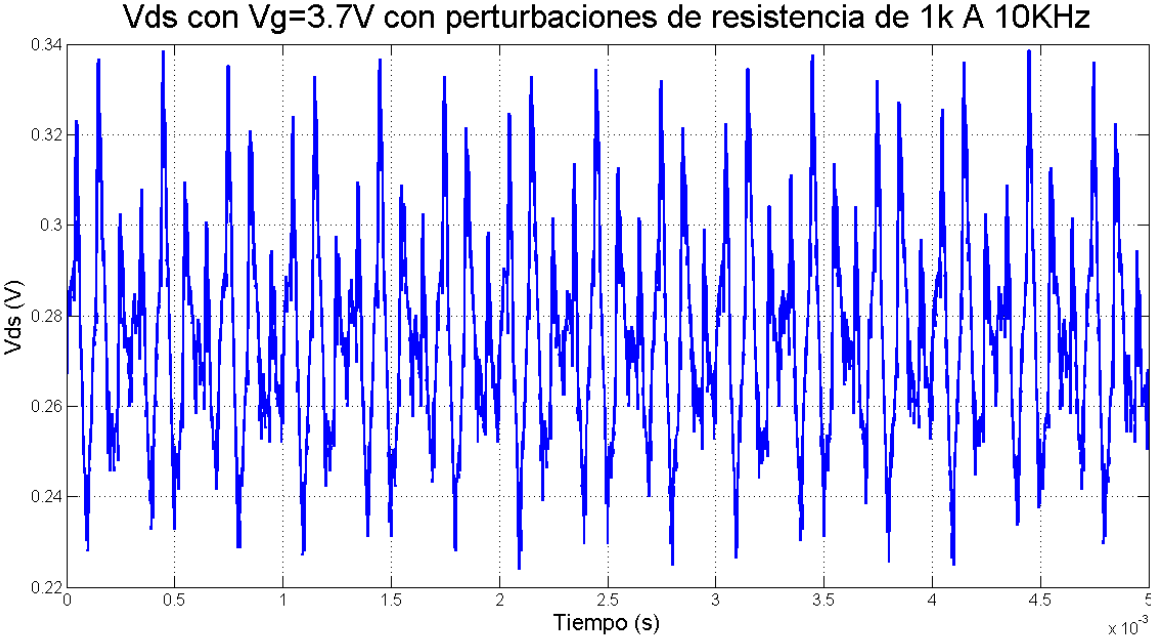


Figura 62: Respuesta de V_{ds} con perturbaciones de $1K\Omega$ a $10KHz$

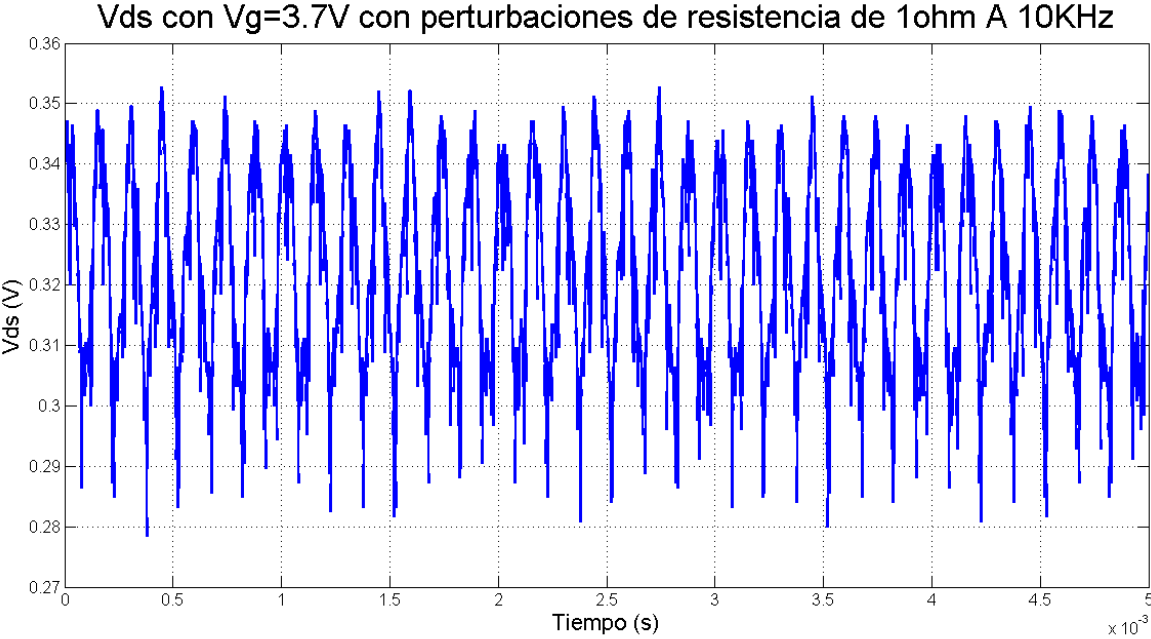


Figura 63: Respuesta de V_{ds} con perturbaciones de 1Ω a $10KHz$

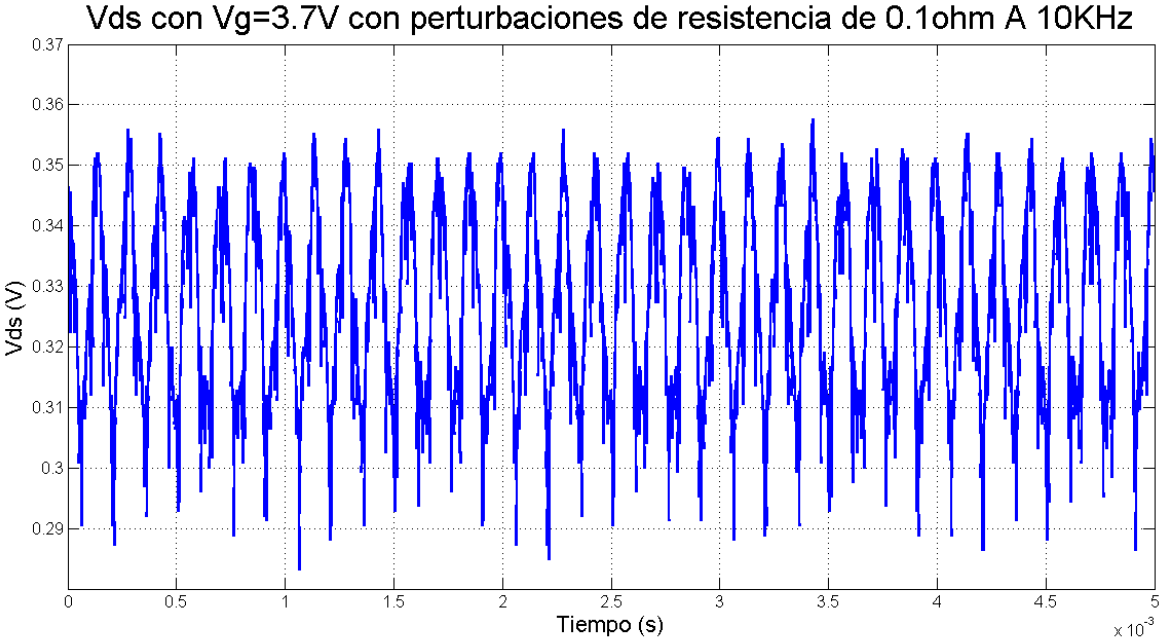


Figura 64: Respuesta de Vds con perturbaciones de 0.1Ω a 10KHz

Como se esperaba es imposible determinar la frecuencia a la que se dan los ΔR viendo la señal en el dominio del tiempo, entonces se acude a la FFT para obtener el espectro de las señales.

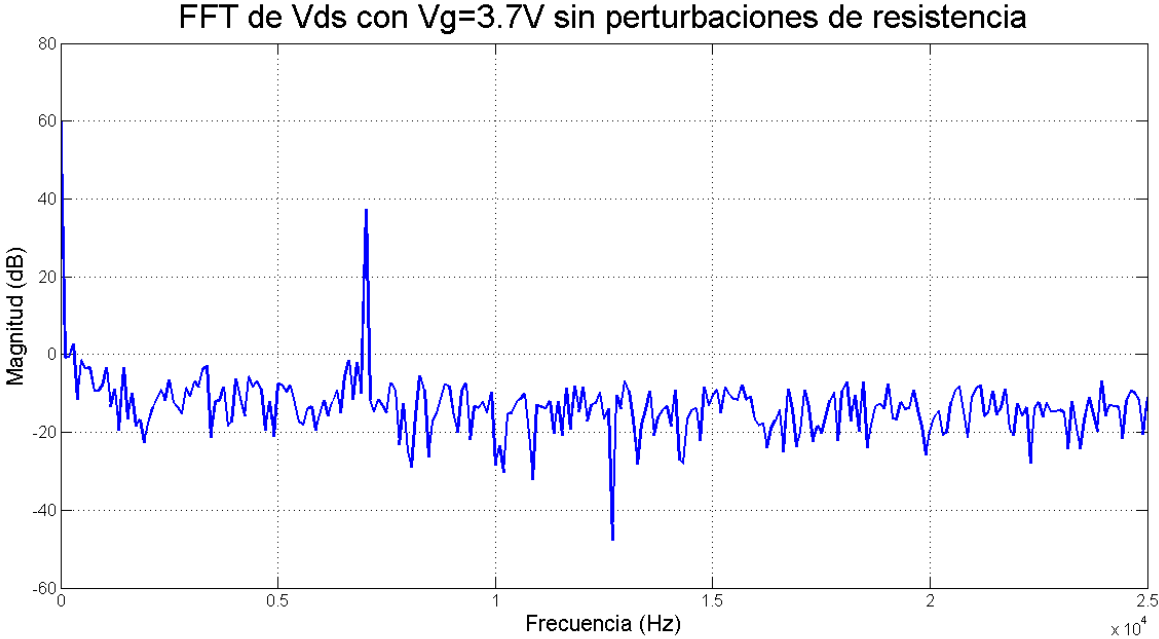


Figura 65: Espectro de la señal Vds sin perturbaciones de resistencia

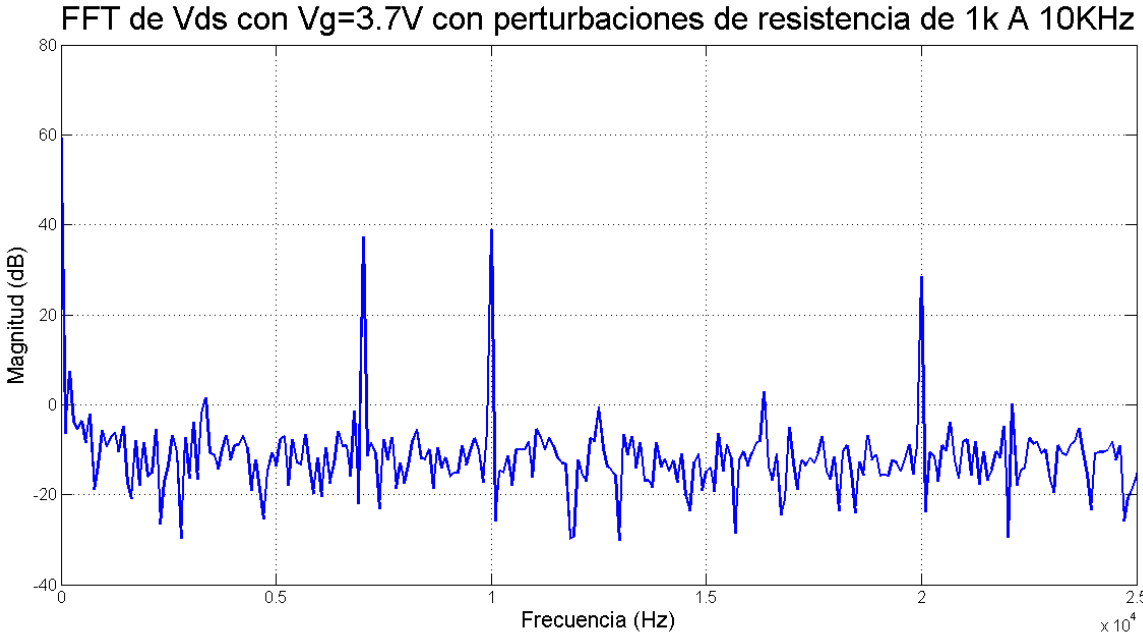


Figura 66: Espectro de la señal Vds con perturbaciones de 1KΩ a 10KHz

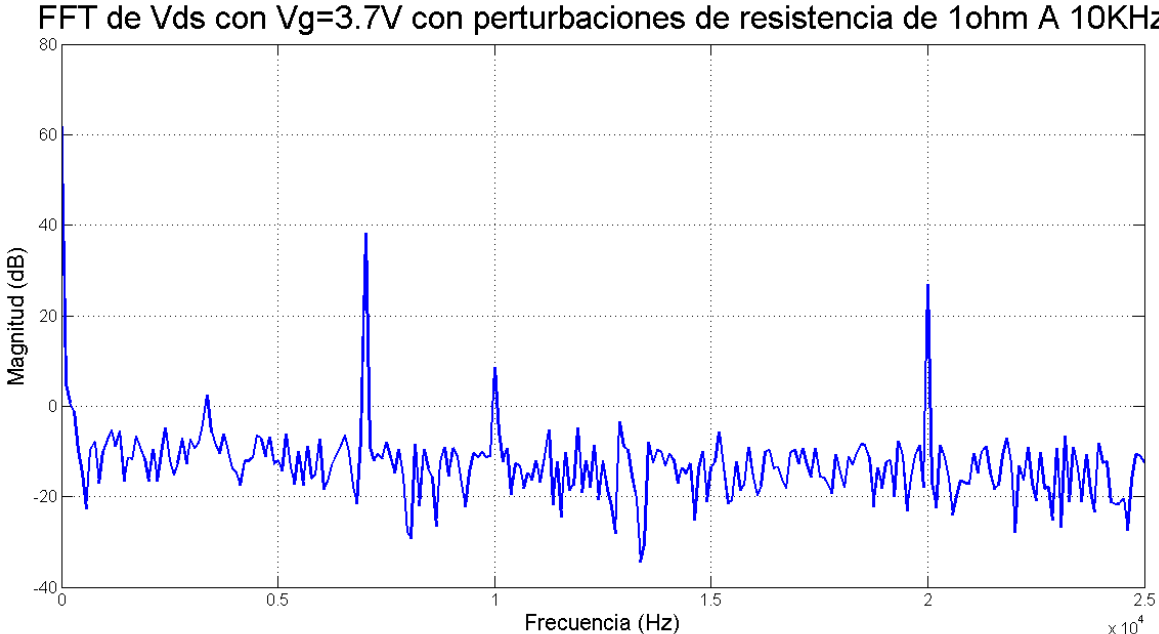


Figura 67: Espectro de la señal Vds con perturbaciones de 1Ω a 10KHz

FFT de Vds con $V_g=3.7V$ con perturbaciones de resistencia de 0.1Ω A 10KHz

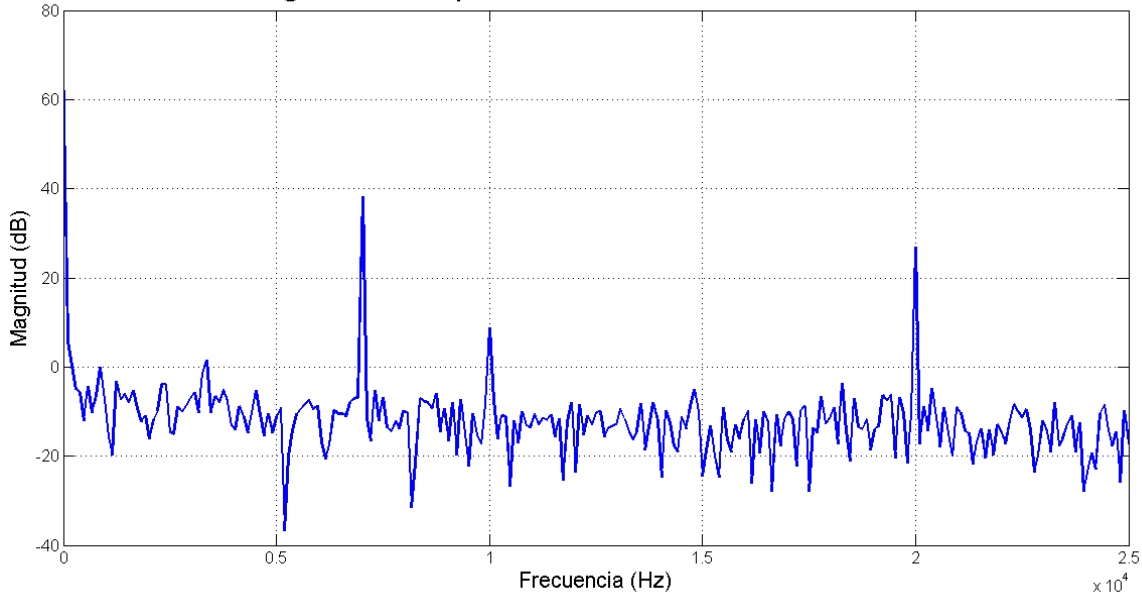


Figura 68: Espectro de la señal Vds con perturbaciones de 0.1Ω a 10KHz

Viendo las señales en el dominio de la frecuencia ya es notable el tono de la frecuencia de vibración, pues en la Figura 65 sólo aparece el tono de la señal fundamental debido a que no existe ninguna perturbación, ahora bien en las gráficas restantes (Figuras 66, 67 y 68) ya hay una perturbación a 10KHz la cual aparece con su armónico a 20KHz. Es notable como la magnitud del ΔR influye en la magnitud del tono resultante en el espectro, sin embargo si se miran con detalle las Figuras 67 y 68 se puede apreciar que la magnitud de los tonos es prácticamente la misma a pesar de que hay un orden de diferencia entre los ΔR .

Finalmente con estos experimentos queda comprobado el principio de funcionamiento propuesto para la implementación de la instrumentación del sensor.

3.2. Circuito de Amplificación

Posteriormente se realizó la prueba de funcionamiento del amplificador de instrumentación mediante la cual se obtuvo la respuesta mostrada en la Figura 69 donde se aprecia que la ganancia dentro del ancho de banda de interés es de 5.8 y la frecuencia de $-3dB$ esta aproximadamente en 720KHz. La respuesta obtenida es lo suficientemente cercana a la esperada (Figura 41) para considerar que cumple con las especificaciones exigidas por la aplicación.

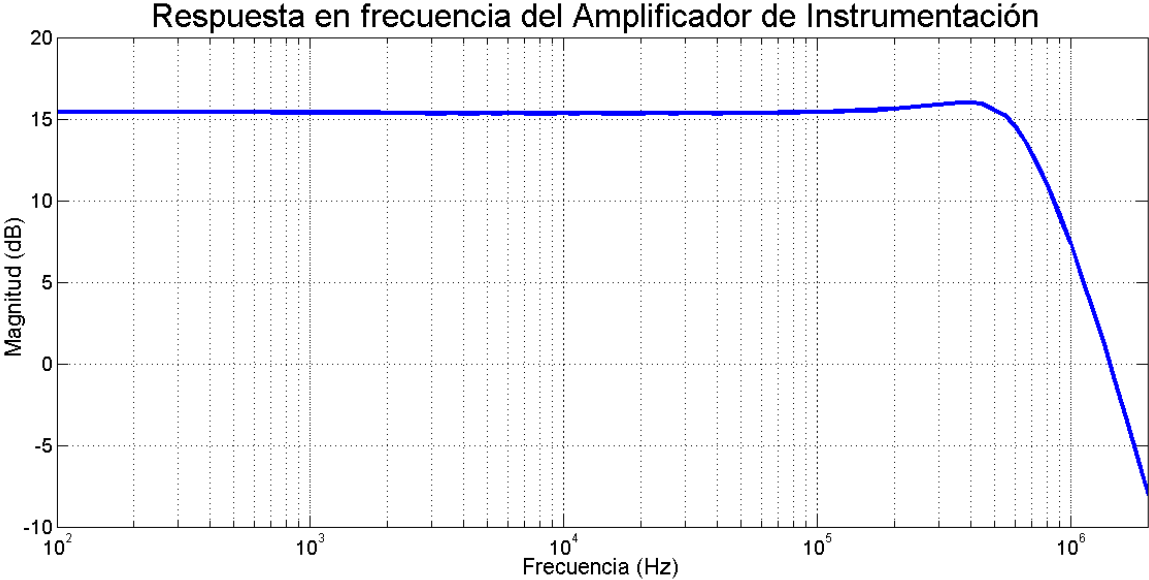


Figura 69: Respuesta en frecuencia del circuito de Amplificación

3.3. Circuito de Filtrado

Luego se realizó la prueba de funcionamiento del filtro Anti Aliasing y la respuesta en frecuencia obtenida se presenta en la Figura 70, la frecuencia de corte se encuentra en 22.8KHz y la ganancia dentro del ancho de banda de interés está entre 0.99 y 1.1. A pesar de que los parámetros obtenidos no son los esperados según las simulaciones (Figura 45) éstos son lo suficientemente aproximados para cumplir con las exigencias de la aplicación.

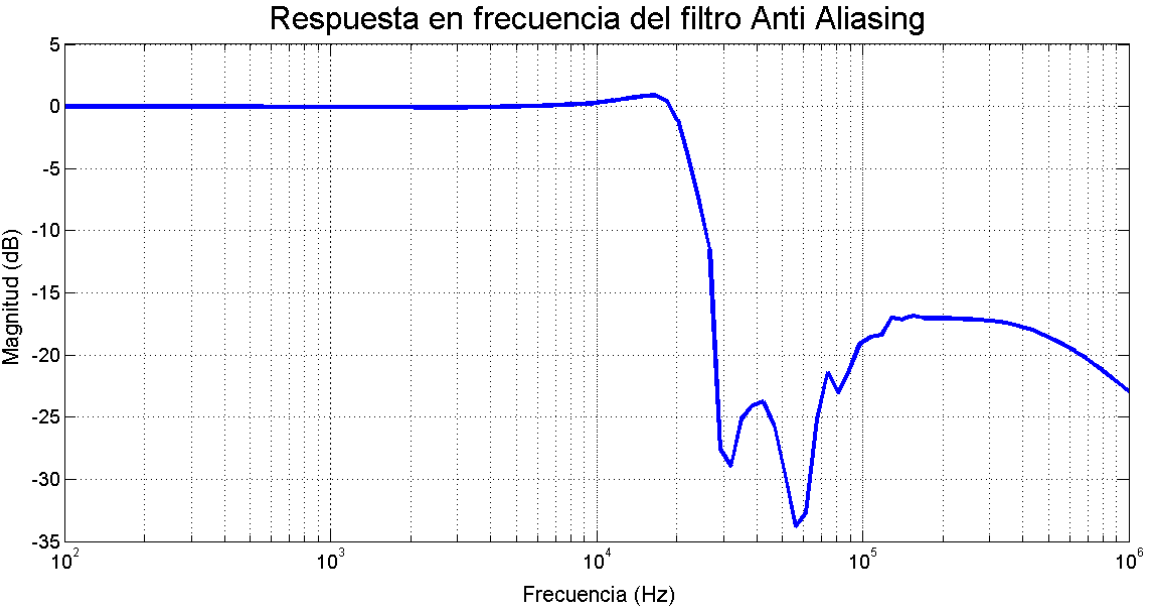


Figura 70: Respuesta en frecuencia del filtro Anti Aliasing

Aunque como Anti Aliasing la respuesta no es la esperada pues la atenuación en la zona de los posibles valores de la tasa de muestreo son de casi la mitad. Esta desviación puede darse por una elección errónea del OPAMP y no por los cálculos realizados, es difícil remediar el error debido a que se debe buscar un OPAMP con mejor respuesta pero con una configuración de pines igual al utilizado, entonces se dejara así el filtro y se asumirá el error esperando que no afecte tanto al sistema.

3.4. Sistema de Adquisición de Datos

La siguiente etapa es el sistema de adquisición de datos cuyo dispositivo central es el ADC ya que la calidad de las mediciones depende principalmente de él, entonces para conocer las limitaciones del sistema se realizó un test del funcionamiento estático del ADC. Dicho test consistió en la medición de una rampa de voltaje controlada mediante el ADC, la rampa se obtuvo mediante la implementación de una interfaz entre la PC y una fuente Keithley SMU2400 por medio de Matlab de modo que el voltaje de la fuente se estableciera a través de un script. Por otro lado para la medición se implementó una interfaz entre la PC y el microcontrolador MSP430F5529 donde nuevamente el control se realiza por medio de un script de Matlab. Entonces el control del test es realizado totalmente por el Script el cual indica a la fuente el valor que debe poner a su salida y después ordena al micro realizar la medición.

Hay que recordar que el ADC cuenta con una resolución de 12 bits con un rango dinámico de 0V a 2.5V lo que significa que su LSB es de $610\mu\text{V}$, ahora bien la rampa se generó con pasos de 100μ de modo que se tuvieran aproximadamente seis puntos por cada paso del ADC.

Para obtener una medición más certera se tomaron 100 mediciones por cada valor entregado por la fuente lo que al final equivale a aproximadamente 600 mediciones por paso. Posteriormente con los datos obtenidos se realizó un histograma a través del cual fue posible obtener una aproximación de la respuesta del ADC, su error de cuantificación, INL y DNL.

En la Figura 71 se puede apreciar el histograma obtenido donde se puede notar que el promedio de apariciones de un código es cercano a 600, sin embargo también hay códigos que llegan a aparecer hasta 1300 veces o incluso un número menor a 600. Con esta información ya es posible calcular el lugar de las transiciones del ADC mediante el método descrito por el estándar de IEEE 1241.

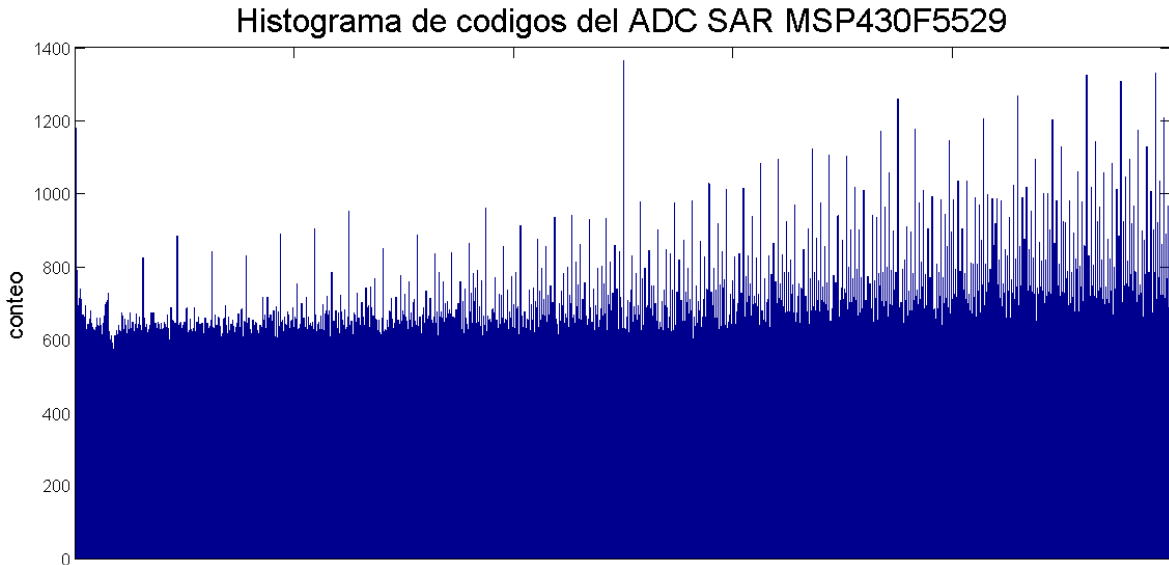


Figura 71: Histograma del test del ADC SAR MSP430F5529

Al ver la Figura 72 es evidente la presencia del error integral e incluso del diferencial, pero esto no es suficiente para determinar si dichos errores son aceptables y no afecten tanto a las mediciones. Como ya se cuenta con la escalera de voltaje real es posible calcular el error de cuantificación, INL y DNL, para esto nuevamente se utilizó el estándar de IEEE 1241.

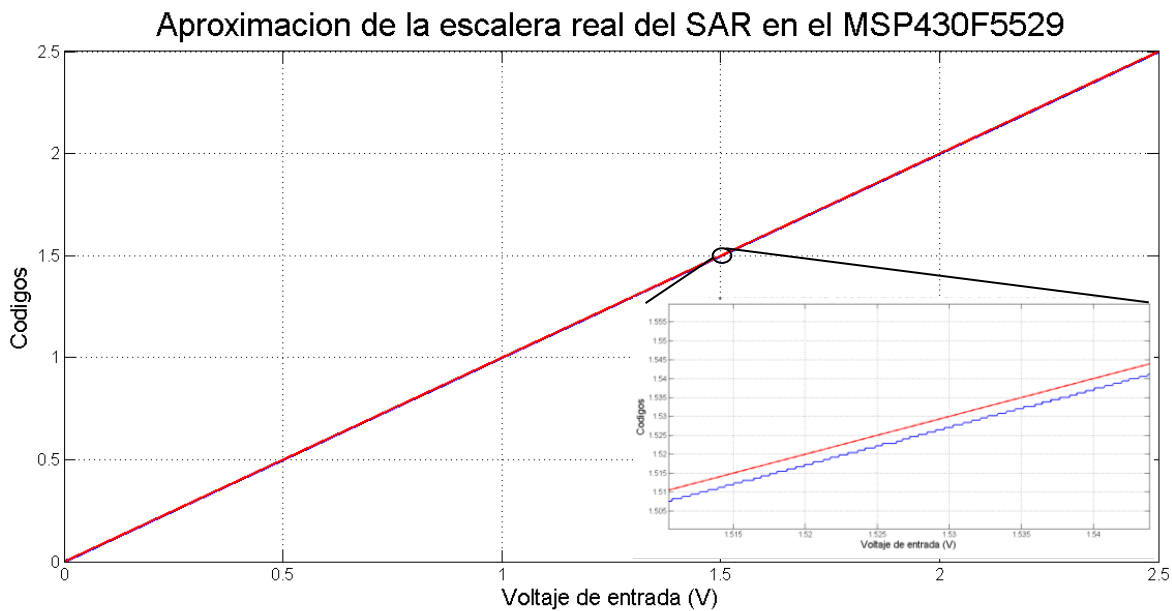


Figura 72: Escalera obtenida del ADC MSP430F5529

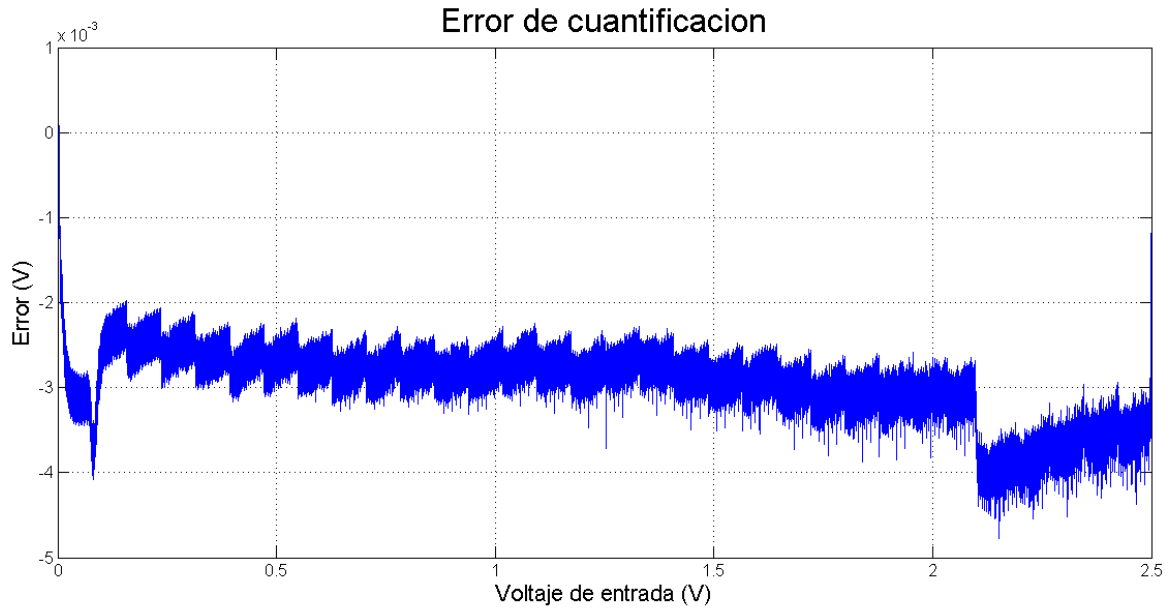


Figura 73: Error de cuantificación

En la Figura 73 se puede observar que el error del voltaje medido es similar a lo esperado pero con algunos corrimientos que pueden ser interpretados como un offset que en promedio es de 2.5mV equivalente a cuatro LSB's, casi al final el corrimiento se incrementa aún más pero este no pasa de los 4mV.

El DNL obtenido se puede ver en la Figura 74, ésta es una buena respuesta ya que no excede un LSB, solamente en el voltaje de referencia y el máximo voltaje es un poco superior. Este resultado es aceptable considerando que se está usando el ADC a su máxima capacidad y que la resolución es muy pequeña con respecto a la magnitud de las señales que se van a medir.

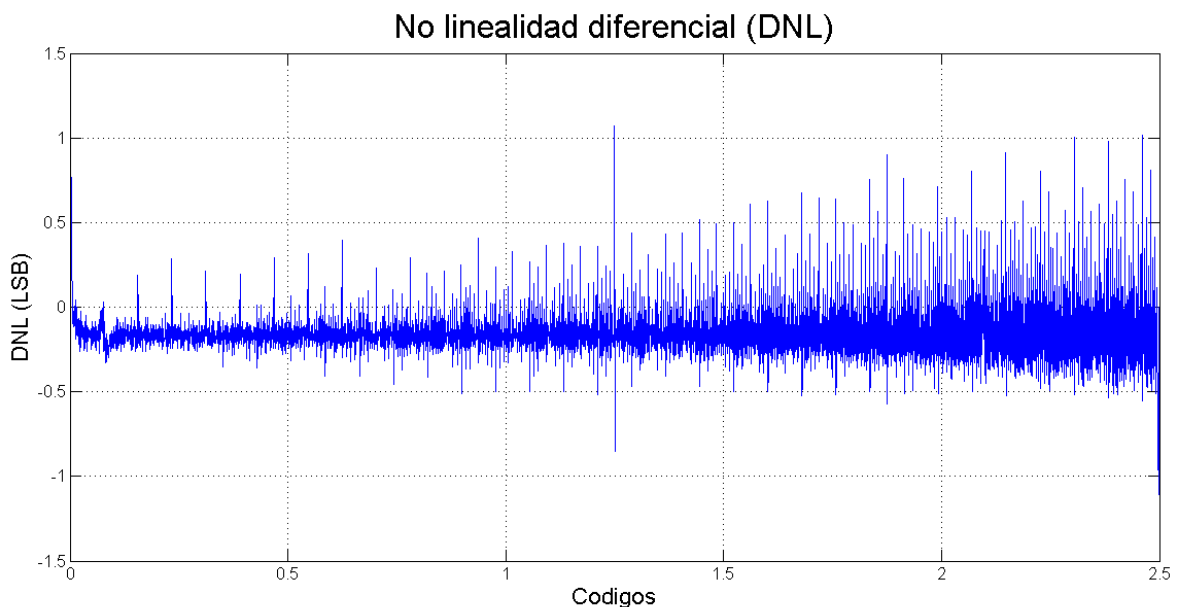


Figura 74: DNL

El INL obtenido se presenta en la Figura 75 y éste revela la desviación de la respuesta del ADC la cual es pequeña y una ventaja es que es aproximadamente constante en la mayoría del rango dinámico. Con estos resultados se puede deducir un buen comportamiento estático del ADC y por ende del sistema de adquisición de datos, pues los errores son lo suficientemente pequeños ante la magnitud de las señales a medir que pueden ser despreciados.

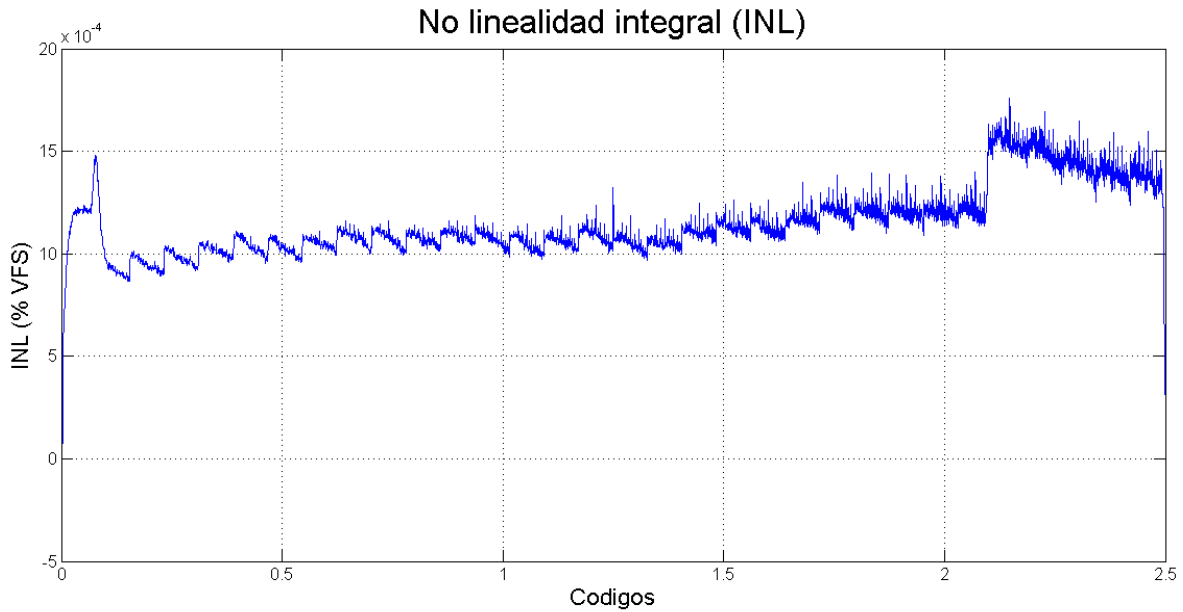


Figura 75: INL

Ahora bien hay que recordar que las señales a medir son de AC dentro de un ancho de banda de 0 a 20KHz y por lo tanto se realizó un test para conocer el funcionamiento del sistema de adquisición de datos en AC. Dicho test consistió en la medición de señales senoidales con diferentes frecuencias y magnitudes. Se usaron las frecuencias de 5, 10, 15 y 20 KHz con amplitudes de 0 a 2.5V, de 0.5V a 2.5V, de 1V a 2.5V, de 1.5V a 2.5V y de 2V a 2.5V.

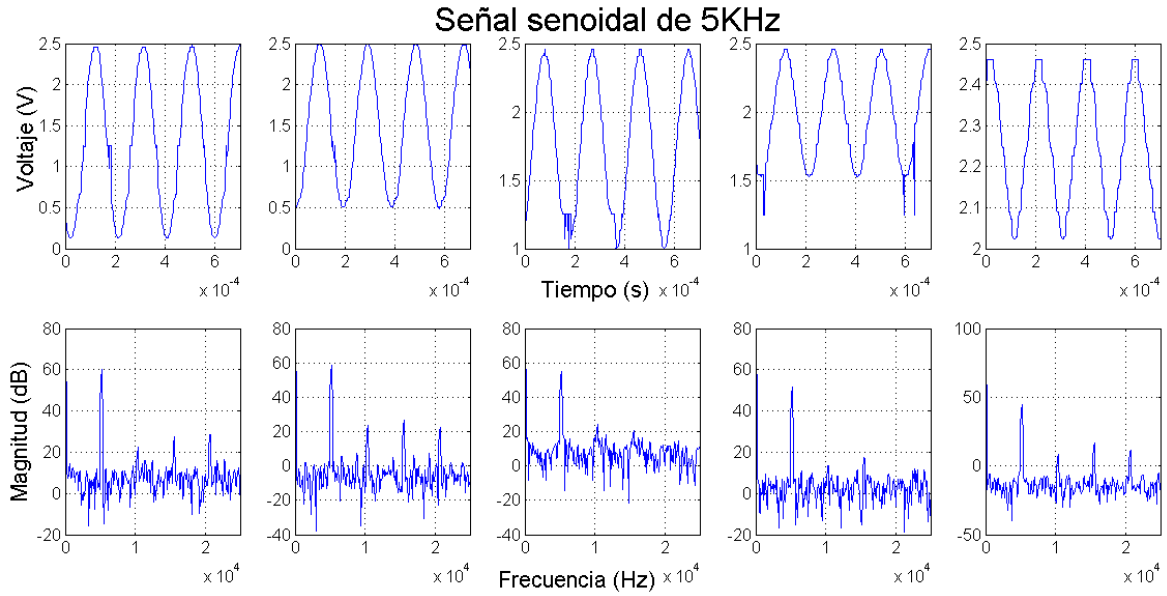


Figura 76: Medición de señales senoidales de 5KHz mediante el SAD

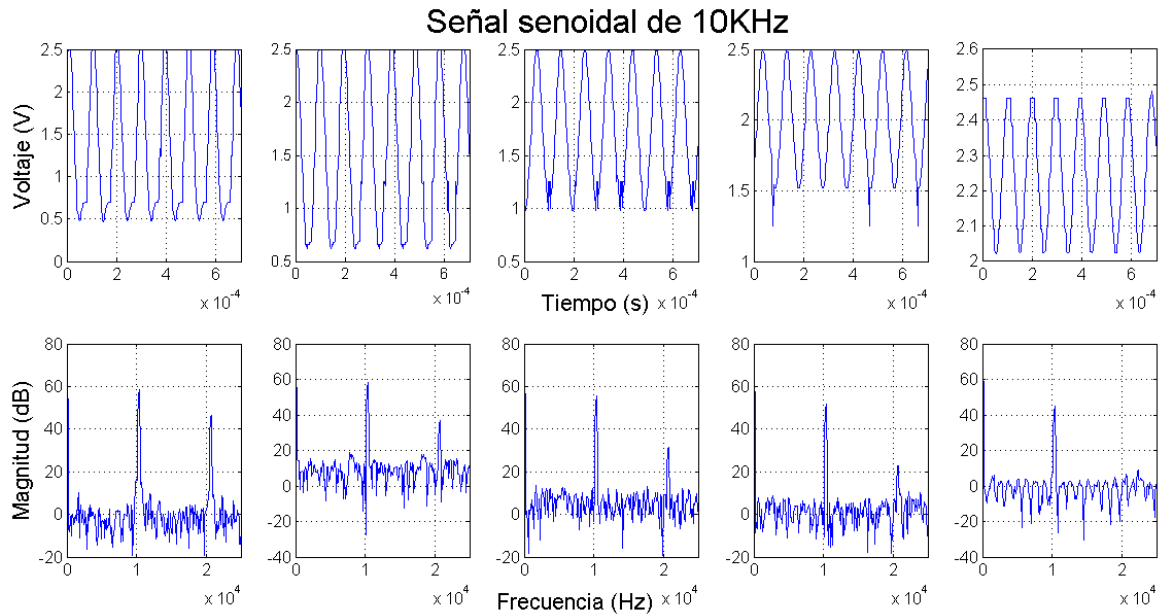


Figura 77: Medición de señales senoidales de 10KHz mediante el SAD

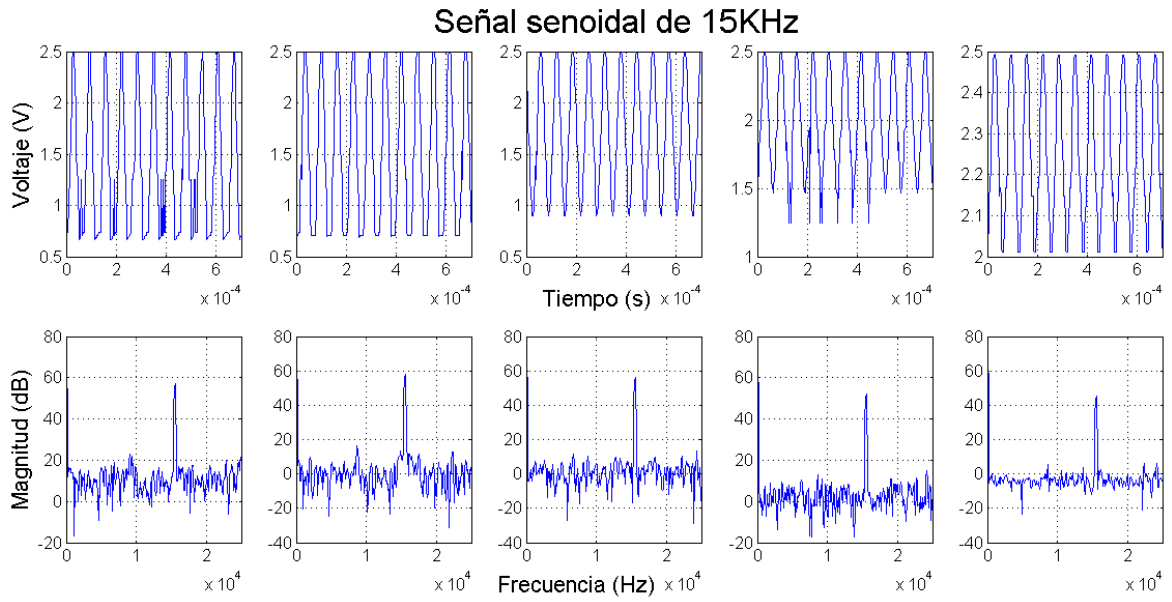


Figura 78: Medición de señales senoidales de 15KHz mediante el SAD

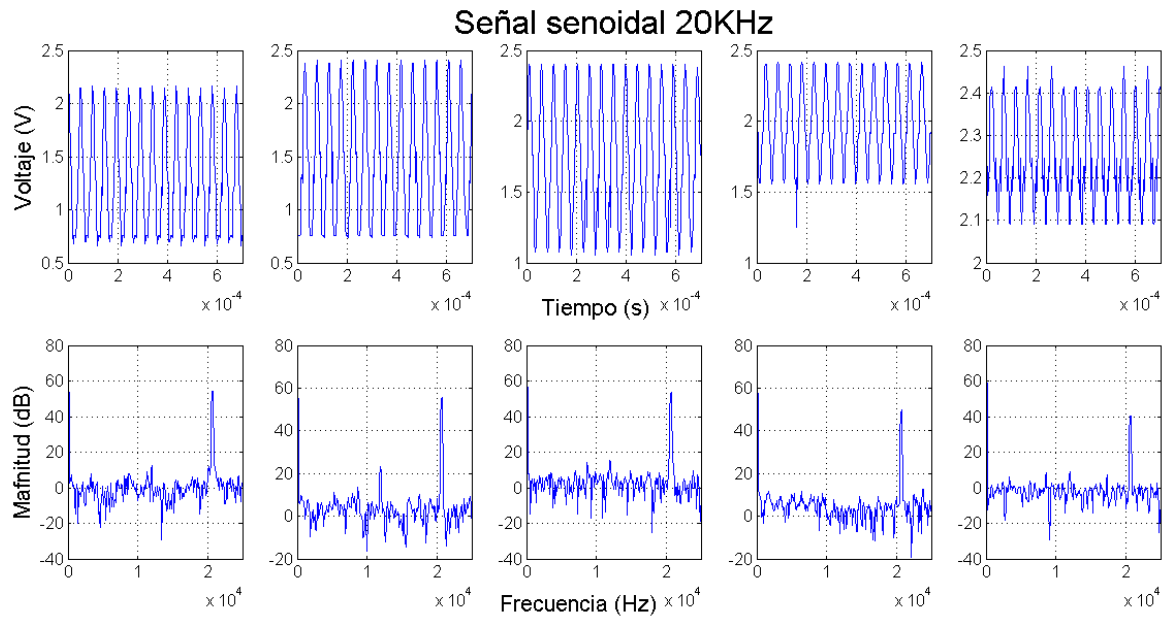


Figura 79: Medición de señales senoidales de 20KHz mediante el SAD

Las mediciones fueron realizadas nuevamente mediante un script de MATLAB y en general se puede apreciar una buena respuesta en AC pues las señales no están tan ruidosas y el espectro obtenido es el esperado. Pero también es notable que las mediciones no son perfectas pues hay repentinas apariciones del voltaje de referencia donde no debería. Por otro lado se nota una dificultad para la medición de voltajes menores de 0.5V la cual parece tener una dependencia con la frecuencia de la señal, pues cuando se tiene una amplitud de entrada de 0 a 2.5V se puede observar que nunca mide los cero volts y que conforme la frecuencia sube la medición más baja se aleja del cero, dicho efecto puede ser originado por el circuito de protección conformado por un par de diodos y una resistencia

Tomando en cuenta los resultados de ambos test se obtienen algunas limitaciones del sistema de adquisición de datos, una de las más importantes se refiere al rango dinámico de los voltajes que se pueden medir pues preferentemente éste debe ser de 0.7V a 2.5V principalmente para evitar la pérdida de información, por otro lado aunque la resolución del ADC es de $610\mu\text{V}$ es mejor no medir señales menores a decenas de milivolts para así poder despreciar los errores estáticos, también se tiene la repentina e inesperada aparición del voltaje de referencia en las mediciones lo cual puede afectar al espectro de la señal, pero es posible atenuar dicho error mediante un filtrado digital implementado en el mismo script. En cuanto al ancho de banda se puede decir que se tiene el comportamiento deseado ya que las señales dentro del mismo pueden ser medidas correctamente mediante el modo de funcionamiento más rápido del sistema (modo por bloque), pues como ya se ha mencionado antes es posible tomar mediciones de tres formas. La tasa de muestreo obtenida es de aproximadamente 485Ksps, situación que como ya se comprobó permite una buena medición dentro del ancho de banda de trabajo (5KHz – 20KHz).

3.5. Medición de vibraciones con el sensor

Ya que se evaluó el desempeño de todos los bloques de la instrumentación diseñada se realizó la medición del sensor mientras fue sometido a vibraciones de distintas frecuencias, pero no se logró medir la frecuencia de vibración. Esto quiere decir que los cambios resistivos del sensor son más pequeños de lo esperado, entonces es necesario realizar ajustes en la instrumentación para incrementar la resolución de medición del ΔR y para lograrlo lo más sencillo es incrementar la ganancia del Amplificador de Instrumentación, pero también hay que tomar en cuenta que al cambiar la ganancia también será necesario el cambio de algunos parámetros del sistema, específicamente en el bloque del MOSFET pues se debe cambiar la amplitud y el offset de la señal resultante del sensor de otro modo el A.I. se saturara perdiendo parcialmente o incluso totalmente la señal.

3.5.1. Re calibración de la instrumentación

La ganancia es incrementada a 50 y para esto es necesario cambiar el valor de la resistencia de ganancia del A.I. a $1K\Omega$. Una vez hecha la modificación se procede a realizar una prueba para obtener la nueva respuesta en frecuencia que puede observarse en la Figura 80 cuyo resultado fue similar al esperado pues se tiene una ganancia de 48.4 y una frecuencia de -3dB en 200KHz la cual es 10 veces más grande que la frecuencia máxima del ancho de banda de interés, por lo tanto esta etapa de la instrumentación cumple con las exigencias de la aplicación.

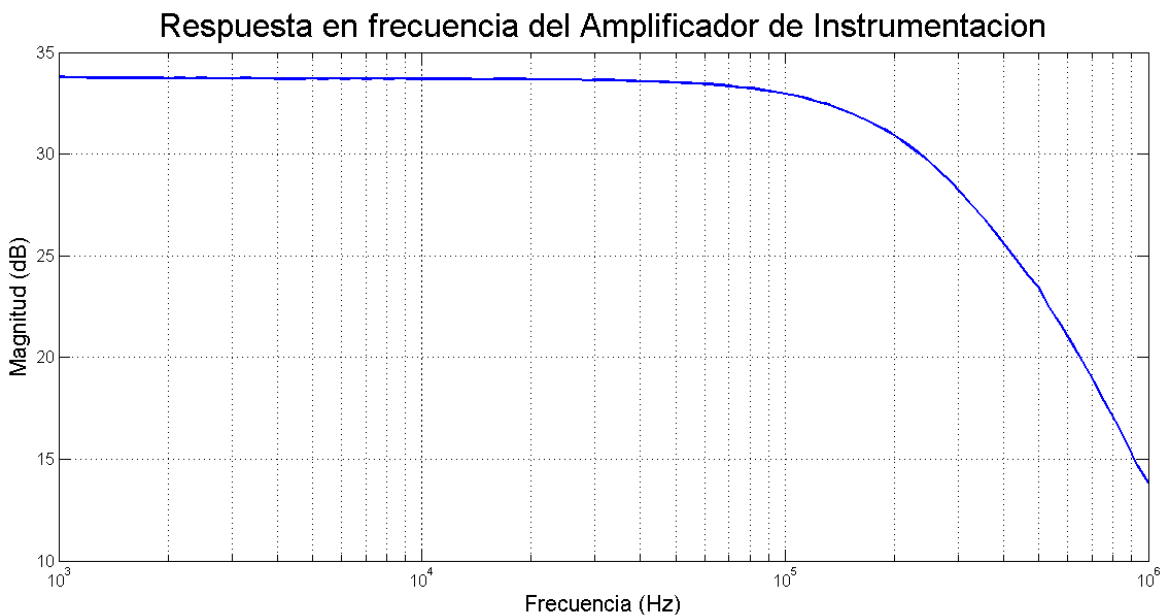


Figura 80: Respuesta en frecuencia del circuito de Amplificación después de la re calibración

Se realizó la prueba de respuesta en frecuencia de la etapa de acondicionamiento completa de la que se obtuvo una respuesta aceptable la cual es presentada en la Figura 81, la frecuencia de corte ocasionada por el filtro es de 23 KHz lo que acota perfectamente el ancho de banda, pero la ganancia cambia con respecto a la frecuencia pues mientras ésta sube la ganancia disminuye, sin embargo dentro del ancho de banda se mantiene entre 48 y 40.

La respuesta del filtro es aceptable pues después de la frecuencia de corte la ganancia cae hasta los 0dB (Ganancia = 0) pero después vuelve a incrementarse hasta los 20dB (Ganancia = 10), aunque obviamente se mantiene el error de que la máxima atenuación es de -35dB muy por debajo de lo que exige el ADC, pero como ya se menciona es difícil recalibrar esta parte y por lo tanto se dejara así esperando que no afecte tanto el funcionamiento del sistema.

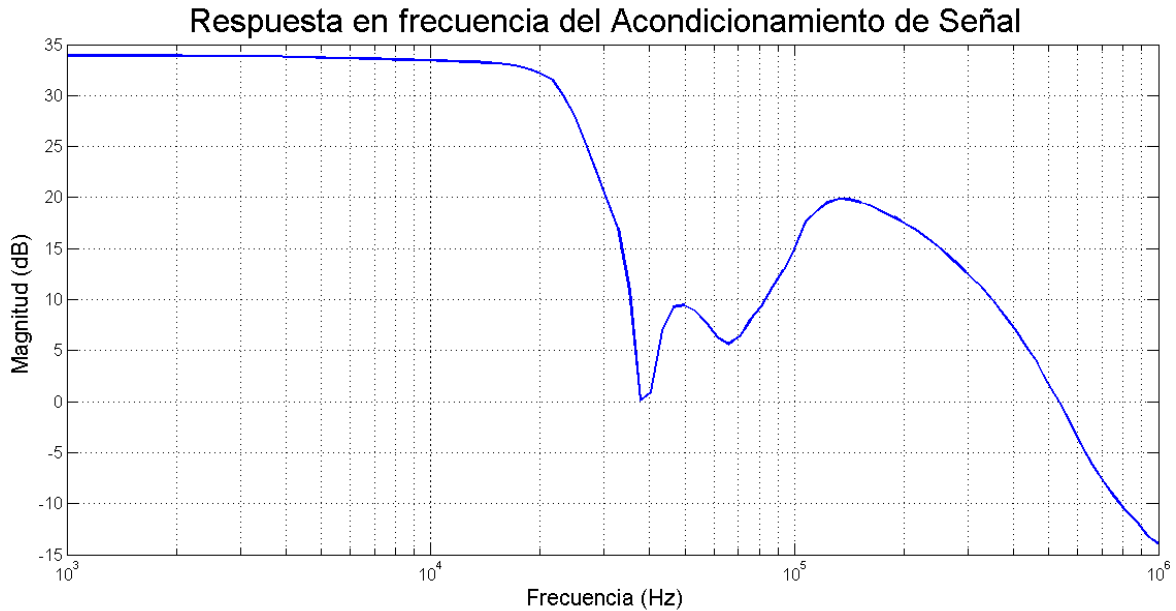


Figura 81: Respuesta en frecuencia del Acondicionamiento de señal

Como se mencionó en párrafos anteriores es necesario cambiar el V_G del MOSFET de modo que la señal resultante entre las terminales Drain y Source sea la adecuada para evitar que la señal obtenida al final del acondicionamiento se sature y en consecuencia se pierda toda la información. En los resultados obtenidos de la respuesta del MOSFET (Figura 58) se puede notar que para obtener V_{DS} lo más cercanos a 0V se debe trabajar con V_G entre 3.8V y 4V. De manera experimental se obtuvo la mejor respuesta con un V_G de 3.9V y por lo tanto será el utilizado para la aplicación.

También se realizaron pruebas simulando los ΔR mediante el arreglo descrito anteriormente (Figura 59) y se lograron detectar cambios resistivos de hasta 50m Ω y posiblemente pueda llegar a detectar aún más pequeños, pero por ahora no se tienen los dispositivos necesarios para simular cambios tan pequeños.

3.5.2. Resultados finales de la medición de vibraciones con el sensor

Una vez realizados los ajustes necesarios se procede a realizar nuevamente el experimento con el sensor el cual fue sometido a vibraciones con frecuencias entre 5KHz y 20KHz con pasos de 1KHz. Para obtener dichas vibraciones se utilizó una pieza de aluminio acoplada a un piezoeléctrico como se muestra en la Figura 82, de modo que cuando éste sea excitado por una señal senoidal la pieza de aluminio vibrará a la frecuencia de dicha señal.

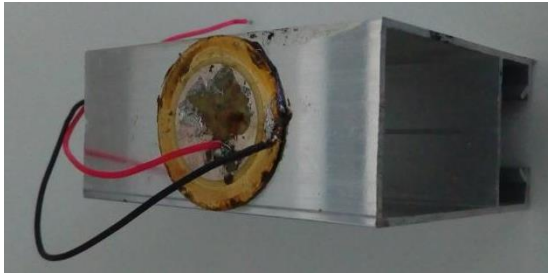


Figura 82: Piezoeléctrico acoplado a pieza de aluminio para la generación de vibraciones

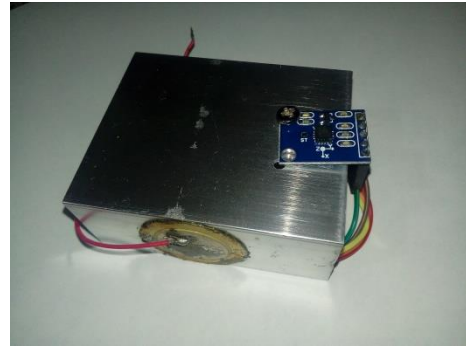


Figura 83: Sensor GY-61 montado en la fuente de vibraciones para su validación

Pero antes de realizar las mediciones es necesario validar la respuesta de la fuente de vibraciones utilizada para el experimento y esto se puede lograr mediante el uso de un acelerómetro comercial. Un problema surge al elegir dicho dispositivo ya que los que se encuentran regularmente en el mercado y de bajo costo tienen una respuesta en frecuencia de hasta 1KHz. El mejor que se logró conseguir es el GY-61 el cual responde hasta los 3KHz pero tiene la ventaja de que su salida es analógica de modo que con un buen manejo de los instrumentos se puede lograr medir la frecuencia de vibración obteniendo el espectro de sus señales de salida. Tras hacer el barrido de frecuencias se logró demostrar que mediante el arreglo propuesto se obtienen vibraciones con la frecuencia de la señal con la que se excita al piezoeléctrico. Por otro lado también se pudo observar que las vibraciones son generadas en ambas direcciones dentro del plano (X y Y) siendo de mayor intensidad las que van en dirección perpendicular a la cara que tiene acoplado el piezoeléctrico. Lamentablemente no es posible definir la magnitud de las vibraciones debido a que son tan pequeñas y se encuentran fuera del rango confiable en frecuencia que promete el sensor. Sin embargo la validación se puede tomar como exitosa debido a que en este trabajo solo se habla de la detección de la frecuencia de vibración.

3.5 Medición de vibraciones con el sensor

Una vez validada la fuente de vibraciones se realizó el montaje del sensor en ella como se muestra en la Figura 84 para realizar las mediciones finales.



Figura 84: Sensor sometido a vibraciones mediante el piezoeléctrico excitado por un generador de funciones

Primero se utilizó la etapa de acondicionamiento y la señal resultante fue registrada mediante un osciloscopio Tektronix TDS 2012C ya que cuenta con funciones matemáticas y es capaz de calcular la FFT (Fast Fourier Transform) de la señal que está midiendo.



Figura 85: Osciloscopio Tektronix TDS-2012C

Esta vez se obtuvieron resultados positivos ya que se logró percibir el tono de vibración en el espectro de la señal de salida, hay que recordar que la señal principal o portadora es de 7KHz y por lo tanto siempre estará presente en el espectro junto a su primer armónico de 14KHz, esta situación dificulta la medición de vibraciones en dichas frecuencias pues el cambio de la magnitud del tono es mínimo e incluso llega a ser imperceptible.

A continuación se presentan las mediciones del espectro de la señal de sin vibraciones (Figura 86) inducidas al sensor y con vibraciones de 20KHz (Figura 87).

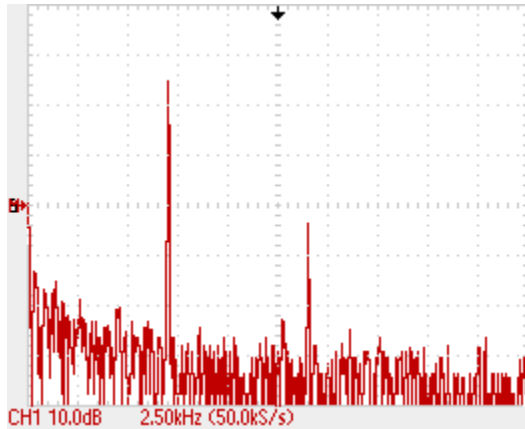


Figura 86: Espectro de la señal sin vibraciones

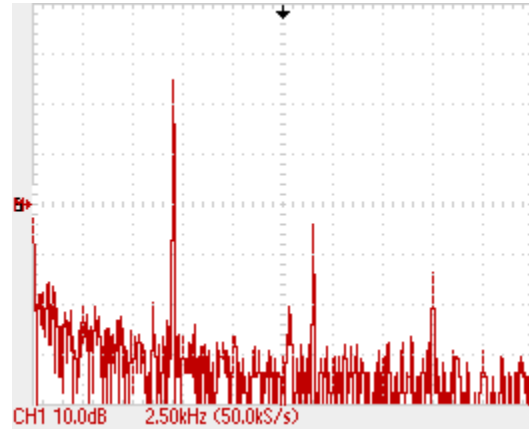


Figura 87: Espectro de la señal con vibraciones a 20KHz

Al analizar los resultados del espectro a las distintas frecuencias de vibración se apreció una dependencia de la magnitud del tono de vibración con la frecuencia de la misma pues mientras mayor es la frecuencia mayor se vuelve la magnitud del tono.

Después se realizó el mismo experimento pero variando la magnitud de las vibraciones pero es importante mencionar que no se tiene manera de conocer exactamente la magnitud de las vibraciones solo es posible basarse en la amplitud de la señal que excita al piezoeléctrico pues mientras mayor sea incrementará la magnitud de las vibraciones. Las vibraciones fueron inducidas en ambos ejes dentro del plano (X y Y).

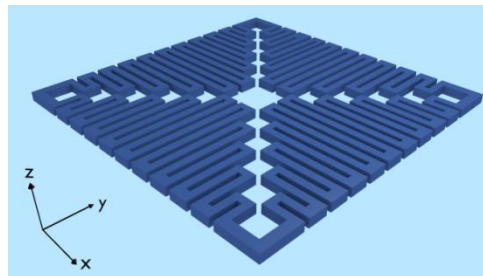


Figura 88: Sensor

Los resultados pueden ser mostrados de dos maneras, en la primera se grafica la magnitud del tono de vibración contra el voltaje del piezoeléctrico (indirectamente la intensidad de la vibración), donde se tiene una línea para cada frecuencia de vibración. En los resultados presentados en la Figura 89 y Figura 90 se puede apreciar cómo mientras se incrementa la intensidad de vibración también crece la magnitud del tono con una tendencia semi-lineal, se llega a tener una diferencia de hasta 8dB entre la intensidad mínima y máxima definidas en el experimento. Por otro lado se puede apreciar como los tonos de 7KHz y 14KHz son prácticamente constantes y más grandes que el resto. Ahora si se observa la respuesta

obtenida para vibraciones en cada eje es posible notar un comportamiento muy similar pero con un offset aproximadamente de 5dB entre ellas, siendo las vibraciones del eje Y (Figura 90) las que generan tonos de mayor intensidad.

Respuesta de Magnitud del tono de vibracion vs la intensidad de la vibracion (eje X)

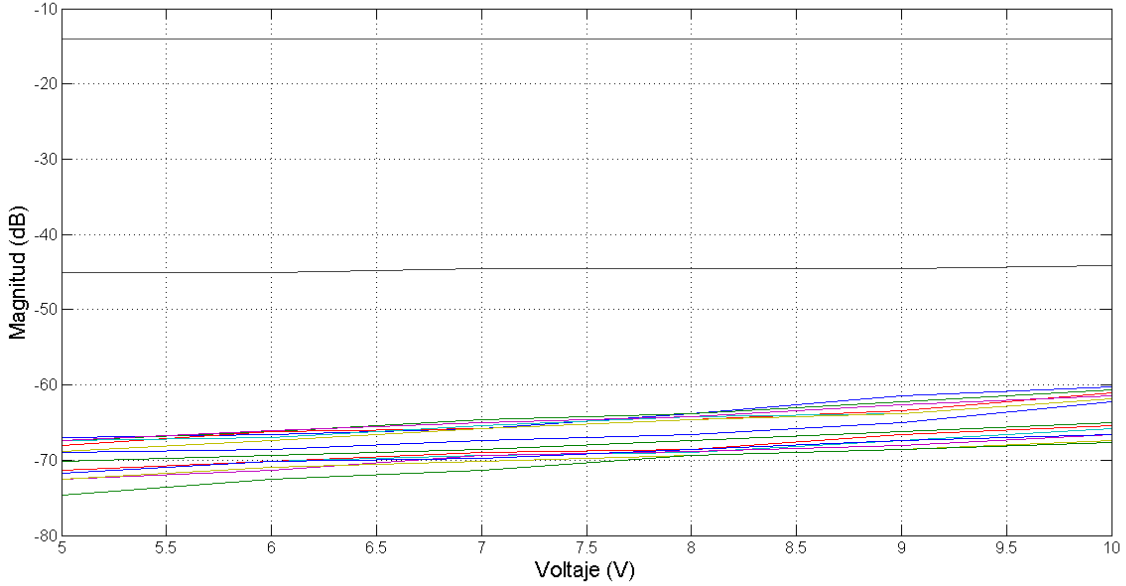


Figura 89: Respuesta del sensor ante diferentes intensidades de vibración en el eje X

Respuesta de Magnitud del tono de vibracion vs la intensidad de la vibracion (eje Y)

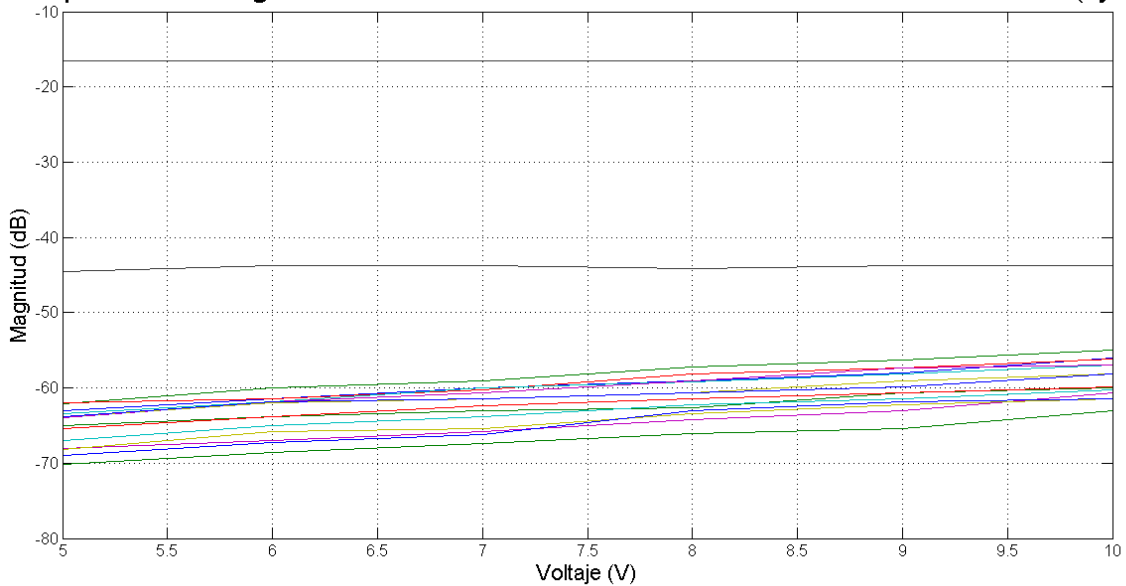


Figura 90: Respuesta del sensor ante diferentes intensidades de vibración en el eje Y

Si se pone más atención en las gráficas presentadas también se puede notar una respuesta en frecuencia de las intensidades de los tonos resultantes a la frecuencia de vibración ya que a frecuencias más altas se tienen tonos más altos, para que sea más evidente dicho comportamiento ahora se presentan los resultados graficando la frecuencia de vibración contra la intensidad del tono resultante en la Figura 91 y Figura 92 donde ahora se tiene una línea para cada intensidad de vibración inducida.

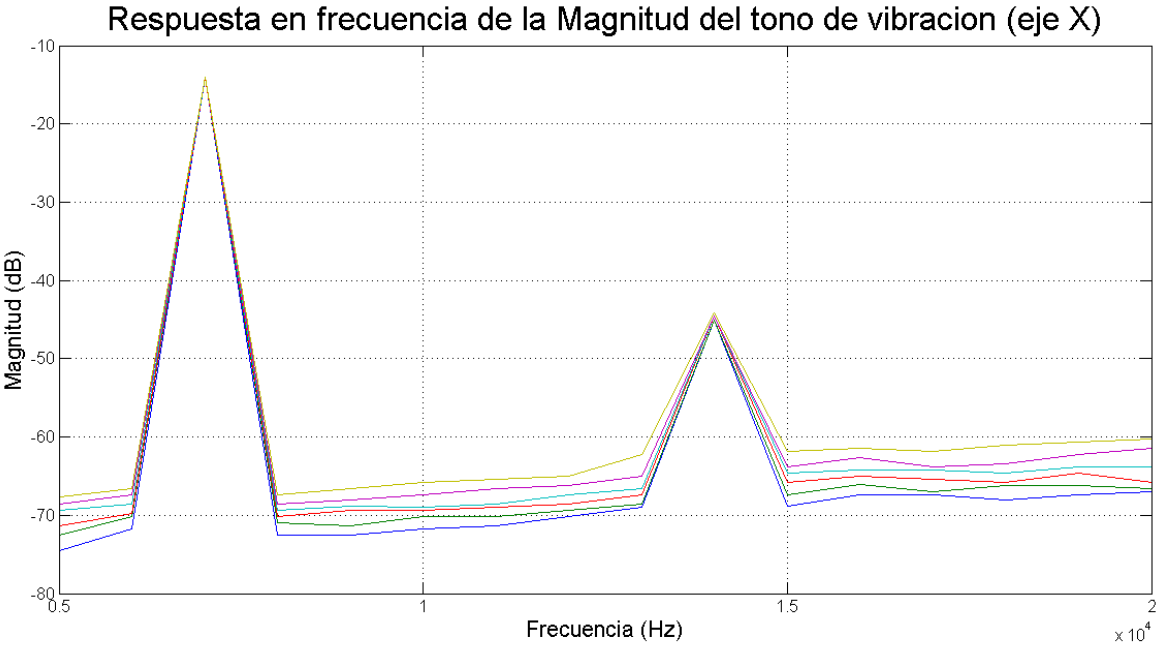


Figura 91: Respuesta en frecuencia del sensor con diferentes intensidades de vibración en el eje X

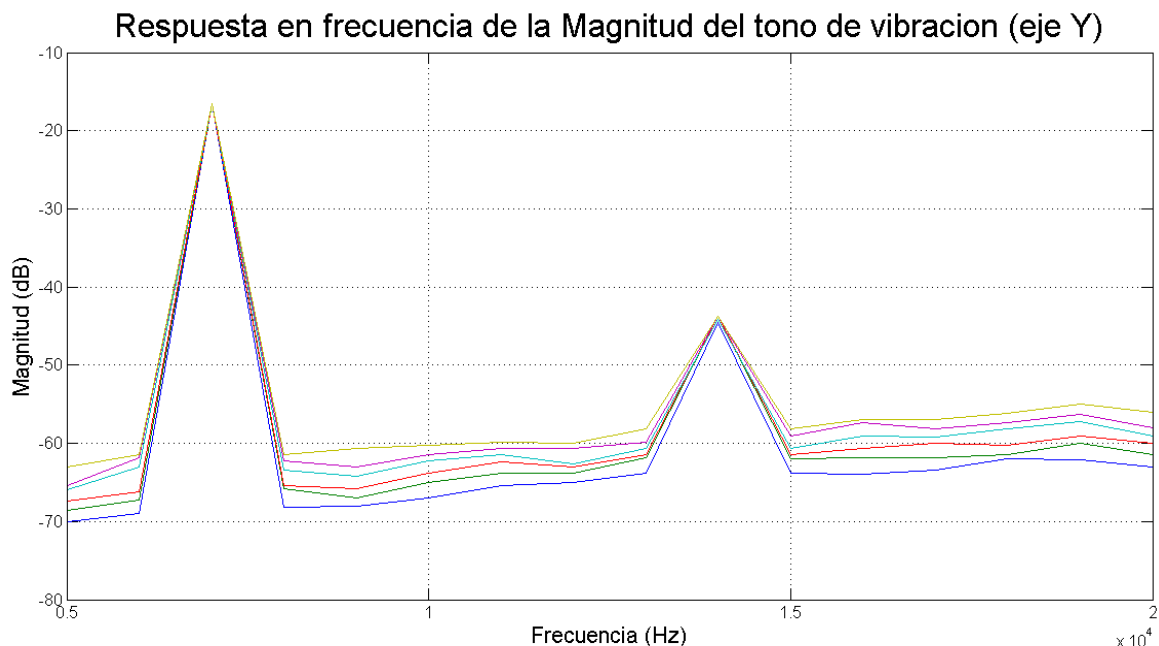


Figura 92: Respuesta en frecuencia del sensor con diferentes intensidades de vibración en el eje Y

Finalmente con estos resultados se comprueba la hipótesis del principio de funcionamiento utilizado para el diseño de la instrumentación del sensor, pero hay que recordar que éstas son las señales de salida de la etapa de acondicionamiento y por lo tanto se realizaron posteriormente las mediciones con el sistema de adquisición de datos a través de la interfaz gráfica de MATLAB.

Se obtuvieron resultados positivos ya que se logró detectar la frecuencia de vibración a través del tono en el espectro de la señal, pero no fueron los mejores ya que se carece de una buena repetitividad de resultados puesto que al hacer la adquisición de datos suele darse la situación en la que el tono de vibración es imperceptible.

En las mediciones se tiene el tono fundamental de la señal y sus armónicos, por otro lado en la Figura 93 se puede notar que los resultados son de menor calidad con respecto a los obtenidos mediante el osciloscopio (Figura 87), ésto se debe principalmente a la tasa de muestreo y la cantidad de muestras adquiridas pues hay que estar conscientes de que solo se pueden tomar 4000 muestras por ciclo de adquisición. Pero tomando en cuenta las limitaciones de los dispositivos utilizados para el sistema de adquisición de datos los resultados son bastante aceptables.

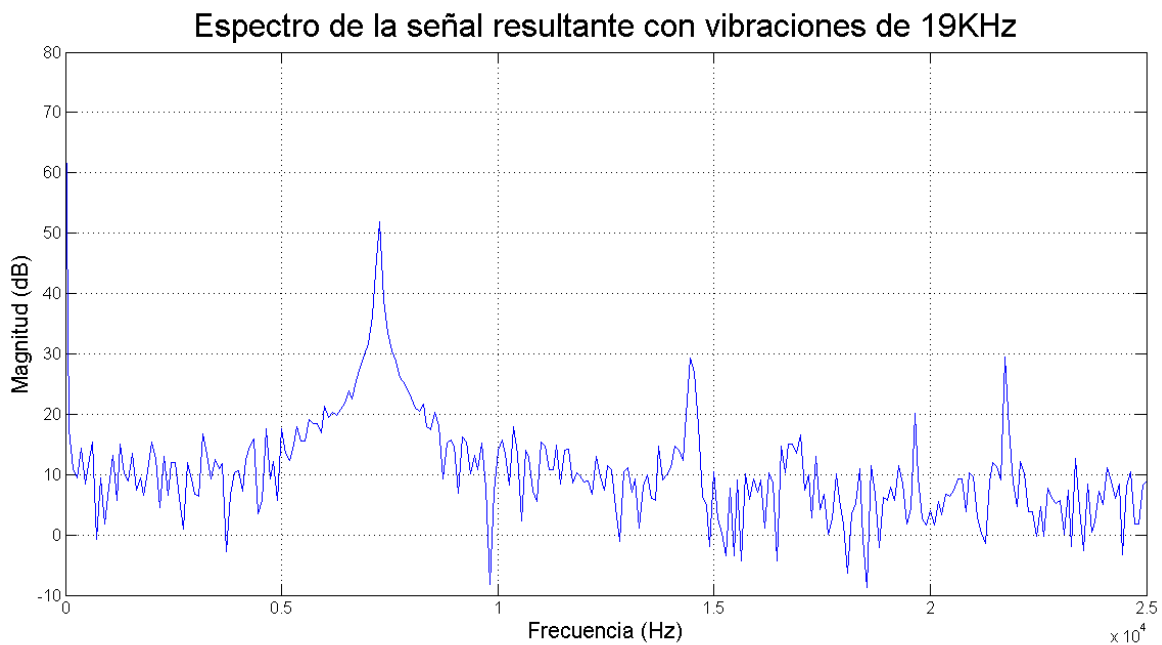


Figura 93: Espectro de la señal con vibraciones de 19KHz medida con el SAD

La instrumentación diseñada es funcional y tiene una respuesta bastante aceptable, sin embargo como cualquier circuito electrónico su funcionamiento tiene cierta dependencia con respecto a la temperatura, específicamente en el circuito de polarización debido a la dependencia del MOSFET con la temperatura, pues cuando ésta cambia se produce un ligero offset en la señal, ahora bien previniendo dicho efecto o error es por lo que se utiliza un DAC para el control del V_G pues como ya se vio a la señal también se le puede agregar

un offset cambiando este voltaje de modo que sería posible realizar una compensación, pero esta tarea esta fuera del alcance de este trabajo y solo se enfatiza la posibilidad como una ventaja del uso del circuito diseñado. Ahora bien solo se habla del MOSFET debido a que es el más susceptible y el que provoca errores notorios ya que en el resto de los circuitos no se notan perturbaciones.

CAPITULO 4. CONCLUSIONES

Este trabajo es una primera instrumentación del sensor en cuestión y se logró comprobar la hipótesis de la técnica de medición propuesta.

Los ΔR que genera el sensor al ser sometido a vibraciones son tan pequeños que no es posible cuantificarlos de una manera segura, pero si se puede deducir que son menores de $100\text{m}\Omega$ lo que equivale a tener cambios de resistencia del 0.0001% , puesto que la resistencia del sensor en reposo es de $9\text{K}\Omega$ aproximadamente. Ésto se sabe gracias a que dicha magnitud de ΔR fue la menor posible de detectar en las pruebas realizadas al circuito con la calibración mediante la que no se obtuvieron resultados positivos con el sensor, al recalibrar se pudieron detectar ΔR de $50\text{m}\Omega$ sin embargo es posible que se cuente con una resolución mayor pues dicha cantidad fue la mínima posible de generar para realizar las pruebas.

La resolución aun no es cuantificable pero es relativamente buena debido a las magnitudes tan pequeñas de ΔR que se detectaron, se puede decir que por lo menos es de $50\text{m}\Omega$. Dicha resolución se logró gracias a la técnica de medición en AC, pues en DC es muy difícil alcanzarla ya que las señales generadas por los cambios pueden mezclarse con el ruido y en consecuencia se pierde la información.

En la respuesta en frecuencia del sensor se pudo notar que trabaja mejor mientras la frecuencia de vibración es mayor pues los tonos resultantes en el espectro tienen mayores magnitudes mientras más alta sea la frecuencia de vibración. Este efecto puede tener origen en el funcionamiento mecánico, específicamente en la inercia del movimiento de las vigas, pues mientras más rápido se desplacen la inercia será mayor, provocando así un desplazamiento mayor al hacer los cambios de dirección.

Por otro lado se obtiene mejor respuesta del sensor cuando las vibraciones se dan en el eje paralelo de las vigas que en el perpendicular, en un principio se supondría que las vigas tienen mayor grado de libertad cuando se dan movimientos perpendiculares, pero hay que recalcar que las vigas del sensor se encuentran elevadas un poco lo que le da un grado de libertad mayor cuando se dan movimientos paralelos a ellas.

La respuesta del circuito de acondicionamiento fue bastante buena, es destacable la etapa de polarización propuesta ya que es una alternativa al uso del puente de Wheatstone el cual es el circuito más utilizado para la medición de sensores resistivos. El circuito propuesto tiene cierta similitud con el puente de Wheatstone pues hay que recordar que el MOSFET se está utilizando en la zona de triodo y por lo tanto el circuito puede ser visto como una rama del puente. Por otro lado es importante tomar en cuenta que el MOSFET utilizado es para

aplicaciones de control de cargas inductivas, entonces si se utiliza uno dedicado a señales la respuesta del sistema podría mejorar.

Una ventaja del circuito propuesto ante el puente es la facilidad de compensación pues el cambio de V_G provoca un offset en la señal, dicha característica puede ser aprovechada para manipular la señal a conveniencia, por ejemplo si se llegaran a tener cambios en la temperatura la señal V_{DS} se verá desplazada y entonces cambiando el V_G sería posible regresarla a su origen, el control de este voltaje se puede realizar fácilmente por medio de un DAC de modo que su valor puede ser controlado mediante sistemas digitales. Por supuesto tampoco es tan fácil como se plantea ya que se debe comprobar que la sensibilidad del circuito no cambie y si lo hace sería necesario idear una forma de mantener siempre constante la sensibilidad.

La resolución del sistema podría aumentarse si se incrementa la ganancia del circuito de amplificación pues no se usó en su máxima capacidad, incluso al filtro se le podría implementar una ganancia para mejorar aún más la medición, por supuesto hay que cuidar que el sistema no se sature para no perder información.

Al realizar las mediciones a través del sistema de adquisición de datos se tuvieron varias limitaciones, la más destacable se da en la baja repetibilidad de los resultados al obtener el espectro de la señal, pues en ocasiones no se llega a detectar el tono de vibración, sin embargo esto puede ser remediado mediante métodos estadísticos tomando varias mediciones para después promediarlas. Otra limitante fue el número de muestras que se tomaba por medición ya que para medir con mayor velocidad se prefirió guardar los resultados en la memoria RAM del μC lo cual limito al sistema a la capacidad de solo 4000 muestras, la medición podría mejorar si se logran tomar más muestras por ciclo. En cuanto a la resolución no se tuvo ningún problema pues con la que se trabajo fue suficiente, por otro lado sería bueno aumentar la tasa de conversión del ADC para obtener una mejor calidad de mediciones mediante un sobremuestreo.

Como se mencionó en un principio esta es la primer instrumentación del sensor y por lo tanto hay varios caminos de mejoras para el sistema. Uno bastante interesante es el probar otro tipo de MOSFET, específicamente uno dedicado a señales o incluso se podría desarrollar uno dedicado a esta aplicación para mejorar el funcionamiento lo más posible. Ahora bien también se podría integrar toda la instrumentación en un solo circuito integrado de modo utilice mucho menos espacio y pueda implementarse tan cerca del sensor que este llegue a convertirse en un sensor inteligente.

Otro camino bastante interesante sería desarrollar un sistema de compensación principalmente en función de la temperatura ya que es uno de los parámetros que más interviene en el funcionamiento de los circuitos electrónicos, pero gracias a la facilidad de manipulación de la señal sería posible compensar en función de otras cantidades físicas que perturben la medición.

También se puede trabajar en el SAD, específicamente en el μ C utilizado pues el sistema puede ser migrado a uno con mayor potencia para optimizar el proceso de recolección de datos, incluso sería interesante recurrir a un ARM ya que tienen mayor capacidad de procesamiento, mayor memoria que ayudaría a tomar un número más grande de muestras, cuentan con ADC's más rápidos de modo que se mejoraría la medición mediante el sobremuestreo de las señales y su capacidad de procesamiento permitiría suprimir el uso de la PC ya que podría realizar cálculo de la FFT sin problemas, incluso gracias a esta última característica descrita se aumentaría la velocidad del sistema ya que se suprimiría el mayor cuello de botella para la adquisición de datos que es la comunicación serial pues el ADC combinado con el acceso directo a memoria mejoraría drásticamente el funcionamiento.

Anexos

Anexo 1: Registros de Control del ADC contenido en el MSP430F5529

Registro ADC12CTL0

15	14	13	12	11	10	9	8
ADC12SHT1x				ADC12SHT0x			
rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)
7	6	5	4	3	2	1	0
ADC12MSC	ADC12REF2_5V	ADC12REFON	ADC12ON	ADC12OVIE	ADC12TOVIE	ADC12ENC	ADC12SC
rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)

Figura 94: Registro ADC12CTL0 del ADC contenido en el μ C MSP430F5529

Los bits ADC12SHT1X y ADC12SHT0X se utilizan para seleccionar el número de ciclos de reloj a utilizar para el periodo de muestreo y puede tomar valores de 4, 8, 16, 32, 64, 96, 128, 192, 256, 384, 512, 768 y 1024, esto se elige mediante cuatro bits de un '0x0' a '0xF' respectivamente.

El bit ADC12MSC se utiliza en el modo de toma de múltiples muestras y permite elegir entre esperar una señal de disparo para hacer una nueva conversión escribiendo un '0' o hacerla en cuanto la anterior haya terminado escribiendo un '1'.

El bit AD12REF2_5V permite seleccionar la referencia interna que tomara el ADC entre los valores 1.5 V con un '0' y 2.5V mediante un '1'.

El bit ADC12REFON es utilizado para encender el módulo de referencia interna del ADC escribiéndole un '1' a este bit.

El bit ADC12ON se utiliza para encender y apagar el ADC, si el valor es '1' se encuentra encendido de lo contrario el modulo estará apagado.

Los bits AD120VIE y ADC12TOVIE son para habilitar las interrupciones por desbordamiento del ADC, habilitándolas mediante la escritura de un '1' en cada bit.

El bit ADC12ENC permite habilitar el modulo del ADC con la escritura de un '1', si este bit contiene un '0' entonces el modulo se encontrara deshabilitado.

El bit ADC12SC es utilizado para iniciar una nueva conversión escribiendo en él un '1' y este bit se resetea automáticamente en cuanto se inicia la conversión.

Registro ADC12CTL1

15	14	13	12	11	10	9	8
ADC12CSTARTADDx				ADC12SHSx		ADC12SHP	ADC12ISSH
rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)
7	6	5	4	3	2	1	0
ADC12DIVx		ADC12SSELx		ADC12CONSEQx		ADC12BUSY	
rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	r-(0)

Figura 95: Registro ADC12CTL1 del ADC contenido en el μ C MSP430F5529

Los bits ADC12CSTARTADDx son utilizados para indicar el registro en el cual se almacenara el resultado de la conversión cuando opera en el modo de una sola conversión, pero en caso de que el modulo esté operando en modo de secuencia estos bits seleccionan el registro donde almacenar la primer conversión.

Los bits ADC12SHSx permiten seleccionar la fuente del bloque de muestreo y retención con el valor default 0x00 se selecciona el bit ADC12SC en cambio con algún otro valor se selecciona la señal de un timer.

El bit ADC12SHP selecciona si la señal el modo de pulso que ingresa al bloque de muestreo y retención, con un '0' se selecciona la señal de entrada de muestreo en cambio si contiene un '1' se selecciona la señal del timer de muestreo.

El bit ADC12ISSH es utilizado para invertir la señal de muestreo y retención, esto sucede si se escribe un '1' a este bit, de lo contrario la señal no será invertida.

Los bits ADC12DIVx seleccionan el divisor de reloj que se utiliza para la señal de muestreo, puede ser de 1 a 8 seleccionado con valores de '000' hasta '111' respectivamente.

El bit ADC12SSELx se utiliza para seleccionar la fuente de reloj del módulo, mediante un '00' se selecciona el ADC12OSC que en este caso es de 5 MHz, con un '01' es seleccionado el ACLK que regularmente es de 32 KHz, con un '10' el MCLK que es la frecuencia a la que trabaja el microcontrolador y finalmente con un '11' el SMCLK cuya frecuencia depende del MCLK y un pre-divisor.

Los bits ADC12CONSEQx selecciona el modo de operación del ADC, si el valor de estos bits es '00' el ADC hace una sola conversión de un canal específico, si es '01' mide distintos canales mediante una secuencia, si es '10' realiza conversiones repetidas de un canal específico y finalmente con un '11' realiza conversiones de distintos canales repetidamente mediante una secuencia.

El bit ADC12BUSY indica si el modulo se encuentra ocupado, si es un '0' significa que no se encuentra trabajando, en cambio se es un '1' entonces indica que el modulo se encuentra trabajando.

Registro ADC12CTL2

15	14	13	12	11	10	9	8
Reserved							ADC12PDIV
r-0	r-0	r-0	r-0	r-0	r-0	r-0	rw-0
7	6	5	4	3	2	1	0
ADC12TCOFF	Reserved	ADC12RES		ADC12DF	ADC12SR	ADC12REFOUT	ADC12REFBURST
rw-(0)	r-0	rw-(1)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)

Figura 96: Registro ADC12CTL2 del ADC contenido en el μ C MSP430F5529

El bit ADC12PDIV selecciona el valor del pre divisor del reloj con el que trabajara el modulo, si se escribe un '1' este toma el valor de cuatro en cambio con un '0' el valor del pre divisor es de uno.

El bit SDC12COFF permite encender o apagar el sensor de temperatura interno que tiene el microcontrolador, mediante un '0' este se encuentra prendido y en caso contrario se mantendrá apagado.

Los bits ADC12RES son utilizados para seleccionar la resolución del ADC, mediante '00' se selecciona una resolución de 8 bits con la cual una conversión tarda 9 ciclos de reloj, con '01' la resolución es de 10 bits y tarda 11 ciclos de reloj para realizar la conversión y con '10' la resolución corresponde a 12 bits y tarda 13 ciclos de reloj para completar una conversión.

El bit ADC12DF se utiliza para definir el formato en el que se entregaran los resultados de las conversiones del ADC, escribiendo un '0' se utiliza el formato de binario sin signo en cambio con un '1' el formato de los datos es complemento a dos.

El bit ADC12SR permite seleccionar la capacidad del buffer de referencia para la máxima tasa de muestreo, si este bit es '0' el buffer soporta aproximadamente 200 Ksps pero si es '1' el buffer soporta aproximadamente 50 Ksps.

El bit ADC12REFOUT permite poner el valor de referencia interna en los pines exteriores del microcontrolador correspondientes al Vref externo. Es posible tener la referencia al pin exterior si se escribe un '1' a este bit de lo contrario el valor de referencia no se encontrara en dichos pines.

El bit ADC12REFBURST permite tener el buffer de referencia encendido continuamente si se escribe un '0', pero si este bit es '1' el buffer de referencia se encuentra encendido solo durante el tiempo que esté trabajando el bloque de muestreo y retención.

En el registro ADC12MEMx se almacena el valor resultante de la conversión, el modulo contiene 16 registros como este numerados con el digito final de su nombre.

Registro AD12MCTLX

7	6	5	4	3	2	1	0
ADC12EOS	ADC12SREFx			ADC12INCHx			
rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw

Figura 97: Registro ADC12MCTLX del ADC contenido en el μ C MSP430F5529

El bit ADC12EOS indica mediante un '1' que la secuencia de conversiones ha terminado en caso de estar en dicho modo de funcionamiento, mientras la secuencia sigue siendo medida este bit se mantiene en '0'.

Los bits ADC12REFx permiten seleccionar los valores de referencia para la conversión, mediante el valor '000' se seleccionan AVCC y AVSS, con '001' VREF+ y AVSS, con '010' VeREF+ y AVSS, con '100' AVCC y (VREF- / VeREF-), con '101' VREF+ y (VREF- / VeREF-), con '110' VeREF+ y (VREF- / VeREF-).

Los bits ADC12INCHx son utilizados para seleccionar el canal de entrada que el ADC tomara para realizar la conversión.

Bibliografía

- [1] Jacob Fraden, *Handbook of Modern Sensors: physics, designs and applications*, Tercera ed. New York: Springer Science & Business Media, 2004.
- [2] John G. Webster, *The Measurement, Instrumentation and Sensors: Handbook.*: Springer Science & Business Media, 1998.
- [3] Ramón Pallás, *Sensores y Acondicionadores de Señal.*: Marcombo, 2004.
- [4] Thomas M. Adams and Richard A. Layton, *Introductory MEMS: Fabrication and Applications*, primera ed. New York: Springer, 2010.
- [5] Charles S. Smith, "Piezoresistance Effect in Germanium and Silicon," *Physical Review.*, pp. 42-49, 1953.
- [6] A. Alvin Barlian, Woo-Tae Park, Joseph R Mallon, Ali J. Rastegar, and Beth L. Pruitt, "Review: Semiconductor Piezoresistance for Microsystems," *Proceedings of the IEEE*, pp. 513-552, 2009.
- [7] Ricardo Bolaños Perez and Blanca Susana Soto Cruz, "Caracterización de un Sensor MEMS Tipo Serpentin Cantilever," BUAP, Puebla, Reporte Tecnico.
- [8] Max Chowanietz Martin Cockrill, "Laser Doppler vibrometry brings vibrational dynamics to 14th century mechanics," *Laser Focus World*, pp. 65-69, 2017.
- [9] Marvin H. M. Cheng Ezzat G. Bakhoun, "Ultrahigh-Sensitivity Pressure and Vibration Sensor," *IEEE Sensors Journal*, pp. 3288 - 3294, 2011.
- [10] John G. Webster, *The Measurement, Instrumentation and Sensors: Handbook.*: Springer Science & Business Media, 1999.
- [11] William D. Cooper and Albert D. Helfrick, *Electrónica Moderna y Técnicas de Medición.*: Prentice Hall, 1991.
- [12] Bonnie Baker, *A Baker's Dozen Real Analog Solutions for Digital Designers.*: Elsevier-Newnes, 2005.
- [13] Giuseppe Ferri and Nicola Guerrini, "A Novel CMOS Temperature Control System for Resistive Gas Sensor Arrays," Universitat di L'Aquila, L'Alquila, 2003.
- [14] Andrea De Marcellis and Candid Reig, "A Novel Current-Based Approach for Very Low Variation Detection of Resistive Sensors in Wheatstones Bridge Configuration,"

Andrea De Marcellis and Candid Reig, "A Novel Current-Based Approach for Very Low Variation Detection of Resistive Sensors in Wheatstones Bridge Configuration," Universitat of L'Alquila, University of Valencia, 2014.0 Anexo 1: Registros de Control del ADC contenido en el MSP430F5529
Universitat of L'Alquila, University of Valencia, 2014.

- [15] Alessandro Depari and Alessandra Flammini, "A New and Fast-Readout Interface for Resistive Chemical Sensors," pp. 1276-1283, 2010.
- [16] J. Revuelto and B. Calvo, "A Circuit Interface for Resistive Sensors," pp. 316-319, 2009.
- [17] Tarikul Islam and Lokesh Kumar, "Relaxation Oscillator-Based Active Bridge Circuit for Linearly Converting Resistance to Frequency of Resistive Sensor," pp. 1507-1513, 2013.
- [18] V. Ferrari and C. Ghidini, "Oscillator-based signal conditioning for resistive sensors," Università degli Studi di Brescia, Brescia, 1997.
- [19] Ferran Reverter and Óscar Casas , "Interfacing Differential Resistive Sensors to Microcontrollers: A Direct Approach," pp. 3405-3410, 2009.
- [20] E. Sifuentes and O. Casas, "Improved Direct Interface Circuit for Resistive Full- and Half-Bridge Sensors," Universitat Pólitecnica de Catalunya, Autonomus University of Ciudad Juarez, Mexico, 2007.
- [21] Ponnalagu Ramanathan Nagarajan and Bobby George, "A Direct-Digital Converter for Resistive Sensor Element in Bridge Configuration," pp. 516-519, 2013.
- [22] Adel Sedra and Kenneth C. Smith, *Dispositivos Electronicos y Amplificacion de Señales.*: McGraw Hill, 1991.
- [23] Behzad Razavi, *Fundamentals of Microelectronic.*: John Wiley & Sons Inc, 2006.
- [24] Matthew N. O. Sadiku and Charles K. Alexander, *Fundamentos de Circuitos Electricos.*: McGraw Hill, 2006.
- [25] Franco Maloberti, *Data Converters.* Pavia University, Italy: Springer, 2007.
- [26] Texas Instruments, Understanding Data Converters, 1999.
- [27] Richard G. Lyons, *Undertanding Digital Signal Processing.*: Prentice Hall PTR, 2001.
- [28] IEEE STANDARDS ASSOCIATION, IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog to Digital Converters, Enero 14, 2011.

[29]0 Anexo 1: Registros de Control del ADC contenido en el MSP430F5529

[29] Dimitris G. Manolakis John G. Proakis, *Tratamiento Digital de Señales.*: Prentice Hall, 2007.

[30] Vishay Siliconix, IRF540, 2017.

[31] Texas Instruments, MSP430x5xx and MSP430x6xxx Family, User's Guide, 2016.

[32] Volker Kempe, *Inertial MEMS Principles and Practice.*: Cambridge, 2011.