

Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de Ingeniería

**SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PARA SEÑALES
ULTRASÓNICAS CON FPGA PARA MEDICIÓN DE
VELOCIDAD MEDIANTE EFECTO DOPPLER**

Tesis

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de:

Maestra en Ciencias en Mecatrónica

Presenta:

Ing. Guadalupe Aguilar Cerda

Dirigido por:

Dr. Luis Morales Velázquez



Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de Ingeniería
Maestría en Ciencias Mecatrónica

Sistema de adquisición de datos para señales ultrasónicas con FPGA para
medición de velocidad mediante efecto Doppler

Opción de titulación
Tesis

Que como parte de los requisitos para obtener el Grado de
Maestría en Ciencias Mecatrónica

Presenta:

Ing. Guadalupe Aguilar Cerda

Dirigido por:

Dr. Luis Morales Velázquez

Dr. Luis Morales Velázquez
Presidente


Firma

Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos
Secretario


Firma

Dr. Jesús Rooney Rivera Guillén
Vocal

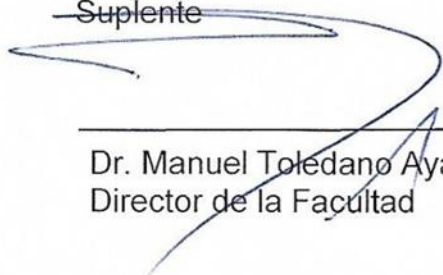

Firma

Dr. Juan Primo Benítez Rangel
Suplente

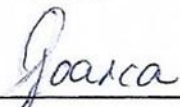

Firma

Dr. Arturo Yosimar Jaen Cuellar
Suplente


Firma



Dr. Manuel Toledano Ayala
Director de la Facultad



Dra. Ma. Guadalupe Flavia Loarca Piña
Directora de Investigación y Posgrado

RESUMEN

La medición de la velocidad en actuadores lineales ha ido en aumento, el uso de sensores que permitan la medición de la misma con una alta resolución es cada vez más común, por lo que el desarrollo de nuevas técnicas para lograr ese fin es uno de los tantos retos de la ciencia y la tecnología. En la actualidad, es necesario que la tecnología aporte herramientas y mediciones de variables precisas y con alta resolución, además de utilizar sensores que sean de no contacto y no interfieran en la cinemática de los actuadores, todo ello con el fin de otorgar información confiable y relevante para su posterior estudio.

Existe una gran cantidad de sensores y técnicas para la medición de la velocidad, pero no todas son adecuadas debido a que se requiere el uso de dos o más sensores acoplados para la obtención de la velocidad, además de ello, las técnicas utilizadas necesitan un mayor procesamiento, lo que da como resultado una mayor pérdida de información y error al momento de procesar dicha información.

En este trabajo se presenta el diseño y construcción de un sistema de adquisición de datos para señales ultrasónicas con FPGA, dirigido a la medición de velocidad en actuadores lineales, utilizando el fenómeno del efecto Doppler que se presenta cuando el actuador lineal se encuentra en movimiento, así como un algoritmo de procesamiento que detecte la frecuencia para poder hacer la estimación de la velocidad.

(Palabras clave: **Velocidad, efecto Doppler, ultrasonido, medición, alta resolución, FPGA**).

SUMMARY

“The measurement of speed in linear actuators has been increasing in the last years, the use of sensors that allow speed measurement with a high resolution is has been more commonly used, the development of new techniques to improve this is one of the challenges of science and technology. Nowadays, the technology must provide capable tools and techniques to accurate measure variable with a high resolution, besides the use of non-contact sensors to avoid interfering with the kinematics of the actuators, all this in order to provide reliable and relevant information for further study.

There is a large number of sensors and techniques for speed measurement, but not all of them are adequate because they require the use of two or more sensors to obtain the speed, furthermore, commonly used techniques requires a lot of processing, resulting in delays to obtain information or even loss which can be propagated as an error in to the system

This paper introduces the design and construction of a data acquisition system for ultrasonic signals using a FPGA device, oriented to measure the speed in linear actuators, based on the Doppler effect phenomenon that occurs when the linear actuator is in motion, as well as a processing algorithm that detects the to estimate the actuators speed”.

(Key words: **Speed, Doppler effect, ultrasound, measurement, high resolution, FPGA**).

“A mis padres que con todo su cariño y esfuerzo me han apoyado incondicionalmente a lo largo de mi vida. “

AGRADECIMIENTOS

Doy gracias a Dios por haberme regalado la vida y permitirme llegar a esta etapa tan importante de mi vida, y con cada amanecer que me brinda, tener una nueva oportunidad de hacer las cosas bien y ayudar a los demás.

A mi familia, en especial a mis padres Bertha Cerda González y Arturo Aguilar García por haberme dado la vida y darme ejemplos dignos de superación y entrega para seguir adelante y ver culminada otra meta. Siendo a quienes más admiro, amo y respeto por su apoyo y amor brindado durante mi formación académica y más aún por darme sus consejos, valores y principios a lo largo de mi vida sin pedir algo a cambio, siendo la base de lo que hoy soy como persona.

A mi novio Tony quien es una persona muy especial en mi vida, ya que ha compartido más de 10 años a mi lado en esta travesía llamada vida, con quien he compartido los más hermosos momentos de mi vida, por haberme brindado su paciencia, ayuda y apoyo incondicional en todos los aspectos, comprensión, amor y su cariño durante todo este tiempo

A mi asesor Dr. Luis Morales Velázquez por la infinita paciencia que me tuvo en la realización de este proyecto y por siempre estar en completa disposición de ayudar brindándome su tiempo, gracias a su apoyo, sus valiosos conocimientos y consejos conseguí culminar esta etapa de formación académica.

Al Dr. Roque A. Osornio Ríos por brindarme la oportunidad y confianza de realizar mis estudios de posgrado en la UAQ, poniendo sus conocimientos y tiempo a mi disposición a lo largo de mi estancia en la universidad.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACyT por el apoyo económico proporcionado a través de la beca No. 258057, para la realización de mis estudios de posgrado en la Universidad Autónoma de Querétaro.

A la Universidad Autónoma de Querétaro, por brindarme la oportunidad de realizar mis estudios y proporcionarme las herramientas y el apoyo necesario para el desarrollo de este trabajo.

A todos mis compañeros y amigos Jessi, Corro, José Luis, Arturo, Emmanuel, con quienes compartí esta aventura, por su apoyo brindado para salir adelante y por todos los buenos momentos que pasamos llenos de risas.

A mis profesores y personal de la universidad, por compartir con nosotros su experiencia y conocimiento.

A los directivos, encargados de talleres y personal de la facultad de Ingeniería por el apoyo brindado y el gran esfuerzo que realizan para formar mejores profesionistas en profesional, pero sobre todo en lo personal.

Gracias Totales.

TABLA DE CONTENIDOS

1.	INTRODUCCIÓN	1
1.1	Antecedentes	1
1.2	Hipótesis y objetivos	3
1.2.1	Hipótesis	3
1.2.2	Objetivo general	3
1.2.3	Objetivos Particulares	3
1.3	Descripción del problema.....	4
1.4	Justificación	5
2.	FUNDAMENTACION TEÓRICA	5
2.1	Efecto Doppler	5
2.1.1	Fuente estacionaria, detector en movimiento	7
2.1.2	Detector estacionario, fuente en movimiento	11
2.1.3	Aplicaciones.....	12
2.2	Ultrasonido	13
2.2.1	Generación del Ultrasonido	14
2.2.2	Sensores ultrasónicos.....	15
2.3	Cómputo reconfigurable.....	17
2.3.1	FPGAs	17
2.3.2	VHDL	19
2.4	Filtros	21
2.4.1	Filtro pasa-baja	21
2.4.2	Filtro pasa-alta	22
2.4.3	Filtro pasa-banda	22
2.4.4	Filtro rechaza-banda	23

2.4.5	Filtros analógicos	23
2.4.6	Filtros digitales	24
2.4.6.1	Filtro FIR.....	24
2.4.6.2	Filtro IIR.....	25
2.5	Sistema de Adquisición de Datos	27
2.5.1	Sensores.....	27
2.5.2	Dispositivo DAQ.....	28
2.6	Técnicas para detección de frecuencia.....	29
2.6.1	Cruce por cero	29
2.6.2	Transformada Chirp-Z.....	29
2.7	CORDIC (COORDINATE ROTATION DIGITAL COMPUTER).....	31
3.	METODOLOGÍA	33
3.1	Actuador lineal	35
3.2	Sensores Ultrasónicos	35
3.3	Acondicionamiento de la señal	36
3.4	Sistema de adquisición de datos	39
3.4.1	Esquemático	40
3.4.1.1	Alimentación.....	40
3.4.1.2	Convertidor analógico – digital	41
3.4.1.3	Convertidor digital – analógico	44
3.4.1.4	Módulo FPGA Spartan 3EXC3S1600.....	46
3.4.1.5	Entradas / Salidas digitales	47
3.4.2	Placa de circuito impreso (PCB)	47
3.4.2.1	Capa superior.....	48
3.4.2.2	Capa inferior.....	48
3.4.3	Diseño final	49
3.5	FPGA	51

3.6	Implementación en VHDL	52
4.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	53
4.1	Simulación	53
4.1.1	Generación de señales sintéticas	54
4.1.2	Cruce por cero	54
4.1.3	Transformada Chirp-Z.....	55
4.1.4	Comparación de técnicas	56
4.1.5	Análisis estadístico	57
4.2	Experimentación	58
4.2.1	Acondicionamiento de la señal	59
4.2.2	Pruebas	60
4.2.3	Análisis estadístico	63
5.	CONCLUSIONES Y PROSPECTIVAS	64
5.1	CONCLUSIONES	65
5.2	PROSPECTIVAS.....	66
6.	REFERENCIAS.....	68
7.	ANEXOS	71

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Detector D en movimiento hacia la Fuente S. Fuente: Walker 2013.	7
Figura 2.2 Los frentes de onda en dirección a la derecha pasan y alcanzan al detector D estacionario, se mueven una distancia vt en un tiempo t Fuente: Walker 2013	8
Figura 2.3 Los frentes de ondas viajan hacia la derecha con dirección al detector D , en un tiempo t con una distancia vt . En cambio el detector se mueve hacia la izquierda en un tiempo t con una distancia vDt Fuente: Walker 2013	9
Figura 2.4 La fuente en movimiento hacia el Detector D Fuente: Walker 2013	11
Figura 2.5 Espectro en frecuencia de las ondas sonoras Fuente: Maldovan 2013	14
Figura 2.6 Generación de ondas ultrasónicas Fuente: UAQ 2016	14
Figura 2.7 Estructura interna de un transductor ultrasónico	15
Figura 2.8 Configuración de sensor ultrasónico tipo sonar	16
Figura 2.9 Configuración de sensor ultrasónico tipo barrera	17
Figura 2.10 Arquitectura básica de un FPGA	19
Figura 2.11 Diagrama a bloques de las entidades de VHDL Fuente: UAQ, 2016 .	21
Figura 2.12 Respuesta en frecuencia de un filtro pasa - bajas.....	22
Figura 2.13 Respuesta en frecuencia de un filtro pasa - altas.....	22
Figura 2.14 Respuesta en frecuencia de un filtro pasa - banda	23
Figura 2.15 Respuesta en frecuencia de un filtro rechaza - banda	23
Figura 2.16 Diagrama esquemático de un filtro pasa - bajas	24

Figura 2.17 Estructura básica de un filtro de respuesta finita al impulso.....	25
Figura 2.18 Estructura básica de un filtro de respuesta infinita al impulso	26
Figura 2.19 Sistema de adquisición de datos.....	27
Figura 2.20 Cruce por cero	29
Figura 2.21 Cambio de rotación a pseudo-rotación.....	32
Figura 3.1 Diagrama de la metodología propuesta	34
Figura 3.2 Actuador lineal marca OPENBUILDS con carrera máxima de 200mm	35
Figura 3.3 Montaje de los sensores ultrasónicos en configuración tipo barrera en el actuador lineal.....	36
Figura 3.4 Circuito de acoplamiento para el emisor ultrasónico	37
Figura 3.5 Acondicionamiento del emisor ultrasónico	38
Figura 3.6 Circuito de acondicionamiento para receptor ultrasónico.....	38
Figura 3.7 Acondicionamiento del receptor ultrasónico.....	39
Figura 3.8 Circuito de configuración para el convertidor DCP010505.....	41
Figura 3.9 Circuito de configuración para el regulador de voltaje LM7805.....	41
Figura 3.10 Circuito de configuración para el convertidor analógico - digital ADS7862	42
Figura 3.11 Circuito de configuración para los canales de entrada analógicos.....	43
Figura 3.12 Circuito de configuración para el bus SN74LVCC4245A	43
Figura 3.13 Circuito de configuración para el amplificador operacional AD8138 (para cada uno de los canales)	44

Figura 3.14 Circuito de configuración para el convertidor digital - analógico DAC7565	45
Figura 3.15 Circuito de configuración para los canales de salida analógicos	45
Figura 3.16 Circuito de configuración para el amplificador operacional OPA703 (para cada uno de los canales)	46
Figura 3.17 Configuración del módulo para FPGA Spartan 3EXC3S1600.....	47
Figura 3.18 Configuración para las entradas / salidas digitales	47
Figura 3.19 Capa superior del Pcb.....	48
Figura 3.20 Capa inferior del Pcb.....	49
Figura 3.21 Vista superior de la tarjeta del sistema de adquisición de datos	50
Figura 3.22 Vista inferior de la tarjeta del sistema de adquisición de datos	51
Figura 3.23 Plataforma para el desarrollo de sistemas embebidos DUA-3	52
Figura 3.24 Diagrama a bloques de la descripción en VHDL.....	53
Figura 4.1 Señal senoidal sintética generada con una frecuencia ultrasónica de 40 kHz	54
Figura 4.2 Espectro de la Transformada Chirp-Z (Señal Pura)	55
Figura 4.3 Espectro de la Transformada Chirp- Z (Señal con Poco Ruido)	56
Figura 4.4 Espectro de la Transformada Chirp- Z (Señal con Ruido).....	56
Figura 4.5 Comparativa de error de las técnicas de cruce por cero y Transformada-Z Chirp para las 3 señales sintéticas generadas.....	57
Figura 4.6 Sensores ultrasónicos adaptados al actuador lineal	59
Figura 4.7 Diseño física de la tarjeta de acondicionamiento de señal.....	60

Figura 4.8 Diseño del PCB para el acondicionamiento de señal.....	60
Figura 4.9 Error entre la velocidad real y la velocidad medida	61
Figura 4.10 Gráfica de velocidades en el actuador lineal.....	62

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Diferencias entre CPLDs y FPGAs Maxinez, 2014.....	18
Tabla 2.2 Parámetros de los sensores.....	28
Tabla 4.1 Parámetros obtenidos de las gráficas de error para el detector de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp.	58
Tabla 4.2 Parámetros de las pruebas realizadas	61
Tabla 4.3 Análisis estadístico	64
Tabla 7.1 Parámetros obtenidos de las gráficas de error para el cruce por cero. .	83

1. INTRODUCCIÓN

Uno de los principales problemas enfocados a la medición de la velocidad en actuadores lineales es que la medición sea con una alta resolución, además el tema se vuelve un tema complejo cuando se habla de que el rango de mediciones de velocidad en los actuadores lineales es bastante pequeño, por ello es importante la selección de los sensores que serán utilizados para dicha medición y que permitan detectar y medir pequeñas variaciones de velocidad. De tal manera que la investigación tecnológica se ha enfocado a diseñar nuevas técnicas y el uso de otro tipo de sensores para la medición de la velocidad.

El presente trabajo se enfoca a la medición de la velocidad en actuadores lineales con el propósito de escalar la investigación al área de interferometría, para ello es importante seleccionar la técnica adecuada que de una alta resolución en dicha medición además el desarrollo en sistema de adquisición de datos que sea capaz de detectar señales ultrasónicas así como la medición de pequeñas variaciones de frecuencia, debido a que la frecuencia tiene una estrecha relación con la velocidad debido al fenómeno del efecto Doppler.

1.1 Antecedentes

En la actualidad, los actuadores lineales son de gran importancia en la industria, ya que son ampliamente utilizados en aplicaciones mecatrónicas, debido a que son dispositivos que pueden realizar tareas específicas en su mayoría físicas que deben ser controladas. Las tareas a realizar pueden ser de manera lineal o rotativa, lo cual depende de la aplicación específica (Carit et al, 2002). Los procesos industriales requieren una gran precisión para el control de la posición y movimiento por parte de los actuadores, por ello, es importante la medición y monitoreo de determinados parámetros como lo son la posición, velocidad, aceleración (Rubio et al, 2007). Por ello, la industria se ha visto forzada a la implementación de técnicas

sofisticadas para la medición de parámetros en base a los requerimientos que demandan una gran competitividad y calidad, que den como resultado una mayor eficiencia, menor costo y mayor precisión. Nuevas propuestas para utilizar ondas electromagnéticas como sondas exploradoras (Marconi, 1922) para la inspección remota ha dado lugar a la implementación de nuevas tecnologías. Desde el descubrimiento del efecto Doppler (1842), las tecnologías para la medición y detección de parámetros utilizando este efecto han tenido un gran auge. El espectro Doppler obtenido a partir del desplazamiento en la frecuencia de la incidencia del haz láser que incide cuando hay movimiento en objetos sólidos o dispersores en los flujos de fluidos, se ha utilizado desde el inicio de los láseres para fines de detección (Cumins, 1964) incluidos la velocimetría, flujometría, y en aplicaciones biomédicas (Mowla et al, 2013). Utilizando la relación lineal entre la velocidad y el desplazamiento de frecuencias Doppler, es posible implementar un método e instrumento para medir el coeficiente de la velocidad ultrasónica, se asegura la exactitud de la medición empleando la Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform, FFT) para calcular el desplazamiento en frecuencias (Huang, 2011). Se ha tenido un gran interés en este descubrimiento, el cual tiene su mayor aplicación en el área médica, trabajos de investigación han comprobado que es posible la detección de flujo sanguíneo bajo el cráneo mediante el efecto Doppler (Nakamura et al, 2011). La creación de un anemómetro láser permite medir velocidades de fluidos sin interferir en la dinámica de estos. Su principio de funcionamiento se basa en la interferencia producida por partículas suspendidas en el fluido que dispersan la onda electromagnética proveniente de un haz láser (López, 2008). La mayoría de las investigaciones y trabajos realizados sobre la utilización del efecto Doppler por ultrasonido para la medición, van enfocadas al área médica (ecografía, detección de flujo sanguíneo, contabilización de glóbulos rojos). Otros trabajos sobre la medición de la velocidad, la obtienen de una manera indirecta, es decir, a partir de algún otro parámetro como puede ser de la posición y derivándola o bien, integrando la aceleración. Por otra parte, las investigaciones asociadas a velocimetría Doppler (para medición de fluidos, ya sean líquidos o

gaseosos) utilizan la técnica de medición mediante láser (interferómetros), no se han encontrado trabajos que utilicen el ultrasonido. En cuanto a la adquisición de datos, la información no puede ser procesada en línea. Por ello, en el presente proyecto de investigación, se propone obtener la velocidad con una técnica que sea directa, es decir, sin que se tenga que obtener la velocidad a partir de algún otro parámetro. Así mismo esa obtención se propone sea utilizando el ultrasonido, en vez de un haz de láser. La adquisición de la información se podrá realizar mediante el Bus Universal en Serie (Universal Serial Bus, USB). Finalmente, para complementar el trabajo de investigación, se realizarán pruebas reales de campo con un actuador lineal.

1.2 Hipótesis y objetivos

1.2.1 Hipótesis

Mediante el desarrollo de un sistema de adquisición de datos para el procesamiento de señales en el rango ultrasónico, es posible la detección de la frecuencia y posterior medición de velocidad en actuadores lineales, la implementación de las técnicas para la medición de la frecuencia se llevará a cabo en un dispositivo FPGA.

1.2.2 Objetivo general

Determinar la velocidad de la corredera lineal con un método de no contacto en actuadores lineales utilizando ultrasonido y efecto Doppler con la finalidad de tener una medición con una alta resolución.

1.2.3 Objetivos Particulares

Los objetivos particulares para el presente trabajo se describen a continuación:

- Diseñar y construir un equipo de alta velocidad utilizando dispositivos con tecnología FPGA que sean capaces de alcanzar una frecuencia de muestreo igual o mayor a 1 millón de muestras por segundo.
- Diseñar un sistema de adquisición de datos basada en una tarjeta de circuito impreso (*Printed Circuit Board*, PCB) para la medición de la velocidad en actuadores lineales.
- Diseñar un equipo funcional con tecnología propia que sea de alto desempeño para una posible implementación en equipos industriales.
- Realizar pruebas de validación de mediciones del sistema, en relación a los resultados obtenidos con un equipo de referencia y verificar si se encuentran dentro del rango deseado.
- Implementar módulos en tiempo real mediante lenguaje de descripción de Hardware VHSIC (VHSIC Hardware Description Language, VHDL) para mejorar y optimizar la velocidad de procesamiento del sistema.
- Simular y probar individualmente cada una de las etapas del sistema antes de la integración en un prototipo final con el cual se realizarán pruebas de validación con el actuador lineal.
- Diseñar una interfaz gráfica en la PC para el sistema de adquisición de datos, implementada en lenguaje C/C++ que permita la comunicación con el usuario.

1.3 Descripción del problema

El principal inconveniente en la medición de velocidad en el sistema mecánico de estudio es que el rango de velocidad a medir es muy pequeño, estando este entre los 50mm/min a 1000mm/min. Ahora bien, el sistema cuenta con sensores ultrasónicos para dicho propósito, debido a que uno de los sensores se encuentra como una fuente fija y el otro móvil, al estar en movimiento la platina, se presenta el

fenómeno de efecto Doppler, el cual consiste en el cambio aparente de la frecuencia percibida por el receptor, este cambio en la frecuencia aumenta o disminuye dependiendo si se acerca o se aleja de la fuente emisora de la señal. Si el receptor se mueve hacia la fuente sonora, la frecuencia aumenta, por el contrario, si se aleja de ella, esta disminuye. Así que con el fin de obtener una alta resolución en la medición, es necesario, un sistema de adquisición de datos que permita detectar pequeñas variaciones de frecuencia, además de una técnica de procesamiento que detecte la frecuencia para poder hacer la estimación de la velocidad.

1.4 Justificación

La principal motivación para el desarrollo de esta investigación es demostrar que con el uso de sensores ultrasónicos es posible la medición de la velocidad, además de que la medición se realiza con una alta resolución, lo cual significa que el sistema es capaz de detectar pequeñas variaciones, esto debido al desarrollo de un sistema de adquisición de datos que permite la medición de señales en el rango ultrasónico para su posterior procesamiento.

Una de las principales limitantes del sistema es que la distancia mínima o máxima a detectar está en función de los sensores ultrasónicos, pero esto se puede solucionar al incluir otro tipo de sensores con una mayor resolución, utilizando el mismo principio de funcionamiento.

El aporte principal de este trabajo de investigación es la propuesta de un sensor para la medición de la velocidad, el cual consta de una técnica que permita hacer el cálculo de estimación de frecuencia para obtener la velocidad a una alta resolución en el rango esperado y el diseño de un sistema de adquisición de datos que sea capaz de medir señales ultrasónicas. Como trabajo futuro se pretende escalar este proyecto al área de estudio de Interferometría.

2. FUNDAMENTACION TEÓRICA

2.1 Efecto Doppler

El físico, astrónomo y matemático Christian Doppler después de realizar varias observaciones de los fenómenos de la naturaleza describió un fenómeno en 1842, conocido ahora como el efecto Doppler. Propuso este efecto en 1842 en su tratado *Über das farbige Licht der Doppelsterne und einige andere Gestirne des Himmels* (Sobre el color de la luz en estrellas binarias y otros astros) (Evans, 2000). Es válido no sólo para las ondas de sonido, sino también para ondas electromagnéticas, como microondas, ondas de radio y luz visible. Este fenómeno es la base de la instrumentación Doppler ultrasónica. El efecto Doppler es un fenómeno en el cual se observa un cambio aparente en la frecuencia de una onda, debido al movimiento relativo ya sea de la fuente de ondas o del receptor. Consiste en la medición de velocidades de una fuente S (onda sonora) y un detector D (onda relativa) ya sea en una dirección opuesta o directa entre sí (Walker, 2013). Si el detector o la fuente están en movimiento, o ambos, la frecuencia emitida f y la frecuencia detectada f' están dadas por la siguiente ecuación:

$$f' = f \frac{v \pm v_D}{v \pm v_S} \quad (1)$$

Donde v es la velocidad del sonido a través del aire y v_D la velocidad relativa del detector en el aire y v_S es la velocidad relativa de la fuente en el aire. Los signos \pm se escogen en base a la siguiente regla: Cuando el movimiento del detector y la fuente es hacia el otro, el signo de su velocidad debe dar un desplazamiento hacia arriba en frecuencia, por el contrario cuando el movimiento del detector y la fuente es contrario, el signo de su velocidad debe dar un desplazamiento hacia abajo en frecuencia. Debido a estas situaciones, se tienen 2 variantes de la ecuación general de Doppler

- Cuando D se mueve en relación al aire y S es estacionaria en relación al aire. El movimiento cambia la frecuencia a la que D intercepta ondas y por lo tanto cambia la frecuencia de la onda de sonido
- Cuando S se mueve en relación al aire y D es estacionaria en relación al aire, el movimiento cambia la longitud de onda del sonido y cambia la frecuencia detectada

2.1.1 Fuente estacionaria, detector en movimiento

En la figura 2.1 el Detector D (representado por un oído) se está moviendo a una velocidad v_D hacia la Fuente estacionaria S que emite ondas esféricas, de una longitud de onda λ y frecuencia f , que se mueven a una velocidad v del sonido en el aire. La frecuencia detectada por D es la velocidad a la que intercepta las longitudes de onda individuales. El detector sensa una frecuencia f' que es más alta que f debido al movimiento.

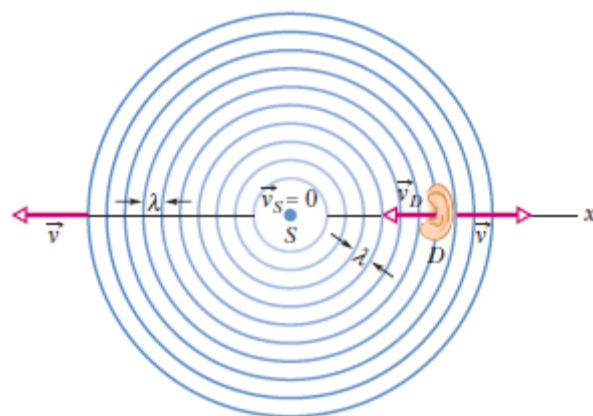


Figura 2.1 Detector D en movimiento hacia la Fuente S . Fuente: Walker 2013.

Ahora como se muestra en la figura 2.2, suponiendo que D es estacionaria, en el tiempo t , los frentes de onda se mueven hacia la derecha una distancia v_t . El número de longitudes de onda en la distancia v_t es el número de longitudes de onda interceptado por D en el tiempo t , ese número está representado por

$$\frac{vt}{\lambda} \quad (2)$$

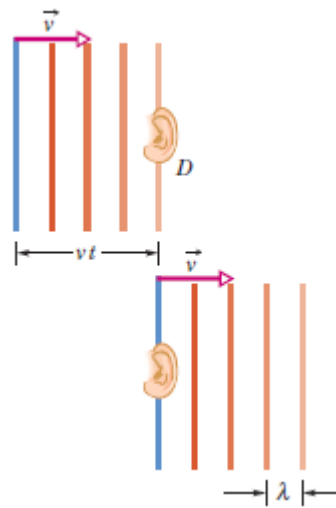


Figura 2.2 Los frentes de onda en dirección a la derecha pasan y alcanzan al detector D estacionario, se mueven una distancia v_t en un tiempo t Fuente: Walker 2013

La velocidad a la que D intercepta longitudes de onda, que es la frecuencia f , detectada por D , está dada por la ecuación

$$f = \frac{vt/\lambda}{t} = \frac{v}{\lambda} \quad (3)$$

Por lo tanto se puede concluir que con D estacionario, no hay efecto Doppler, la frecuencia detectada por D es la frecuencia emitida por S . Ahora considerando que D se mueve en dirección opuesta a la velocidad del frente de onda. En el tiempo t , los frentes de onda se mueven a la derecha una distancia vt como anteriormente, pero ahora D se mueve a la izquierda una distancia $v_D t$. En la figura 2.3, se muestra que en el tiempo t , la distancia recorrida por los frentes de onda en relación a D está dada por la siguiente ecuación

$$vt + v_D t \quad (4)$$

El número de longitudes de onda en la distancia definida en la ecuación 4, es el número de longitud de onda que intercepta D en el tiempo t , que a su vez, está definido mediante la ecuación

$$\frac{(vt + v_D t)}{\lambda} \quad (5)$$

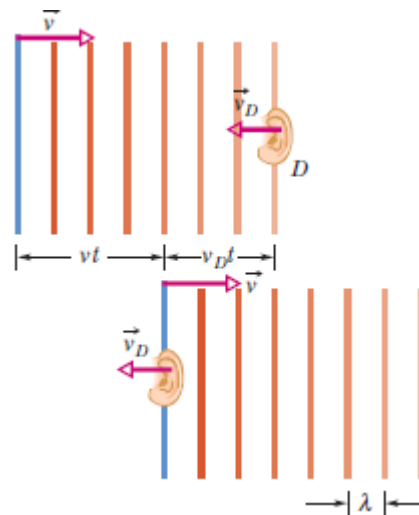


Figura 2.3 Los frentes de ondas viajan hacia la derecha con dirección al detector D , en un tiempo t con una distancia vt . En cambio el detector se mueve hacia la izquierda en un tiempo t con una distancia $v_D t$ Fuente: Walker 2013

La razón a la que D intercepta las longitudes de onda es la frecuencia f' dada por la ecuación que se muestra a continuación:

$$f' = \frac{(vt + v_D t)/\lambda}{t} = \frac{v + v_D}{\lambda} \quad (6)$$

De la ecuación 3, se despeja λ y se sustituye en la ecuación 6, teniendo como resultado, la ecuación siguiente:

$$f' = \frac{v + v_D}{v/f} = f \frac{v + v_D}{v} \quad (7)$$

De igual manera si se quiere obtener la frecuencia detectada por D si se aleja de la fuente, los frentes de onda se mueven a una distancia determinada por la ecuación 4 y f' está dada por esta ecuación:

$$f' = f \frac{v - v_D}{v} \quad (8)$$

Por lo tanto al hablar de la fuente estacionara y el detector en movimiento (directa o inversa) la fórmula general está definida por la siguiente ecuación:

$$f' = f \frac{v \pm v_D}{v} \quad (9)$$

2.1.2 Detector estacionario, fuente en movimiento

En la figura 2.4, el detector D se encuentra en estado estacionario respecto al aire, y la fuente S se mueve hacia D a una velocidad v_S . El movimiento de S cambia la longitud de onda de las ondas de sonido emitidas y por lo tanto la frecuencia detectada por D .

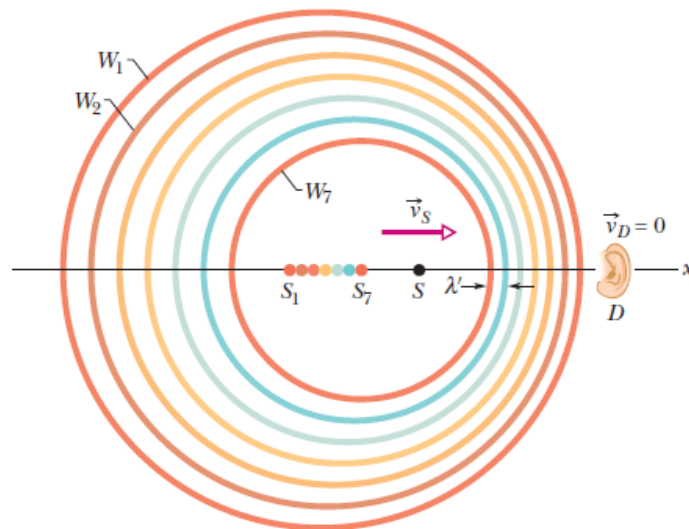


Figura 2.4 La fuente en movimiento hacia el Detector D Fuente: Walker 2013

Para observar el cambio, se toma $T = (1/f)$ como el tiempo entre la emisión un par de frentes de ondas sucesivas W_1 y W_2 . Durante T , el frente de onda W_1 se mueve a una distancia vT y la fuente se mueve a una distancia $v_S T$. Al final de T , el frente de onda W_2 es emitido. En la dirección en la cual S se mueve, la distancia entre W_1 y W_2 que es la longitud de onda λ' de las ondas en movimiento en esa dirección, es $vT - v_S T$. Si D detecta esas ondas, detecta la frecuencia f' dada por la ecuación siguiente:

$$f' = \frac{v}{\lambda'} = \frac{v}{vT - v_s T} = \frac{v}{v/f - v_s/f} = f \frac{v}{v - v_s} \quad (10)$$

Así, teniendo una fuente en movimiento (directa o inversa) y un detector estacionario la ecuación general está dada por la ecuación que se muestra:

$$f' = f \frac{v}{v \pm v_s} \quad (11)$$

2.1.3 Aplicaciones

En la actualidad el efecto Doppler tiene una gran importancia ya que existe una amplia variedad de aplicaciones para distintas áreas. A continuación se mencionan las más relevantes. Una de las áreas que han tenido mayor impacto en la utilización del efecto Doppler es la medicina, las aplicaciones son variadas, van desde la Ecografía (imágenes médicas) para realizar diagnósticos de enfermedades con la ventaja de que son técnicas de diagnóstico no invasivas (Pineda et al, 2009), de igual manera, la flujometría para diagnóstico y evaluación del dolor (González-Escalada et al, 1999). La detección de flujo sanguíneo (Nakamura et al, 2011), medición de la velocidad de la sangre (Matsui et al, 2015). De igual han surgido nuevos métodos para la estimación de velocidades Doppler utilizando los datos de banda ultra ancha de un radar, dejando atrás las técnicas convencionales (Sakamoto et al, 2016). También las comunicaciones satelitales se encuentran dentro del espectro de aplicaciones del efecto Doppler, ya sea para medir la velocidad de recepción de un Sistema de Posicionamiento Global (Global Positioning System, GPS) basado en el desplazamiento Doppler de los satélites visibles (Van Mastrigt et al, 2015). La medición de velocidad de fluidos, ya sean líquidos o gaseosos permite realizar mediciones a distancia y con una gran precisión a caudales para su estudio (López, 2008). De igual manera el efecto Doppler es

utilizado para la detección de vibración de fibra óptica basado en el desplazamiento de frecuencia mediante interferometría (Zhou et al, 2016).

2.2 Ultrasonido

En el año 1870, Galton investigó los límites de la audición humana, fijando la frecuencia máxima a la que podía escuchar una persona. De esa investigación, concluyó que existen sonidos con frecuencias que son inaudibles para el ser humano, esas frecuencias presentan fenómenos de propagación con similitudes al resto de las ondas sonoras, pero con una mayor absorción. El sonido es todo aquello que es audible para el ser humano. Las ondas sonoras son vibraciones mecánicas que se propagan a través de distintos medios, puede ser el aire, algún líquido, sólido, gas (Ortega, 2004). La clasificación de los sonidos está en función al oído humano, es decir, qué tan audible son los sonidos para el ser humano. A su vez tiene una estrecha relación con el espectro de las frecuencias. Por lo tanto se la siguiente clasificación:

- INFRASONIDO – Sonidos por debajo de los 20Hz, es decir, sonidos por debajo de lo audible por el oído humano.
- SONIDO AUDIBLE – Frecuencias entre el rango de 20 y 20 000 Hz, todo sonido al alcance del oído humano.
- ULTRASONIDO – Sonidos que se encuentran en frecuencias superiores a los 20 000Hz

En la figura .5 se muestra el espectro en frecuencias de las ondas sonoras donde el rango de frecuencias de interés se encuentra situado en el ultrasonido

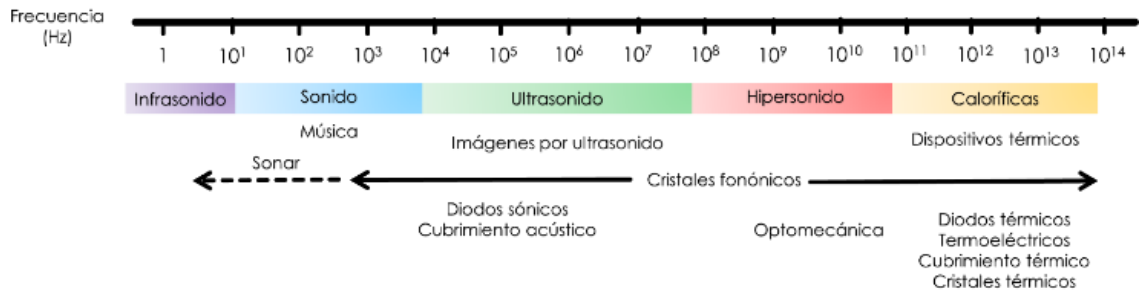


Figura 2.5 Espectro en frecuencia de las ondas sonoras Fuente: Maldovan 2013

2.2.1 Generación del Ultrasonido

Partiendo del principio de la piezoelectricidad, se descubrió que al aplicar una presión a un cristal de cuarzo se establecían cargas eléctricas en este, a ese fenómeno se le llamó efecto piezoeléctrico (Curie *et al*, 1880). Así mismo, si un campo eléctrico es aplicado a un cristal este presenta una deformación, llamado efecto piezo inverso, por lo tanto, los materiales piezoeléctricos, pueden ser utilizados para convertir energía eléctrica en energía mecánica y viceversa. El

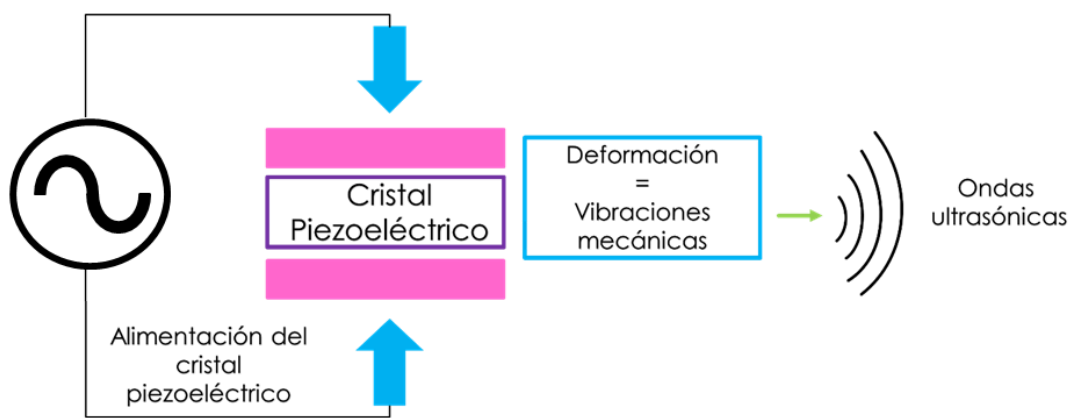


Figura 2.6 Generación de ondas ultrasónicas Fuente: UAQ 2016

cuarzo es un ejemplo de cristal piezoeléctrico natural. La figura 2.6 describe como se generan las ondas ultrasónicas.

El ultrasonido tiene una amplia gama de aplicaciones en distintas áreas, entre las que destacan la aeronáutica, la medicina, la industria naval, la industria alimenticia, terapéutica, entre otros

2.2.2 Sensores ultrasónicos

La figura X muestra la estructura de un sensor ultrasónico para detección de proximidad, el elemento básico es un transductor electro-acústico, frecuentemente del tipo cerámico piezoeléctrico. La capa de resina protege al transductor contra la humedad, polvo entre otros factores ambientales y también actúa como un adaptador de impedancia acústica. Puesto que el mismo transductor se suele utilizar para la transmisión y la recepción, un amortiguamiento rápido de la energía acústica es necesario para detectar objetos a pequeña distancia, esta operación se realiza proporcionando amortiguadores acústicos y desacoplando el transductor de su

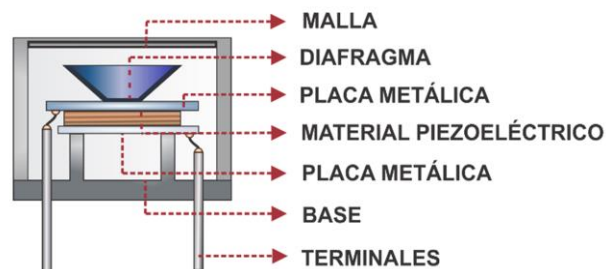


Figura 2.7 Estructura interna de un transductor ultrasónico

receptáculo, este último está diseñado de modo que produzca un haz acústico estrecho para una eficaz transferencia de energía y un mejor direccionamiento de la señal.

Un sistema ultrasónico se conforma de un elemento emisor y un elemento receptor. La forma en la que se estimula el emisor ultrasónico es mediante una señal eléctrica que presente oscilaciones periódicas a lo largo del tiempo, como por

ejemplo una señal senoidal es utilizada para excitar el sistema. Las configuraciones básicas de los sistemas ultrasónicos son el tipo sonar y tipo barrera.

La configuración tipo sonar se muestra en la figura 2.8, se basa en medir el tiempo que tarda la señal emitida en regresar tras rebotar contra un objeto. Esta configuración es la más utilizada debido a que en la industria existen diversos procesos en los que se requiere conocer la distancia a la que se encuentra un objeto.

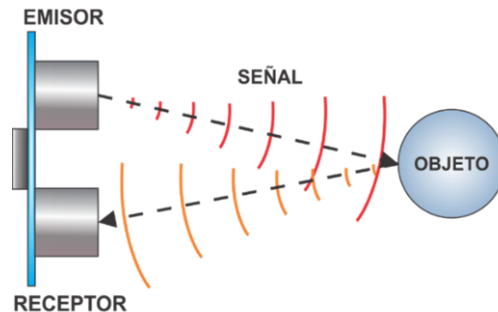


Figura 2.8 Configuración de sensor ultrasónico tipo sonar

En el caso de la configuración tipo barrera la cual se puede apreciar en la figura 2.9, se considera que el emisor y el receptor deben permanecer fijos, sin embargo, surgen aplicaciones interesantes al considerar que el receptor se pueda desplazar sobre un eje longitudinal.

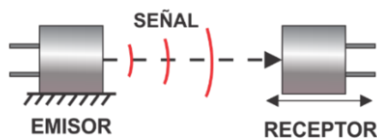


Figura 2.9 Configuración de sensor ultrasónico tipo barrera

2.3 Cómputo reconfigurable

El cómputo reconfigurable es un novedoso paradigma en la computación y programación, que consiste en la resolución de problemas específicos mediante el uso de hardware, es decir, adaptarlo a un nivel lógico. Dentro de las ventanas del cómputo reconfigurable, están las siguientes:

1. Bajos costos de diseño e implementación
2. Diseños de hardware simples, lo que implica una mayor funcionalidad
3. Menor tiempo de ejecución, lo que significa una reducción en el consumo de potencia
4. Funcionalidad y versatilidad, esto es, programar partes del dispositivo lógico programable mientras otras tareas se ejecutan.

Por ello, el cómputo reconfigurable es un enfoque para diseñar sistemas que hagan más, cuesten menos, y tengan ciclos de diseño e implementación cortos (Morales, 2006)

2.3.1 FPGAs

Los FPGAs son dispositivos electrónicos programables basados en lo que se conoce como arreglos de compuertas, los cuales consisten en la parte de la arquitectura que contiene 3 elementos configurables:

- Bloques lógicos configurables (CLBs)
- Bloques de entrada y salida (IOBs)
- Canales de Comunicación

Tal como lo muestra la tabla 2.1, a continuación se presentan las principales características como arquitectura, densidad, funcionalidad y aplicaciones que diferencian a un CPLD de un FPGA.

Tabla 2.1 Diferencias entre CPLDs y FPGAs Maxinez, 2014

Características	CPLD	FPGA
Arquitectura	<ul style="list-style-type: none"> • Similar a un PLD • Más combinacional 	<ul style="list-style-type: none"> • Similar a los arreglos de compuertas • Más registros y memoria de acceso aleatorio (<i>Random Access Memory, RAM</i>)
Densidad	<ul style="list-style-type: none"> • Baja a media 	<ul style="list-style-type: none"> • Media a alta
Funcionalidad	<ul style="list-style-type: none"> • Trabajan a frecuencias superiores de 200MHz 	<ul style="list-style-type: none"> • Depende de la aplicación (arriba de los 135MHz)
Aplicaciones	<ul style="list-style-type: none"> • Contadores rápidos • Máquinas de estado • Lógica combinacional 	<ul style="list-style-type: none"> • Excelentes en aplicaciones para arquitectura de computadoras • Procesadores Digitales de Señales (<i>Digital Signal Processor, DSP</i>) • Diseños con Registros

En la figura 2.10, se muestra que internamente un FPGA está formado por arreglos de bloques lógicos configurables (CLBs) los cuales se comunican entre sí

y con las terminales de entrada / salida (E/S) por medio de alambrados llamados canales de comunicación (González, 2014).

Las principales aplicaciones de los FPGAs son en la implementación de controladores, codificadores / decodificadores y en el prototipado de circuitos de integración a gran escala (*Very Large Scale Integration*, VLSI) y microprocesadores a medida. Los FPGAs también han sido utilizados en el ámbito académico y de investigación, permitiendo la exploración del cómputo reconfigurable.

2.3.2 VHDL

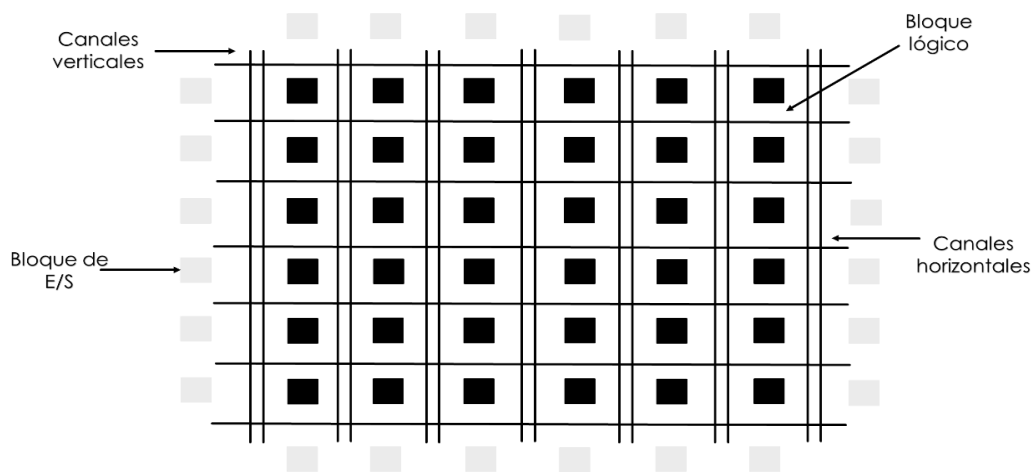


Figura 2.10 Arquitectura básica de un FPGA

El Lenguaje de Descripción en Hardware (Hardware Description Language, VHDL) es un lenguaje de programación utilizado para la descripción, modelado y síntesis de sistemas digitales mediante circuitos electrónicos, ha tenido gran importancia debido a que el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) lo definió como un lenguaje estándar (Romero, 2007). En la actualidad es el lenguaje con mayor uso, debido a las ventajas que presenta:

1. Debido a que es un lenguaje estándar, esto facilita la portabilidad y compatibilidad con cualquier plataforma, además de ser un lenguaje de dominio público.

2. Es un lenguaje versátil, ya que tienen total independencia tecnológica, es decir, soporta las distintas tecnologías de diseño.

3. Permite modelar y simular un sistema desde un nivel alto de abstracción, hasta el nivel lógico más elemental, es decir a nivel de compuertas.

4. Permite el diseño modular y jerárquico de sistemas electrónicos

El diseño de sistemas en VHDL tiene la siguiente estructura, está formado por unidades de diseño funcionales compuestos por instrucciones, declaraciones que describen el comportamiento de un sistema digital.

Las entidades de diseño en VHDL se constituyen en 5:

- Entity Declaration – Describe las especificaciones de la interfaz de un sistema, es decir, todas las entradas y salidas.
- Architecture – Define la estructura o funcionalidad de una entidad del sistema.
- Configuration – Es la encargada de entrelazar los componentes y arquitecturas con las entidades.
- Package Declaration – Es donde se encuentran almacenadas el conjunto de declaraciones de acceso para las unidades de diseño
- Package Body – Contiene la definición de los subprogramas que se declararon en el paquete.

En la figura 2.11, se muestra un diagrama a bloques de las entidades de VHDL, tomando en cuenta la jerarquía de las mismas.

Las declaraciones de entidad, paquete y configuración se denominan unidades primarias ya que son entidades con la máxima prioridad, mientras que la arquitectura y el cuerpo del paquete son unidades de diseño secundarias ya que dependen de una entidad primaria, por lo tanto se analizan antes que ellas (Maxinez, 2002).

2.4 Filtros

Los filtros son de gran utilidad ya que son dispositivos destinados a discriminar una frecuencia o rango de frecuencias de una señal de entrada que pasa a través de él. Con la finalidad de acondicionar la señal de entrada a un sistema, eliminando las señales indeseables que pudieran afectar a los dispositivos de un



Figura 2.11 Diagrama a bloques de las entidades de VHDL Fuente: UAQ, 2016

sistema o bien limitando la frecuencia del sistema para fines prácticos (Rico, 1997). En base a la frecuencia de corte, existen 4 funciones de filtrado, a continuación se describe en que consista cada una de dichas funciones

2.4.1 Filtro pasa-baja

Este tipo de filtro permite el paso de frecuencias más bajas y atenúa (elimina) las frecuencias superiores a una frecuencia establecida, llamada frecuencia de corte f_c . En la figura 2.12, se muestra la gráfica de respuesta en frecuencia que presenta este filtro.

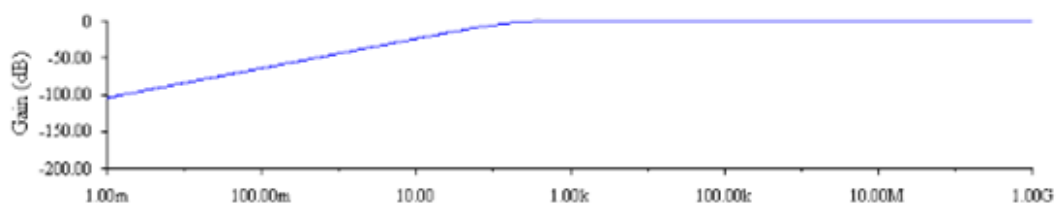


Figura 2.12 Respuesta en frecuencia de un filtro pasa - bajas

2.4.2 Filtro pasa-alta

Este tipo de filtro permite el paso de frecuencias más altas y atenúa (elimina) las frecuencias bajas a una frecuencia establecida, llamada frecuencia de corte f_c . El comportamiento de este filtro en frecuencia se muestra en la figura 2.13.

2.4.3 Filtro pasa-banda

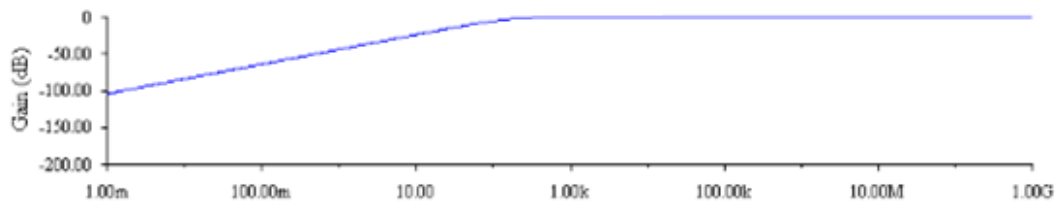


Figura 2.13 Respuesta en frecuencia de un filtro pasa - altas

Este tipo de filtro permite un determinado rango de frecuencias, por ello este filtro está compuesto de un filtro pasa bajas y uno pasa altas conectados en cascada. Los componentes se deben de seleccionar para que la frecuencia de corte del filtro pasa altas sea menor que la del filtro pasa bajas. En la figura 2.14, se muestra la respuesta en frecuencia del filtro pasa – banda.

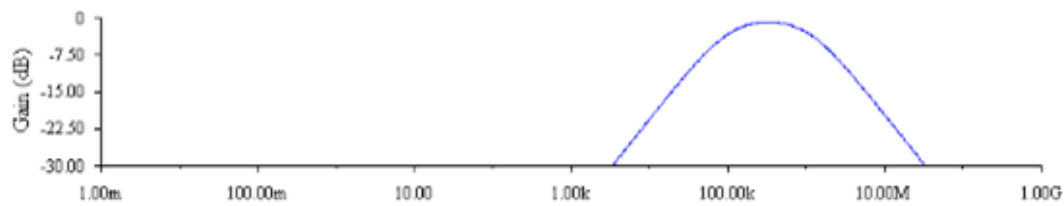


Figura 2.14 Respuesta en frecuencia de un filtro pasa - banda

2.4.4 Filtro rechaza-banda

Este tipo de filtro tiene la capacidad de eliminar un determinado rango de frecuencia. La salida que presenta este filtro se muestra en la figura 2.15.

2.4.5 Filtros analógicos

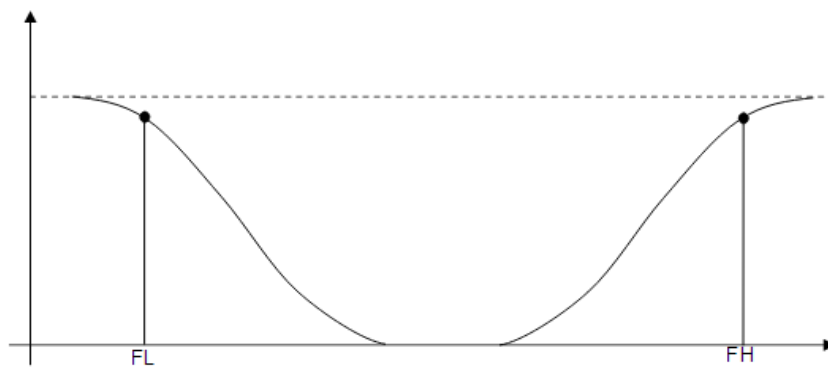


Figura 2.15 Respuesta en frecuencia de un filtro rechaza - banda

En la figura 2.16, se muestra el diagrama esquemático de un filtro analógico pasa-bajas

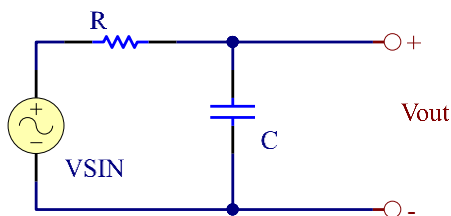


Figura 2.16 Diagrama esquemático de un filtro pasa - bajas

2.4.6 Filtros digitales

Un filtro digital consiste en un proceso computacional implementado con circuitos y programación que permite la transformación de datos digitalizados en otros datos empleando un determinado algoritmo. Son sistemas lineales e invariantes en el tiempo, que permiten el paso de los componentes de la señal en un determinado intervalo de frecuencias, eliminando las no deseadas. Los filtros digitales se clasifican en 2 categorías, los filtros con respuesta al impulso infinita (recursivos) y filtros con respuesta al impulso finita (no recursivos) (García, 2000).

2.4.6.1 Filtro FIR

La expresión general que describe la recurrencia de los filtros de respuesta infinita al impulso (*Finite Impulse Response*, FIR) se muestra en la siguiente ecuación:

Donde b_k son coeficientes constantes, $y(n)$ es la salida del filtro, $x(n)$ la

$$y(k) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n - k) \quad (12)$$

entrada del filtro $N - 1$ es el número de términos no nulos y el número de coeficientes del filtro. La figura 2.17 muestra la estructura básica de un filtro FIR, donde $h(n)$ son los coeficientes y T los retardos, $y(k)$ la entrada, y $x(k)$ entrada.

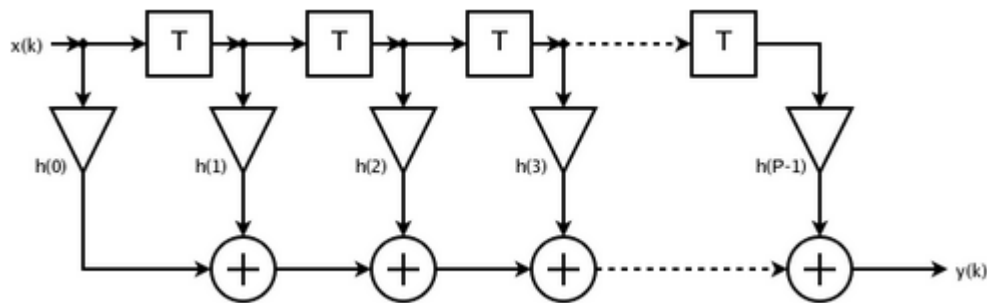


Figura 2.17 Estructura básica de un filtro de respuesta finita al impulso

2.4.6.2 Filtro IIR

La expresión general que describe la recurrencia de los filtros de respuesta infinita al impulso (*Infinite Impulse Response*, IIR) se muestra en la ecuación:

$$y(k) = \sum_{i=0}^n a_i u(k-i) + \sum_{i=1}^n b_i y(k-i) \quad (13)$$

Donde a_i y b_i son coeficientes constantes, $y(k)$ es la salida del filtro, $u(k)$ la entrada del filtro y n el orden del filtro. La figura 2.18 muestra la estructura básica de un filtro FIR, donde $a(n)$ y $b(n)$ son los coeficientes, T los retardos, $y(k)$ la salida, y $x(k)$ la entrada.

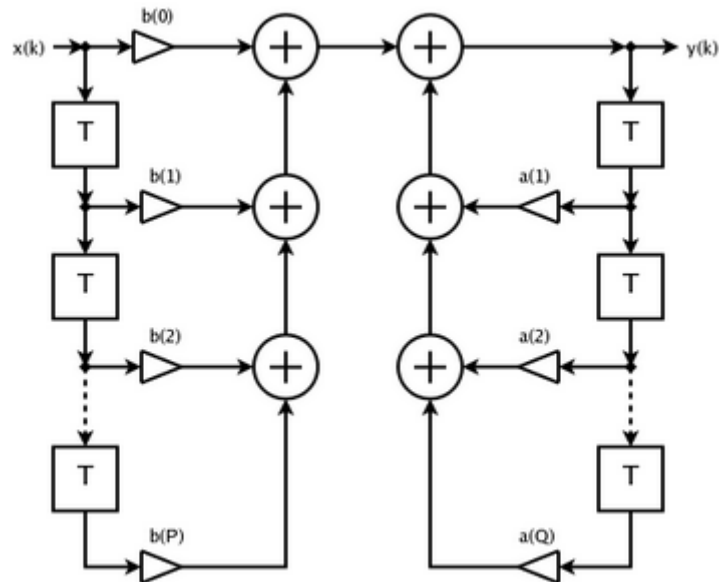


Figura 2.18 Estructura básica de un filtro de respuesta infinita al impulso

2.5 Sistema de Adquisición de Datos

Cuando se habla de un sistema de adquisición de datos como el mostrado en la figura 2.19, se pueden identificar los siguientes elementos que lo constituyen, sensores, hardware de medidas DAQ y una PC con software programable. Comparados con los sistemas de medidas tradicionales, los sistemas DAQ basados en PC aprovechan la potencia del procesamiento, la productividad, la visualización y las habilidades de conectividad de las PCs estándares en la industria proporcionando una solución de medidas más potente, flexible y rentable. Las características y funciones de cada uno de estos elementos determinan en gran parte el adecuado desempeño del sistema. Por ejemplo, la PC debe contar con un buen procesador o suficiente memoria RAM para poder transferir y procesar continuamente todos los datos adquiridos, de lo contrario la velocidad máxima de lectura se limitará. El software de aplicación debe ser poderoso para analizar y presentar la información correctamente al usuario, además debe ser flexible para poder evolucionar conforme cambien las necesidades de la aplicación. Por otro lado, una elección correcta de los sensores y del hardware para el acondicionamiento y conversión de señales es clave para obtener una lectura correcta de las señales.



Figura 2.19 Sistema de adquisición de datos

2.5.1 Sensores

La medida de un fenómeno físico, como la temperatura de una habitación, la intensidad de una fuente de luz o la fuerza aplicada a un objeto, comienza con un sensor. Un sensor, también llamado un transductor, convierte un fenómeno físico en una señal eléctrica que se puede medir. Dependiendo del tipo de sensor, su salida eléctrica puede ser un voltaje, corriente, resistencia u otro atributo eléctrico que varía con el tiempo. Algunos sensores pueden requerir componentes adicionales y circuitos para producir correctamente una señal que puede ser leída con precisión y con toda seguridad por un dispositivo DAQ. A continuación se muestra una tabla donde vienen incluidos los principales sensores y su parámetro a medir.

Tabla 2.2 Parámetros de los sensores

Sensor	Fenómeno
Termopar, RTD, Termistor	Temperatura
Fotosensor	Luz
Micrófono	Sonido
Galga Extensiométrica, Transductor Piezoeléctrico	Fuerza y Presión
Potenciómetro, LVDT, Codificador Óptico	Posición y Desplazamiento
Acelerómetro	Aceleración
Electrodo pH	pH

2.5.2 Dispositivo DAQ

El hardware DAQ actúa como la interfaz entre una PC y señales del mundo exterior. Funciona principalmente como un dispositivo que digitaliza señales analógicas entrantes para que una PC pueda interpretarlas. Los tres componentes clave de un dispositivo DAQ usado para medir una señal son el circuito de acondicionamiento de señales, convertidor analógico-digital (ADC) y un bus de PC. Varios dispositivos DAQ incluyen otras funciones para automatizar sistemas de medidas y procesos. Por ejemplo, los convertidores digitales-analógicos (DACs)

envían señales analógicas, las líneas de E/S digital reciben y envían señales digitales y los contadores/temporizadores cuentan y generan pulsos digitales.

2.6 Técnicas para detección de frecuencia

La frecuencia es un parámetro de gran importancia, por ello la precisión en la estimación de la misma es indispensable, la detección y medición de la frecuencia de una señal. Dentro de las técnicas de estimación de la frecuencia se encuentra la detección de cruce por cero y la Transformada Chirp- Z

2.6.1 Cruce por cero

La detección de cruce por cero consiste en el cálculo de un punto donde el signo de la función cambia, ya sea de positivo a negativo o viceversa, representado por un cruce del eje, el cruce por cero es el punto donde no hay amplitud. El conteo de cruces por cero el método más común para medir la frecuencia señal periódica.

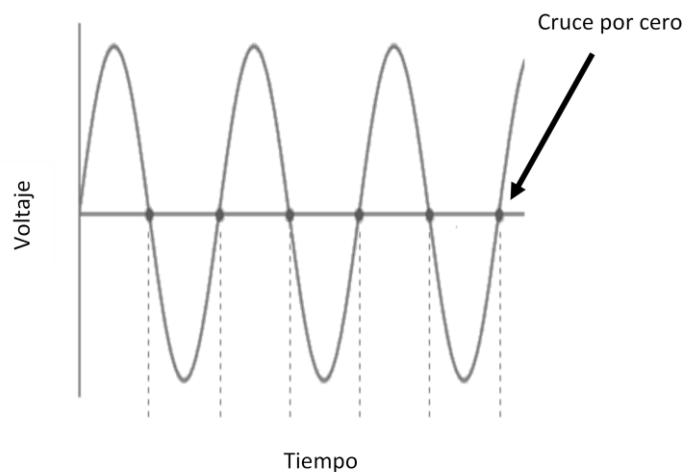


Figura 2.20 Cruce por cero

2.6.2 Transformada Chirp-Z

La Transformada-Z Chirp permite el cálculo rápido de la Transformada Z en ciertos puntos dentro de una región de la circunferencia de radio. Es útil cuando no se desea evaluar la Transformada Discreta de Fourier en todo el intervalo, sino sólo en un rango de frecuencias [Albertí, 2006]. La Transformada-Z Chirp $X(k)$ de una secuencia de N puntos $x(n)$ para $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ está dado por la ecuación siguiente:

En dicha ecuación $X(k)$ permite calcular los contenidos de frecuencia de $x(n)$ muestreados a una frecuencia f_s , en un conjunto de L frecuencias en el rango

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)Z_L^{kn} \quad (14)$$

cubierto por el arco del círculo unitario que comienza en $\omega_0 = 2\pi f_0$ y termina en $\omega_1 = 2\pi f_1$ [Proakis & Manolakis, 1996].

En dicha ecuación 14 la transformación kernel Z_L^{kn} está dada mediante la ecuación descrita a continuación:

Donde

$$Z_L^{kn} = \exp \left\{ \left\{ -j \frac{2\pi n}{f_s} \left[f_0 + \frac{(f_1 - f_0)k}{L} \right] \right\} \right\} = \cos(\omega n) - j \sin(\omega n) \quad (15)$$

$$\omega = \frac{2\pi n}{f_s} \left[f_0 + \frac{(f_1 - f_0)k}{L} \right] \text{ y } k = 0, 1, \dots, L - 1 \quad (16)$$

La transformación kernel Z_L^{kn} se puede implementar como 2 funciones discretas recursivas tanto para la componente real Z_R y la componente imaginaria Z_I descritas en las siguientes ecuaciones:

$$Z_R(n) = Z_R(n - 1) \cos(\omega n) - Z_I(n - 1) \sin(\omega n) \quad (17)$$

$$Z_I(n) = Z_I(n - 1) \cos(\omega n) + Z_R(n - 1) \sin(\omega n) \quad (18)$$

Con la transformada Chirp – Z se obtiene la estimación de la frecuencia a partir del análisis del espectro de una señal.

2.7 CORDIC (COORDINATE ROTATION DIGITAL COMPUTER)

El algoritmo CORDIC, es un método de convergencia utilizado para evaluar funciones trigonométricas. Se basa en la observación de que si un vector de longitud de unidad con punto final en $(x, y) = (1, 0)$, es girado por un ángulo z , su nuevo punto final estará en $(x, y) = (\cos(z), \sin(z))$. Así, $\cos(z)$ y $\sin(z)$ se pueden calcular hallando las coordenadas del nuevo punto final del vector después de la rotación por z .

$$R(i + 1) = R(i)(1 + \tan^2 a^i)^{1/2} \quad (19)$$

Transformaciones geométricas similares, y sus combinaciones, nos permiten calcular muchas otras funciones. En el método de cálculo CORDIC, que deriva su nombre de la coordenada rotación digital diseñada a finales de la década de 1950, los pasos de rotación son reemplazados por pseudo-rotaciones. Mientras que una

rotación real no cambia la longitud $R(i)$ del vector, una etapa de pseudo-rotación aumenta su longitud a:

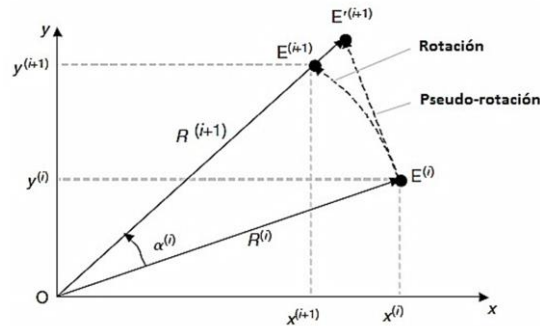


Figura 2.21 Cambio de rotación a pseudo-rotación

$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - x^{(i)} \tan \alpha^{(i)} \quad (20)$$

$$y^{(i+1)} = y^{(i)} - y^{(i)} \tan \alpha^{(i)} \quad (21)$$

$$z^{(i+1)} = z^{(i)} - \alpha^{(i)} \quad (22)$$

Las coordenadas del nuevo punto final $E(i + 1)$ después de la pseudo-rotación se derivan Multiplicando las coordenadas de $E(i + 1)$ por el factor de expansión $(1 + \tan^2 \alpha^{(i)})^{1/2}$. La pseudo-rotación por el ángulo $\alpha^{(i)}$ se caracteriza así por las ecuaciones:

El método CORDIC básico ya mencionado puede generalizarse para proporcionar una herramienta más poderosa en la evaluación de funciones. El CORDIC generalizado se define como sigue:

$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - \mu d_i y^{(i)} 2^{-i} \quad (23)$$

$$y^{(i+1)} = y^{(i)} - d_i x^{(i)} 2^{-i} \quad (24)$$

$$z^{(i+1)} = z^{(i)} - d_i e^{(-1)} 2^{-i} \quad (25)$$

Donde: $x^{(i)}$, $y^{(i)}$, $z^{(i)}$ son señales, μ y d son parámetros dependientes sobre el modo de operación del algoritmo CORDIC, ya sea en forma rotacional o vectorial.

3. METODOLOGÍA

En este capítulo se presenta la metodología propuesta para el desarrollo de este trabajo, como se menciona en el primer capítulo, la intención de este trabajo es el de medir la velocidad en un actuador lineal con una alta resolución haciendo uso de sensores ultrasónicos. Por lo que en el presente trabajo, se propone una técnica de medición de velocidad basada en el fenómeno del efecto Doppler que se presenta en los actuadores lineales cuando estos se encuentran en movimiento y el uso de sensores ultrasónicos para dicho propósito. Así mismo, se propone el diseño y construcción de un sistema de adquisición de datos para medir las señales ultrasónicas provenientes del sistema con la finalidad de procesar posteriormente esa información para su análisis.

En la figura 3.1 se muestra el diagrama a bloques donde se muestra la metodología a seguir, en donde la tarea principal es obtener la velocidad de un

actuador lineal como el mostrado en la figura para posteriormente comparar la medición obtenida con el sistema propuesta y con la máquina con la cual se realizan los desplazamientos del actuador lineal, el sistema es evaluado a diferentes velocidades. Por otro lado, para llevar a cabo este proyecto lo primero que se realizó fue una simulación a manera de validar si era posible la realización de este proyecto de investigación, la cual resultó satisfactoria por lo que se procedió a continuar con el proyecto. Las señales generadas a través de los sensores ultrasónicos, serán adquiridas a través de un sistema de adquisición de datos, que dentro de sus especificaciones de trabajo se encuentran precisamente el monitoreo de señales de alta frecuencia (ultrasónicas). Además es un sistema basado en FPGA (por sus siglas en ingles Field Programmable Gate Array) de desarrollo propio de la Universidad Autónoma de Querétaro el cual se encarga de almacenar y transferir los datos de las señales a una computadora.

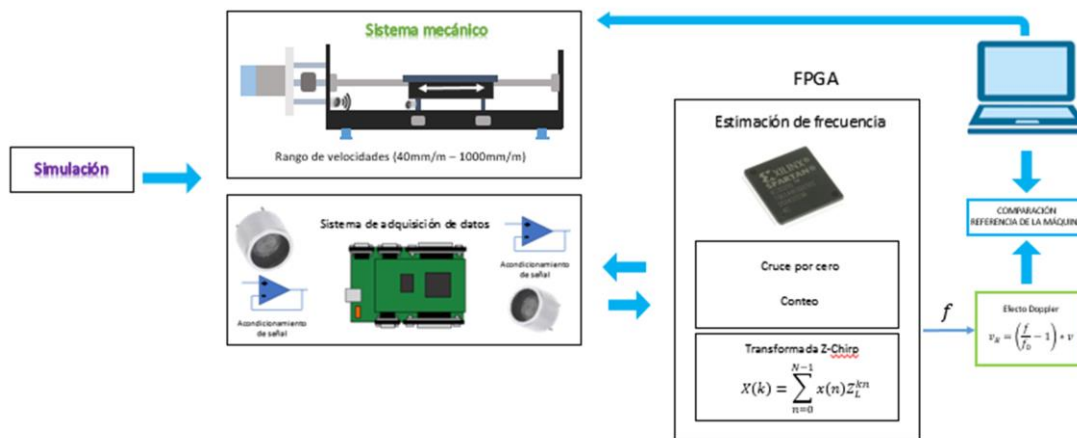


Figura 3.1 Diagrama de la metodología propuesta

Una vez obtenida la señal generada y enviada a través de los sensores ultrasónicos, se propone una técnica de medición basada en la estimación de la

frecuencia de la señal. Una vez que se tiene la medición de la frecuencia de la señal, la velocidad del actuador lineal es estimada mediante el efecto Doppler, debido a la estrecha relación que tiene este fenómeno con la frecuencia. Para posteriormente realizar pruebas con distintas velocidades a manera de comparar resultados y realizar análisis estadísticos con la información obtenida.

3.1 Actuador lineal

Para realizar las pruebas, se cuenta con un actuador lineal OPENBUILDS, que cuenta con un servomotor rotatorio con el cual es accionado, cuenta también con una platina la cual se desliza libremente a lo largo de un riel. Es importante destacar, que el par de sensores, tanto el emisor como el receptor se encuentran situados sobre el actuador lineal. En la figura 3.2 se observa el actuador lineal facilitado para la realización de las pruebas.

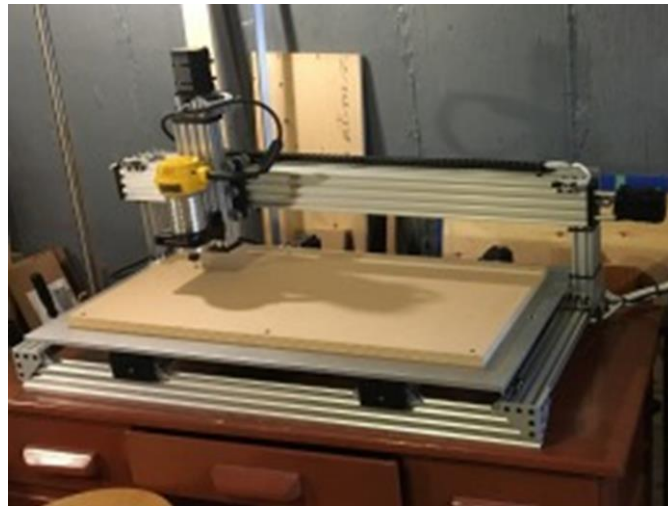


Figura 3.2 Actuador lineal marca OPENBUILDS con carrera máxima de 200mm

3.2 Sensores Ultrasónicos

Se cuenta con un par de sensores ultrasónicos, un emisor y un receptor los cuales están situados en el actuador lineal. Es importante mencionar que la configuración elegida para los sensores ultrasónicos, es la tipo barrera, es decir, el elemento emisor se encuentra situado en la base del actuador lineal y está completamente fijo, por el contrario, el elemento receptor se sitúa en la platina móvil, es decir, este se desplazará a lo largo del eje longitudinal al igual que la platina.

Esto permite que el receptor ultrasónico se posicione en distintos puntos sobre el espacio de trabajo. Al estar desplazando, la señal del receptor cambiará su frecuencia, respecto a la frecuencia de la señal de referencia (alrededor de los 40kHz) con la cual se estimula al emisor. Con el aumento o decremento de la frecuencia se podrá estimar la velocidad a la cual se desplaza la platina, debido al efecto Doppler.

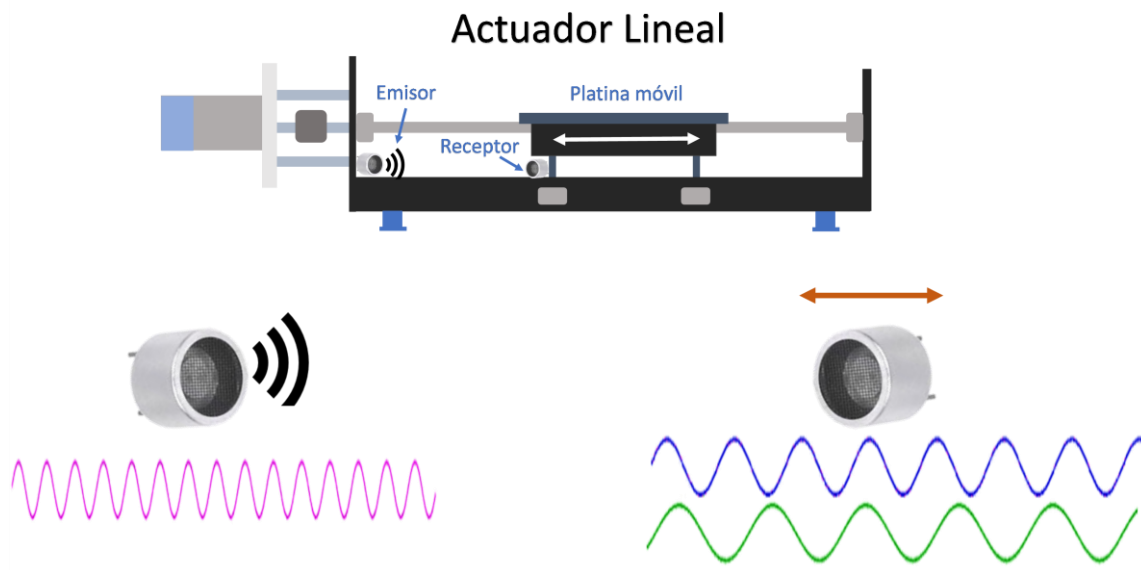


Figura 3.3 Montaje de los sensores ultrasónicos en configuración tipo barrera en el actuador lineal.

3.3 Acondicionamiento de la señal

Se necesita estimular al emisor ultrasónico mediante una señal senoidal de 40kHz, debido a que esta señal es generada mediante el FPGA de manera digital, se encuentra en un rango de 0v-4v, esta señal se necesita enviar a un acondicionamiento analógico, por ello es necesario utilizar un convertidor digital analógico, y así corregir el voltaje de offset para que el rango se encuentre también en valores negativos, es de decir $\pm 3.5v$, esto con la finalidad de poder ser amplificada posteriormente, ya que el sensor ultrasónico tiene mejores resultados con voltajes altos. El rango de operación en esta etapa está entre $\pm 9v$. En la figura 3.4, se muestra el circuito empleado para el acondicionamiento del emisor ultrasónico.

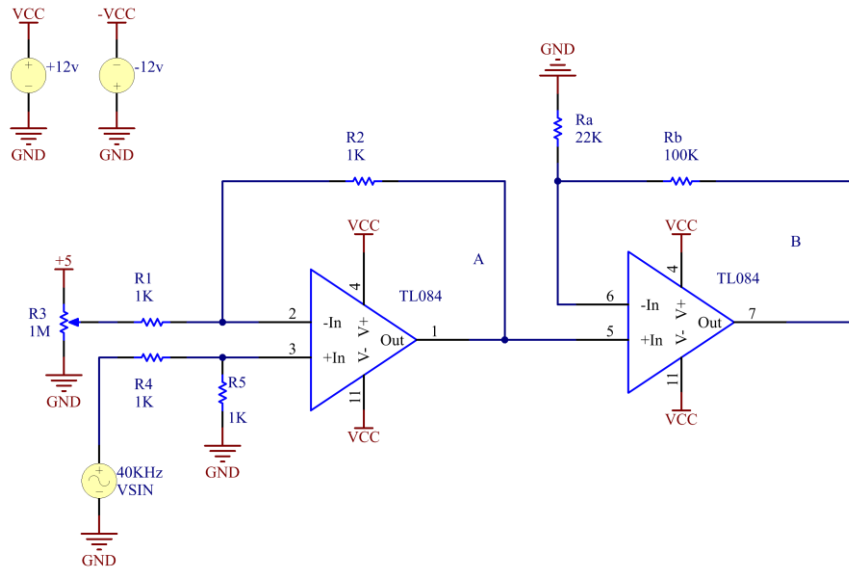


Figura 3.4 Circuito de acoplamiento para el emisor ultrasónico

Con el circuito de acondicionamiento del emisor ultrasónico, se obtienen las siguientes señales mostradas en la figura 3.5, en las cuales se aprecian los valores necesarios para la señal sintética, para la corrección de offset y finalmente la señal amplificada.

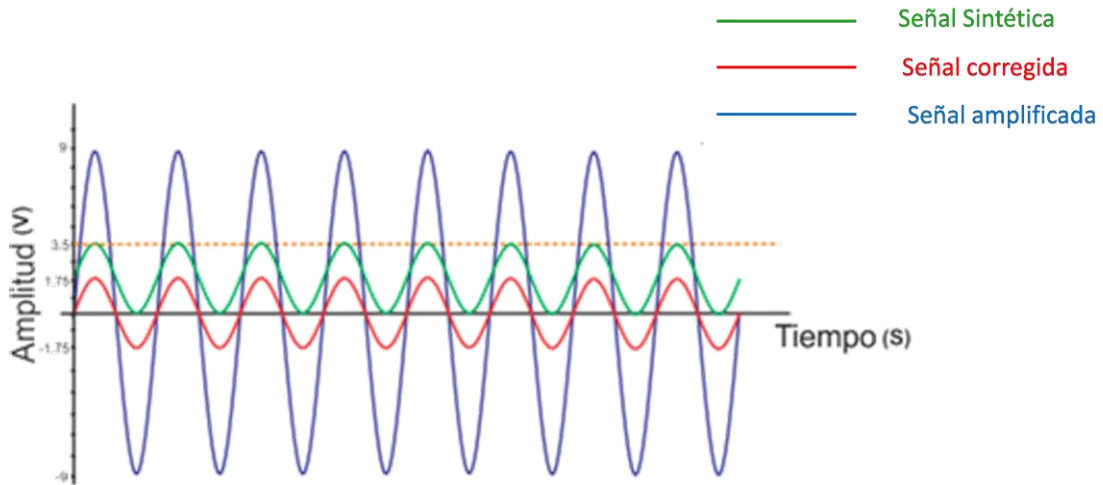


Figura 3.5 Acondicionamiento del emisor ultrasónico

De igual manera, es necesario acondicionar la señal generada por el sensor receptor ultrasónico, debido a que será enviada a través del convertidor analógico –digital. La señal es amplificada para que se mantenga dentro de un rango de 0-4 volts, sin olvidar la respectiva corrección de voltaje de offset. En la figura 3.6 se muestra el circuito de acondicionamiento propuesto para el receptor ultrasónico.

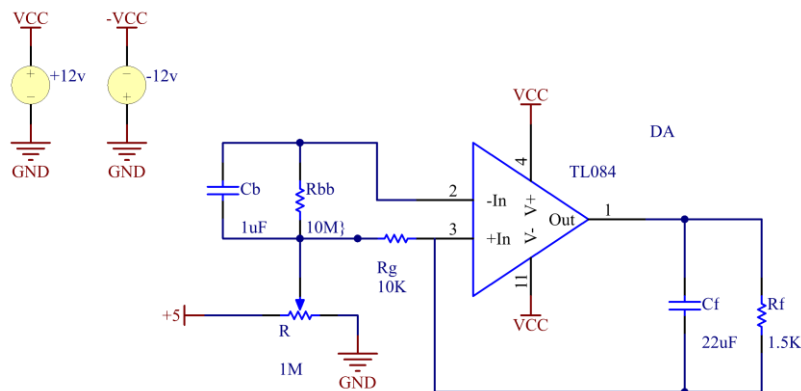


Figura 3.6 Circuito de acondicionamiento para receptor ultrasónico

En la figura 3.7 se muestra el acondicionamiento de señal proveniente del receptor ultrasónico.

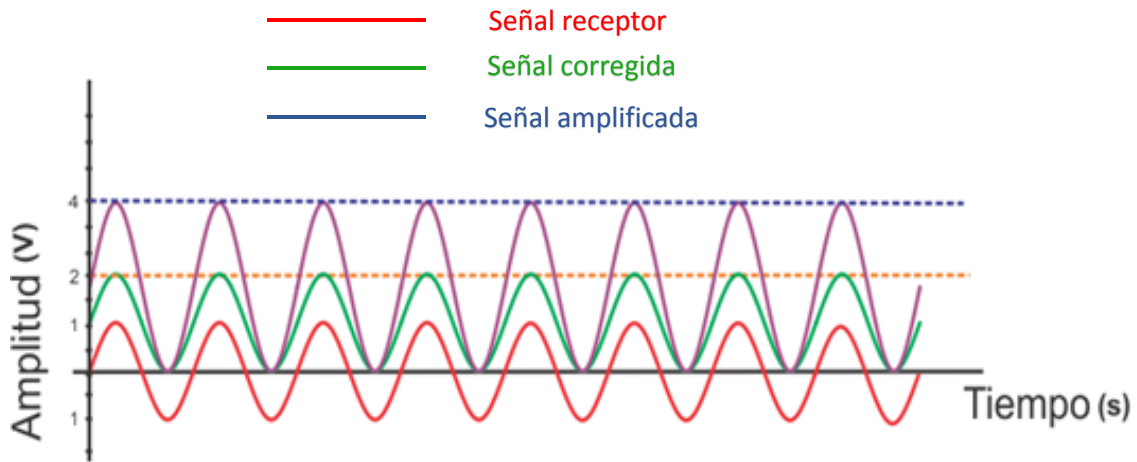


Figura 3.7 Acondicionamiento del receptor ultrasónico

3.4 Sistema de adquisición de datos

Para la adquisición de las señales en las condiciones de estudio propuestas para este trabajo se empleó un sistema basado en FPGA de desarrollo propio del grupo de investigación HSPdigital

Este sistema de adquisición de datos emplea un convertidor analógico-digital ADS7862 de Texas Instruments, el cual cuenta con cuatro canales de entrada y 12 bits de resolución con una frecuencia de muestreo de 1MHz. Además de un convertidor digital-analógico DAC7565 de Texas Instruments, el cual cuenta con 4 canales analógicos de salida.

El sistema de adquisición usa una frecuencia de muestreo de 4kHz, y por cada prueba obtiene 160,000 muestras de cada fase de corriente y voltaje durante 40 segundos desde el arranque hasta el estado estable del motor. El arranque del

motor se controla de manera automática a partir de un relevador que se conecta con el variador de velocidad.

El sistema de adquisición se basa en una FPGA Spartan 3EXC3S1600 que opera con un reloj de 48MHz. El sistema almacena temporalmente los datos de cada prueba, mientras se realiza la adquisición, posteriormente son enviados vía USB a una computadora para ser almacenados y realizar el análisis por software de las metodologías propuestas.

3.4.1 Esquemático

Para la realización del sistema de adquisición de datos se diseñó el esquemático, en base a las especificaciones técnicas de cada uno de los componentes elegidos, mostradas en sus hojas de datos. A continuación se presentan los bloques de las etapas por las cuales está conformado el sistema de adquisición de datos, una breve explicación de su funcionamiento, además se incluye el diagrama de configuración de cada una de sus etapas. El diseño del esquemático se realizó en el software Altium Designer®

3.4.1.1 Alimentación

Para la alimentación del sistema de adquisición de datos, se contempló un regulador de voltaje LM7805 el cual tiene un rango de voltaje de entrada de 5v-18v, entregando un voltaje de salida de 5v. La figura 3.8 muestra el diagrama del circuito de configuración del regulador de voltaje.

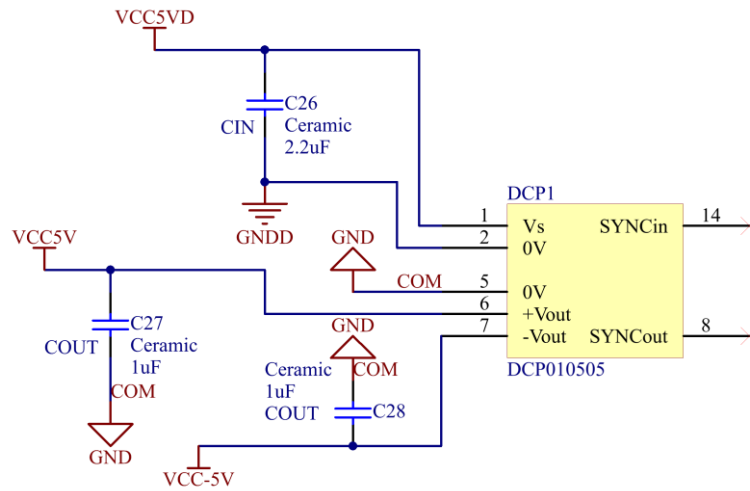


Figura 3.8 Circuito de configuración para el convertidor DCP010505.

En la figura 3.9 se muestra el circuito de configuración de un convertidor DC-DC DCP010505DBP, el cual a partir del voltaje de alimentación entrega una salida de voltaje positivo y voltaje negativo, esto para la alimentación de los amplificadores operacionales.

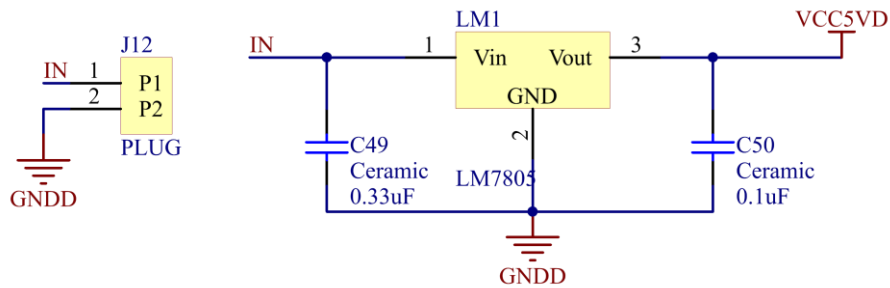


Figura 3.9 Circuito de configuración para el regulador de voltaje LM7805.

3.4.1.2 Convertidor analógico – digital

Para poder procesar mediante el dispositivo FPGA la señal analógica entregada por el sensor ultrasónico, es necesario representar esa señal de manera digital, para ello se utilizó el convertidor analógico-digital ADS7862 el cual cuenta con una resolución de 12 bits, 1MHz de frecuencia de muestreo y 4 canales analógicos de entrada. En la figura 3.10 se muestra el circuito de configuración para el convertidor analógico-digital.

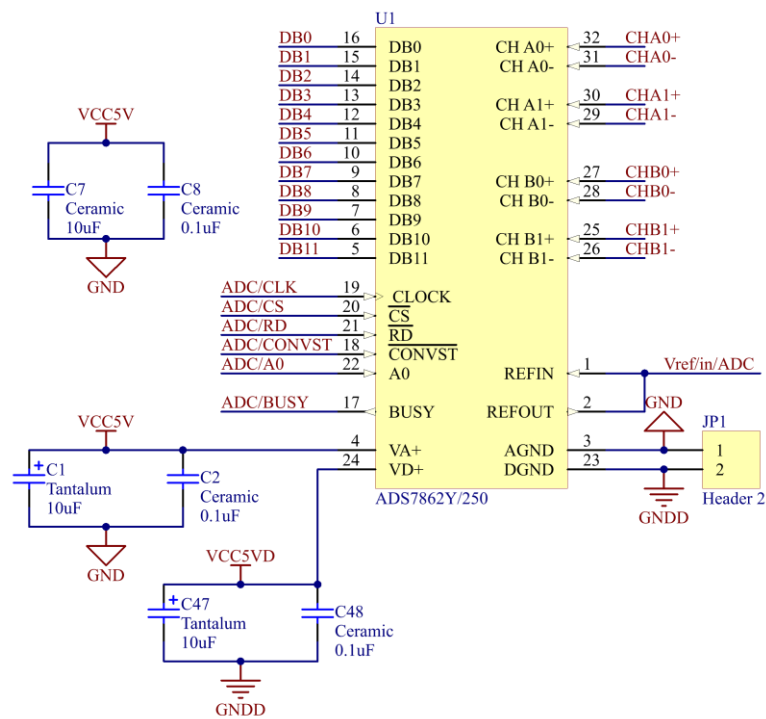


Figura 3.10 Circuito de configuración para el convertidor analógico - digital ADS7862

La figura 3.11 se muestra el circuito de configuración para los canales analógicos de entrada

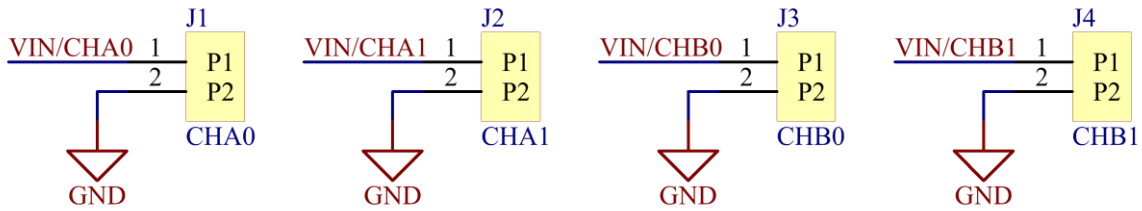


Figura 3.11 Circuito de configuración para los canales de entrada analógicos

Para el acondicionamiento de voltajes entre distintas etapas se utilizó el bus SN74LVCC4245A el cual se muestra en la figura 3.12.

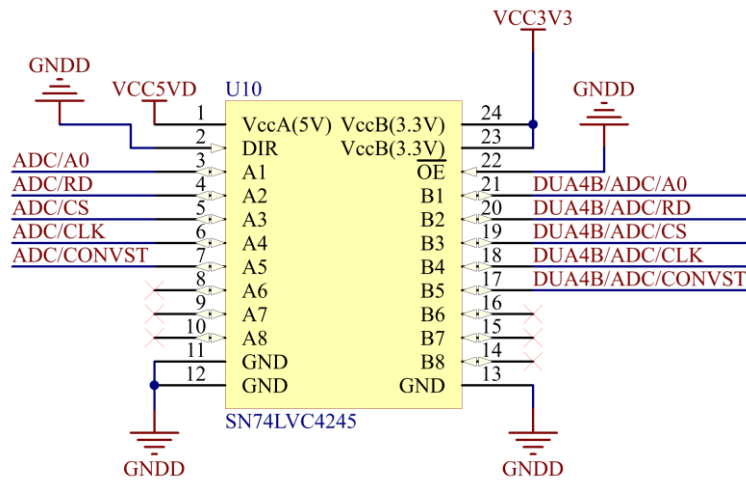


Figura 3.12 Circuito de configuración para el bus SN74LVCC4245A

Debido a que el ADS7862 cuenta con 4 canales analógicos de entrada, es necesario agregar para cada uno de los canales el amplificador operacional AD8138, el cual cumple la función de acoplamiento de impedancias y para proteger el ADC de voltajes superiores a los que soporta. En la figura 3.13 se muestra el circuito de configuración para el amplificador operacional.

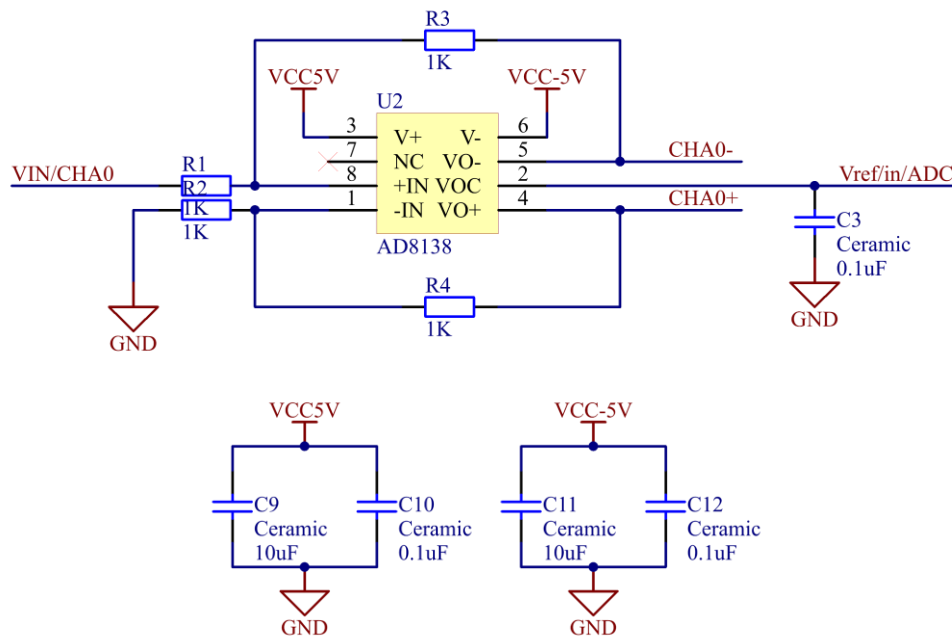


Figura 3.13 Circuito de configuración para el amplificador operacional AD8138 (para cada uno de los canales)

3.4.1.3 Convertidor digital – analógico

Una vez que se ha llevado a cabo el procesamiento de la señal entregada por el sensor ultrasónico, es necesario convertir esos datos binarios en corrientes y tensiones analógicas, para ello es necesario utilizar un convertidor digital – analógico, en este caso se utilizó el convertidor DAC7565 el cual cuenta con una resolución de 12 bits, y 4 canales analógicos de salida. En la figura 3.14 se muestra la configuración sugerida para el convertidor digital – analógico.

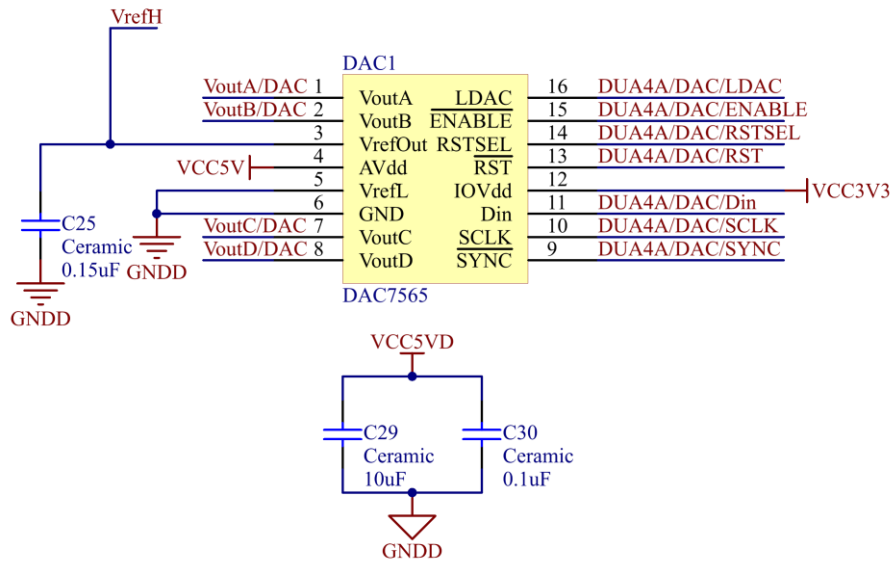


Figura 3.14 Circuito de configuración para el **convertidor** digital - analógico DAC7565

La figura 3.15 muestra la configuración para los 4 canales analógicos de salida.

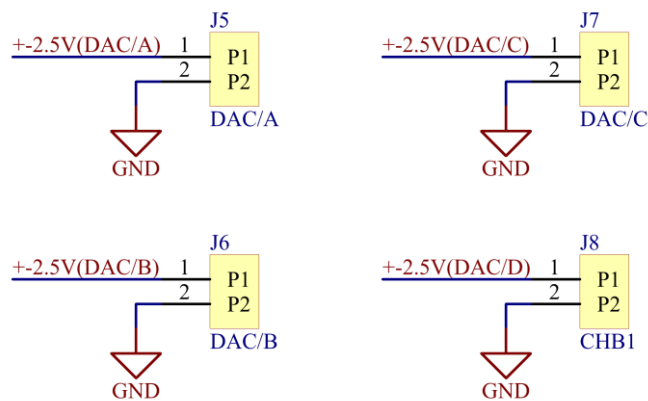


Figura 3.15 Circuito de configuración para los canales de salida analógicos

Al igual que en convertidor analógico – digital, también es necesario agregar amplificadores operacionales al convertidor digital – analógico para cada uno de los canales, esto con la finalidad de protección para evitar una demanda excesiva al

DAC y que la corriente sea provista por el operacional. En la figura 3.16 se muestra el circuito de configuración, en este caso, se utilizó el amplificador operacional OPA703.

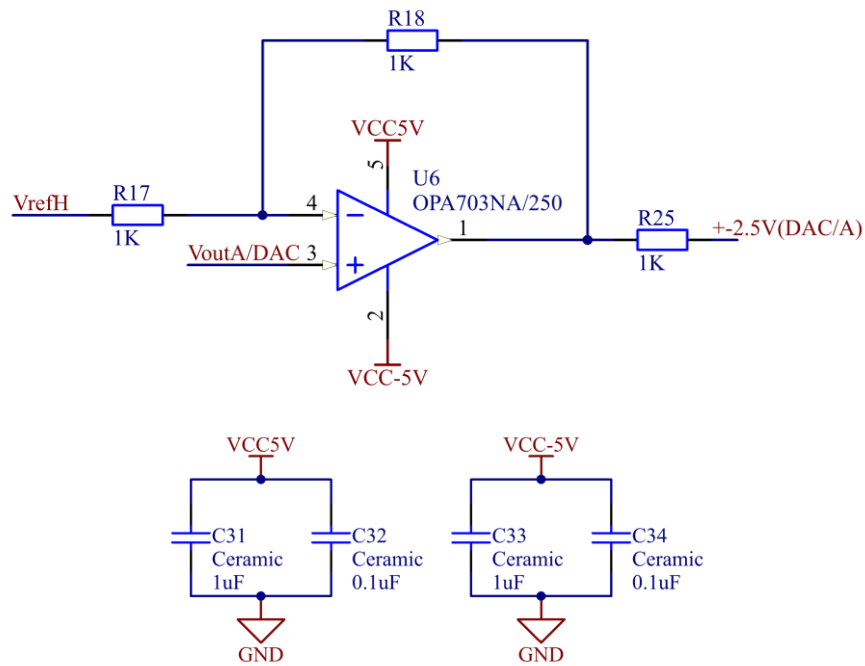


Figura 3.16 Circuito de configuración para el amplificador operacional OPA703 (para cada uno de los canales)

3.4.1.4 Módulo FPGA Spartan 3EXC3S1600

El sistema de adquisición de datos propuesto cuenta con un módulo específicamente diseñado para insertar un dispositivo FPGA, en este caso el Spartan 3EXC3S1600, el cual a su vez cuenta con conexión USB para su alimentación. Las conexiones del módulo se muestran en la figura 3.17.

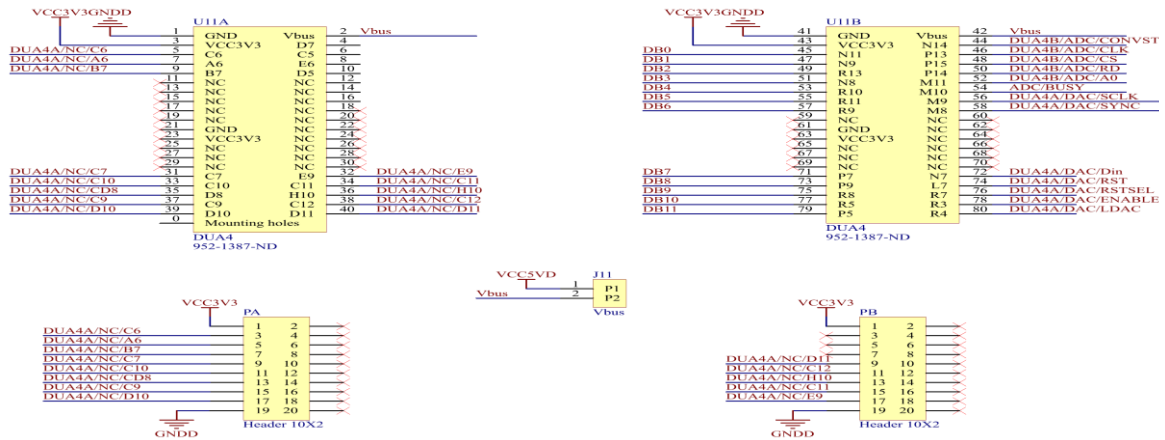


Figura 3.17 Configuración del módulo para FPGA Spartan 3EXC3S1600

3.4.1.5 Entradas / Salidas digitales

Finalmente se cuenta con otro módulo para entradas y salidas digitales esto en caso de que la aplicación lo demande, la configuración de conexión de las terminales se muestra en la figura 3.18.

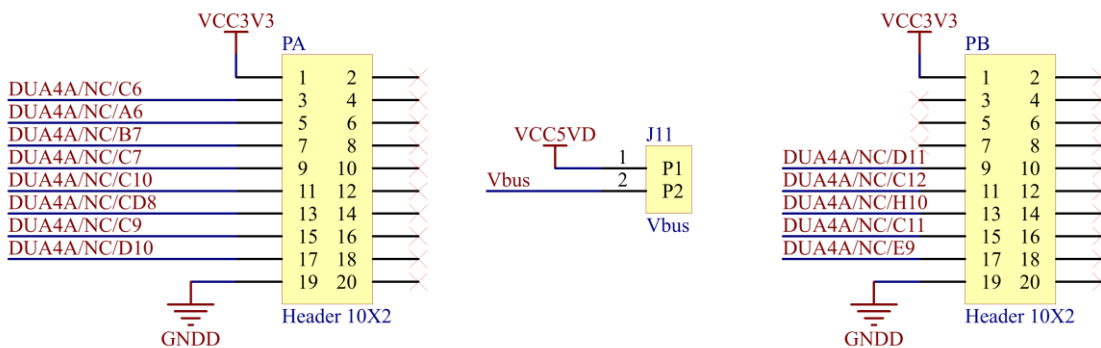


Figura 3.18 Configuración para las entradas / salidas digitales

3.4.2 Placa de circuito impreso (PCB)

Una vez que se diseñó el esquemático, se procedió a realizar el diseño del circuito impreso, al igual que el esquemático, este se diseñó en el software Altium Designer®. A continuación se muestran los diseños del circuito impreso.

3.4.2.1 Capa superior

La figura 3.19 muestra la vista superior de la tarjeta de circuito impreso, en la cual se puede observar que incluye todos los componentes de tecnología de agujeros pasantes.

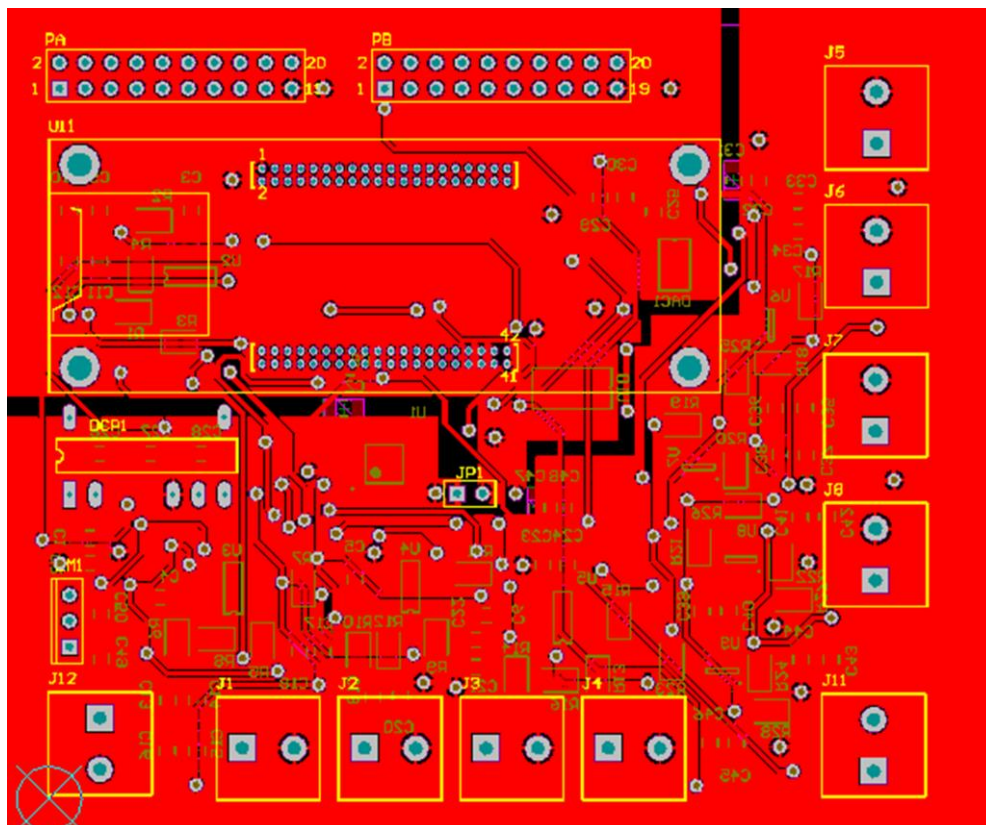


Figura 3.19 Capa superior del Pcb.

3.4.2.2 Capa inferior

La figura 3.20 muestra la vista inferior de la tarjeta de circuito impreso, en la cual se puede observar que incluye todos los componentes de montaje superficial.

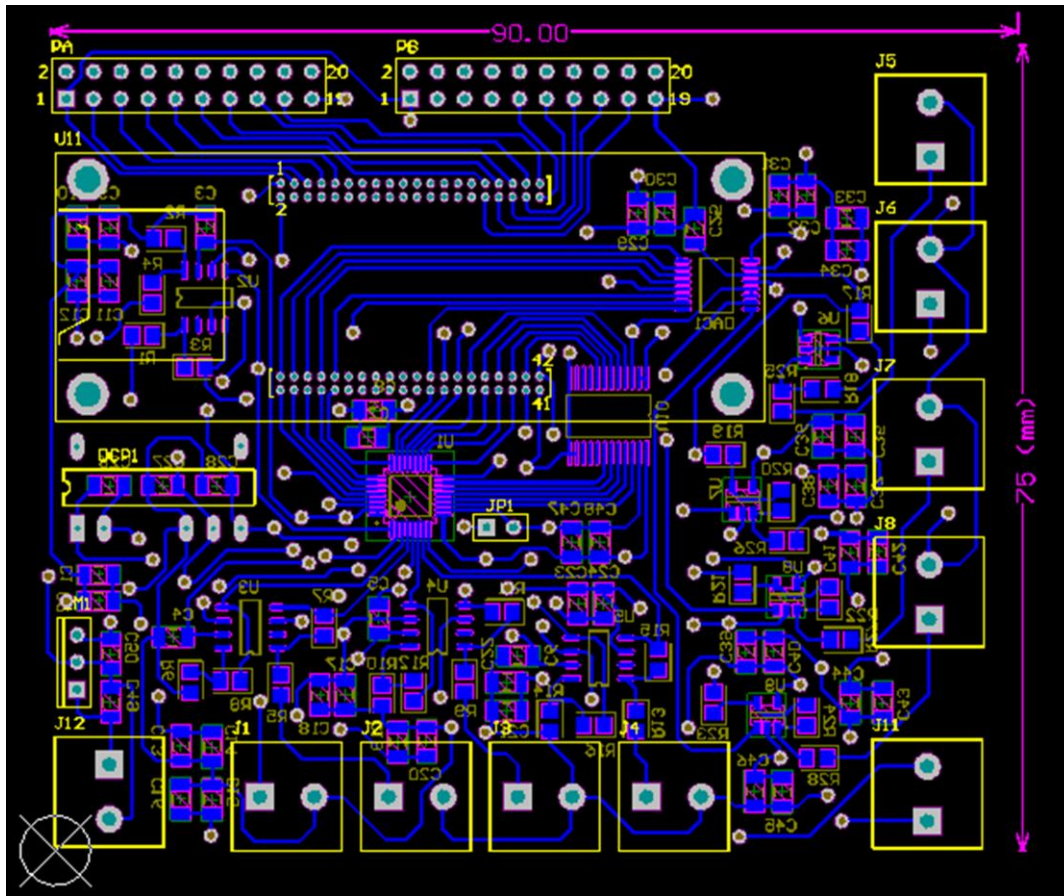


Figura 3.20 Capa inferior del Pcb.

3.4.3 Diseño final

Una vez que se terminó el diseño del circuito impreso, se procedió a realizar la tarjeta física, para ello, debido a las especificaciones de tamaño, pistas y componentes, se utilizó la máquina de prototipado rápido ProtoMat LPKF la cual fue

facilitada por la Universidad Autónoma de Querétaro, campus San Juan del Río, la cual se encuentra ubicada en el laboratorio de Electromecánica de la facultad de Ingeniería. Una vez que se terminó de maquinar la tarjeta, se procedió a manufacturar con todos los componentes mostrados anteriormente para posteriormente probar la tarjeta de circuito impreso. La figura 3.21 muestra la vista superior de la tarjeta con los componentes que se encuentran en dicha capa. De igual manera se puede observar que vienen indicado donde se ubica cada una de las secciones anteriormente descritas.

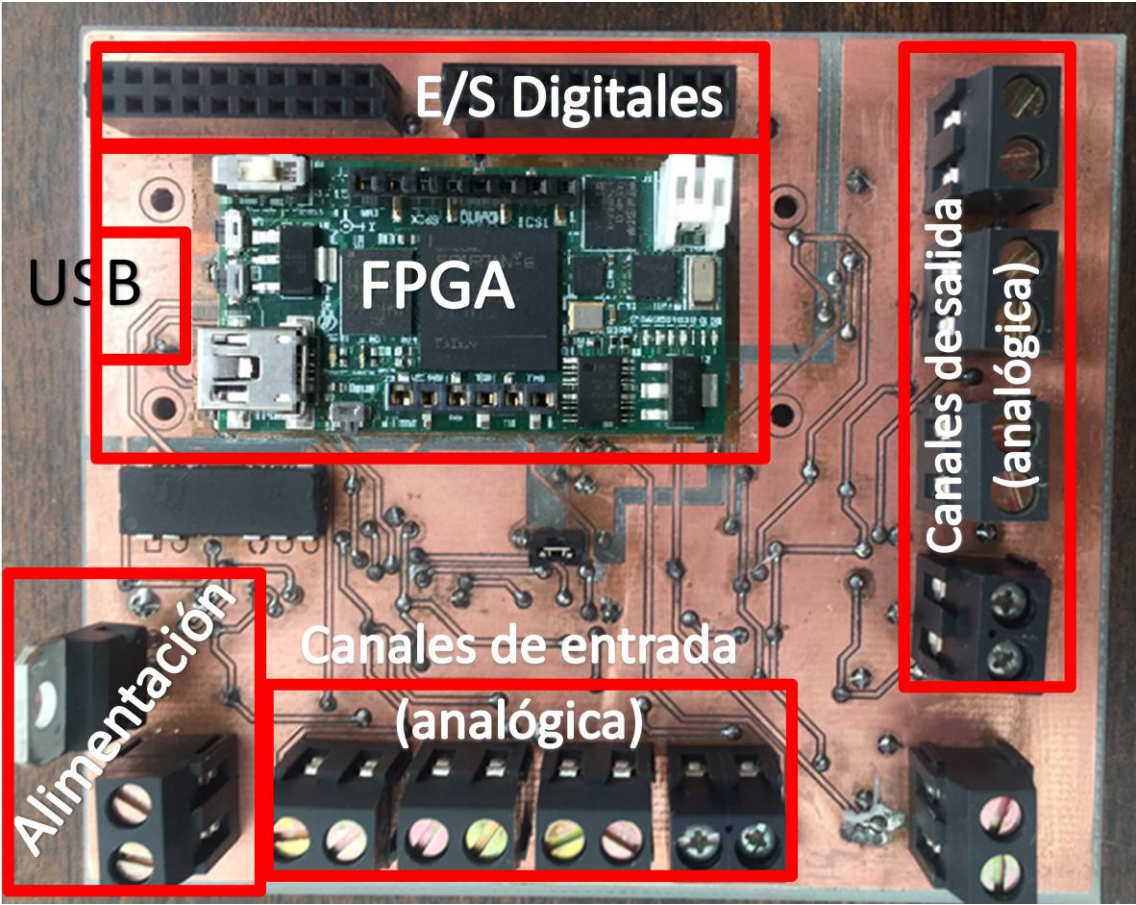


Figura 3.21 Vista superior de la tarjeta del sistema de adquisición de datos

La de figura 3.22 muestra la vista inferior de la tarjeta donde vienen incluidos todos los componentes de montaje superficial, indicando donde se encuentra situado cada una de las etapas mencionadas con anterioridad.

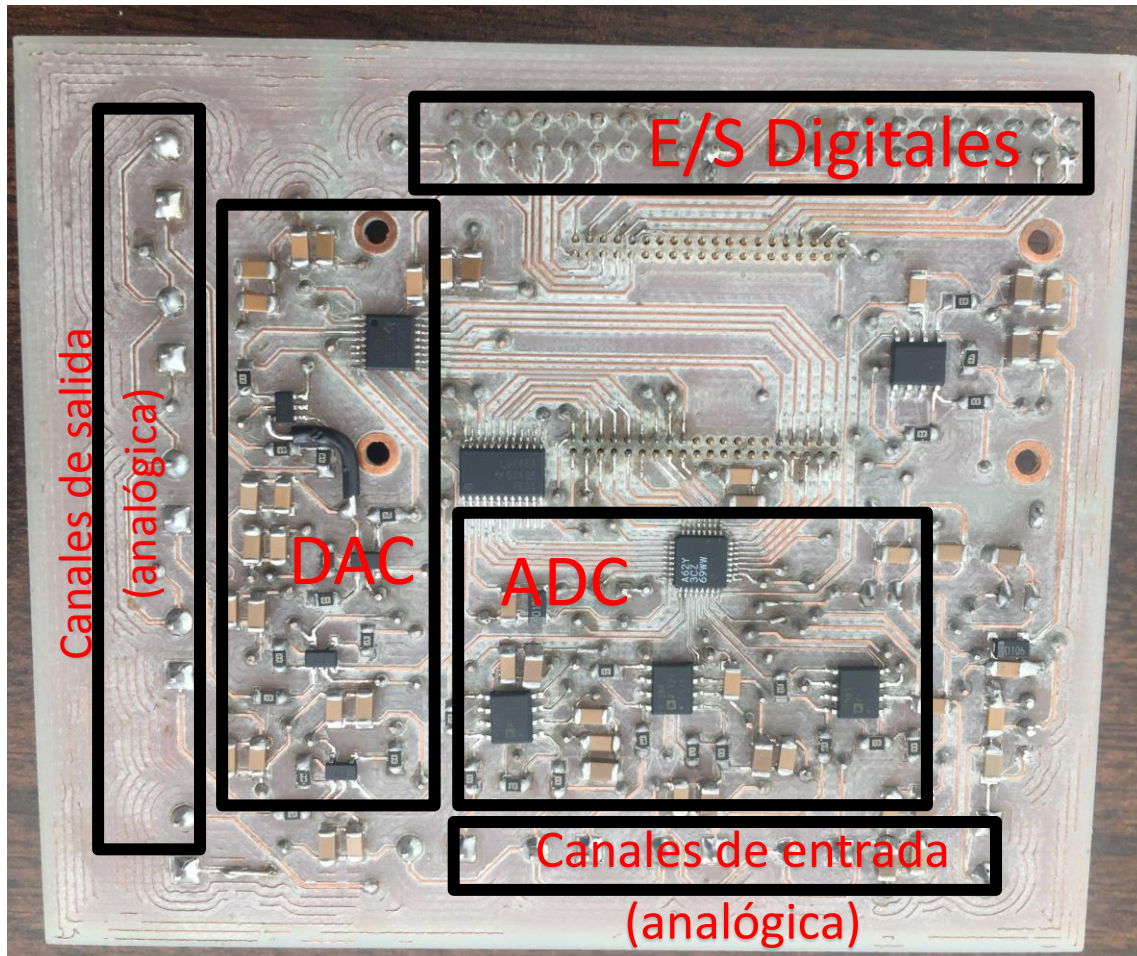


Figura 3.22 Vista inferior de la tarjeta del sistema de adquisición de datos

3.5 FPGA

Para llevar a cabo el procesamiento, se utilizó la plataforma para el desarrollo de sistemas embebidos orientados al control de servosistemas, implementación de IMU'S y sensores inteligentes, la cual se encuentra montada sobre el módulo situado en el sistema de adquisición de datos diseñado.

La tarjeta DUA-3 está diseñada para el uso con procesadores embebidos de la familia xQ, cuenta con un FPGA FPGA Spartan6 (XC6SLX16), alimentación de 3.7v-5v, por cable USB o baterías, además es de bajo consumo de potencia. La tarjeta DUA-3 se muestra en la figura 3.23.



Figura 3.23 Plataforma para el desarrollo de sistemas embebidos DUA-3

3.6 Implementación en VHDL

Para realizar la implementación de los algoritmos en lenguaje de descripción VHDL, se utilizó el software Active-HDL®. La implementación consta de los siguientes bloques: detector de cruce por cero, contador, timer y máquina de estados.

En la figura 3.24 se muestran los diagramas a bloques de la implementación para las técnicas de obtención de la frecuencia.

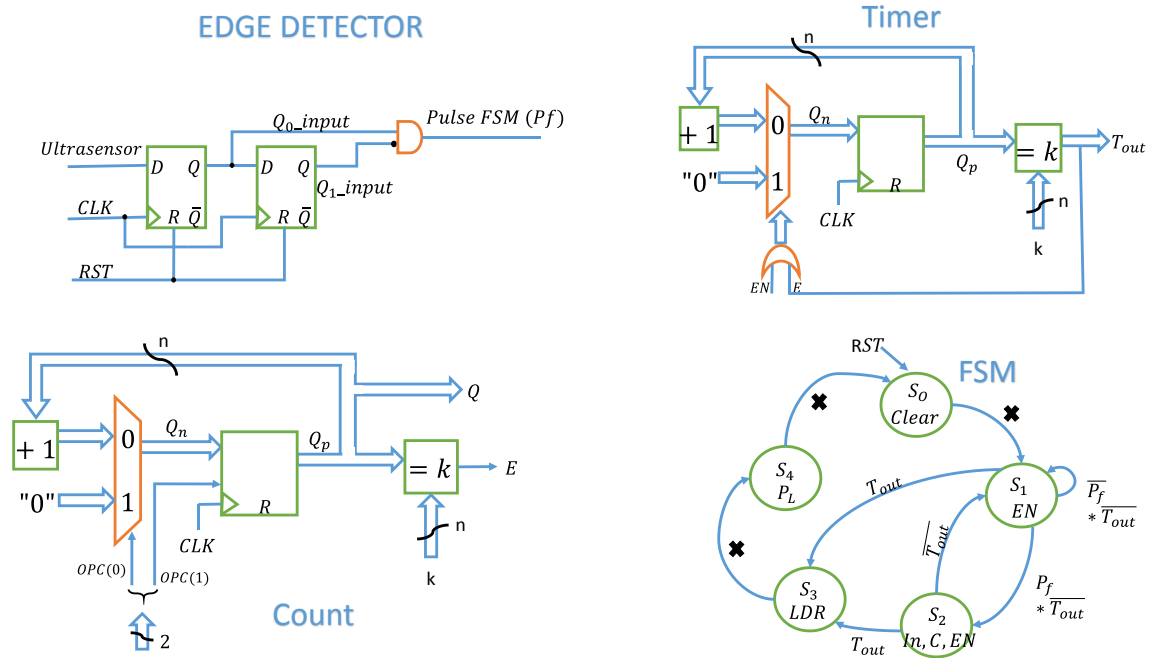


Figura 3.24 Diagrama a bloques de la descripción en VHDL

Es importante mencionar que la función de la máquina de estados es la de controlar los demás bloques implícitos en la descripción en VHDL, sin ella, no sería posible que la implementación tuviera resultados satisfactorios.

4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos para cada una de las etapas señaladas en la metodología, iniciando por la simulación y terminando con el análisis de los valores obtenidos en la etapa de experimentación en la cual ya se encuentran montados los sensores ultrasónicos en el actuador lineal.

4.1 Simulación

En este apartado se muestran las simulaciones correspondientes a la comparación de las 2 técnicas para la detección y medición de frecuencia. Al realizar las simulaciones de los algoritmos diseñados mediante la herramienta matemática Matlab ®, se obtuvo lo mostrado a continuación.

4.1.1 Generación de señales sintéticas

En la figura se puede observar las señales sintéticas generadas a través de un algoritmo diseñado en Matlab, las cuales cuentan con las restricciones específicas del sistema, como lo son el rango de frecuencias ultrasónicas al que deben pertenecer (40 kHz) y una frecuencia de muestreo de 200kSps.

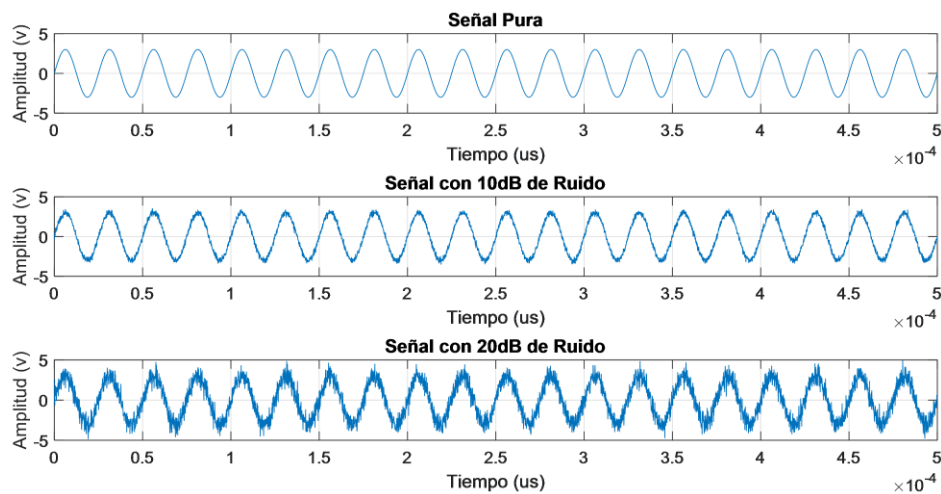


Figura 4.1 Señal senoidal sintética generada con una frecuencia ultrasónica de 40 kHz

En la figura 4.1 se observan 3 gráficas, de las cuales la primera, es una señal pura, por el contrario, a las otras 2 señales., se les agregó ruido blanco Gaussiano con una relación señal-ruido por muestra de 10dB y 20dB, esto con la finalidad de simular las condiciones reales que estaría entregando un sensor ultrasónico.

4.1.2 Cruce por cero

Para esta etapa, la metodología seguida fue la de realizar el conteo de cruces por cero de la señal, es decir, cuantas veces la señal cruza el umbral cero. Con ese valor obtenido se procedía a conocer la frecuencia de la señal en base a la cantidad de pulsos que caben en una ventana de tiempo.

4.1.3 Transformada Chirp-Z

El algoritmo para detectar la frecuencia mediante la Transformada Chirp-Z, analiza el espectro de la señal para así obtener la frecuencia. En la figura 4.2 se presenta el espectro de la señal pura, es decir la que no tiene componente de ruido.

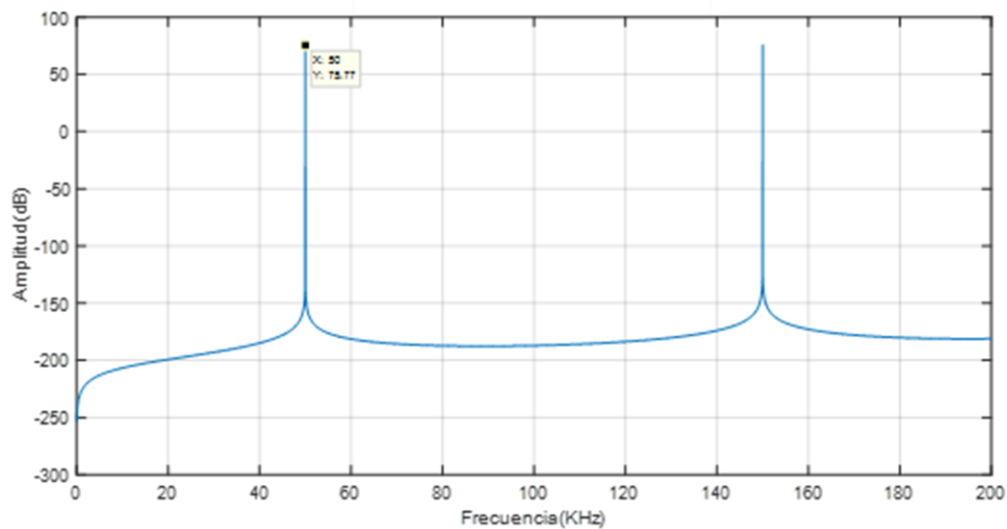


Figura 4.2 Espectro de la Transformada Chirp-Z (Señal Pura)

En la figura 4.3 y en la figura 4.4, que son las señales a las que se les agregó ruido, se observa claramente que el ruido está presente en ambas señales, el ruido agregado inyectado fue de 10dB y 20dB respectivamente. Sin embargo, a pesar de que contienen ruido, la medición del punto máximo no se ve afectada.

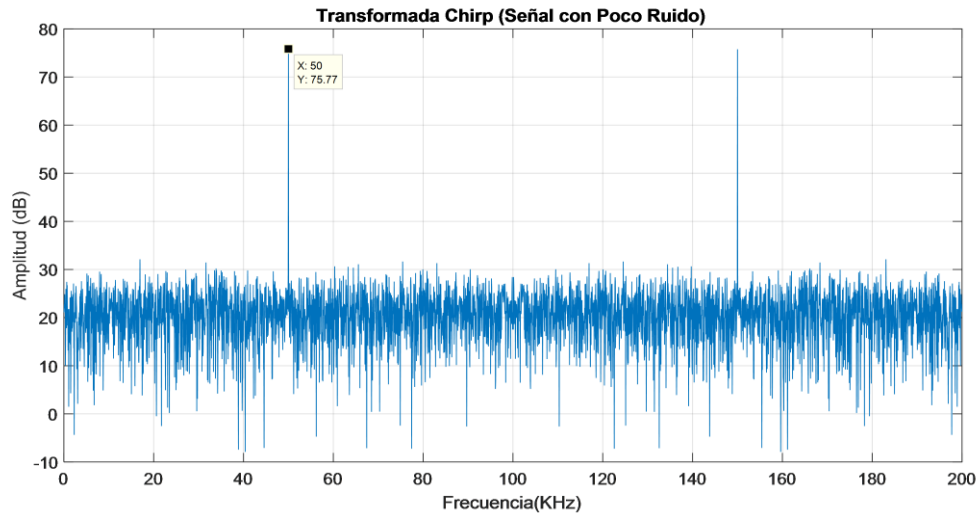


Figura 4.3 Espectro de la Transformada Chirp- Z (Señal con Poco Ruido)

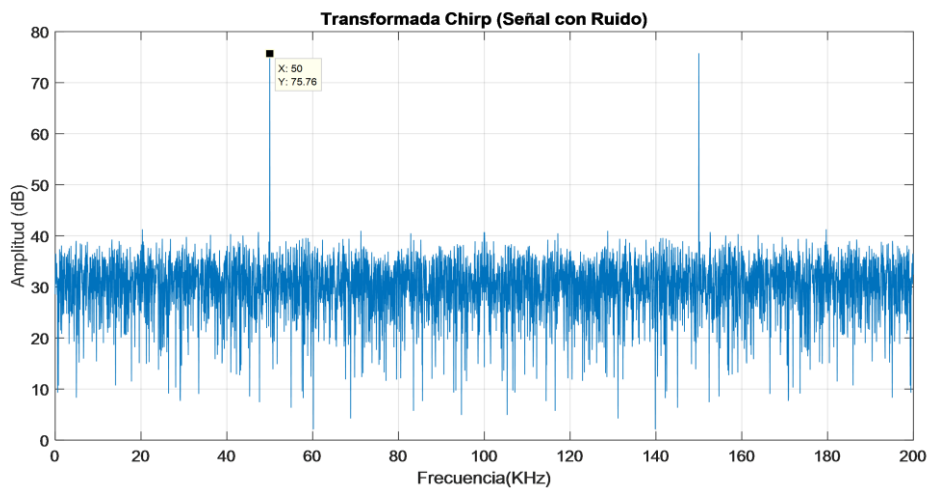


Figura 4.4 Espectro de la Transformada Chirp- Z (Señal con Ruido)

Para realizar la comparación de las técnicas se obtuvo el error entre la frecuencia de la señal de referencia y la frecuencia entregada por el algoritmo mostrado para ambas técnicas.

En la figura 4.5 se muestra la comparativa de los errores presentados por ambas técnicas para cada una de las señales sintéticas generadas la detección de cruce por cero y la Transformada Chirp-Z.

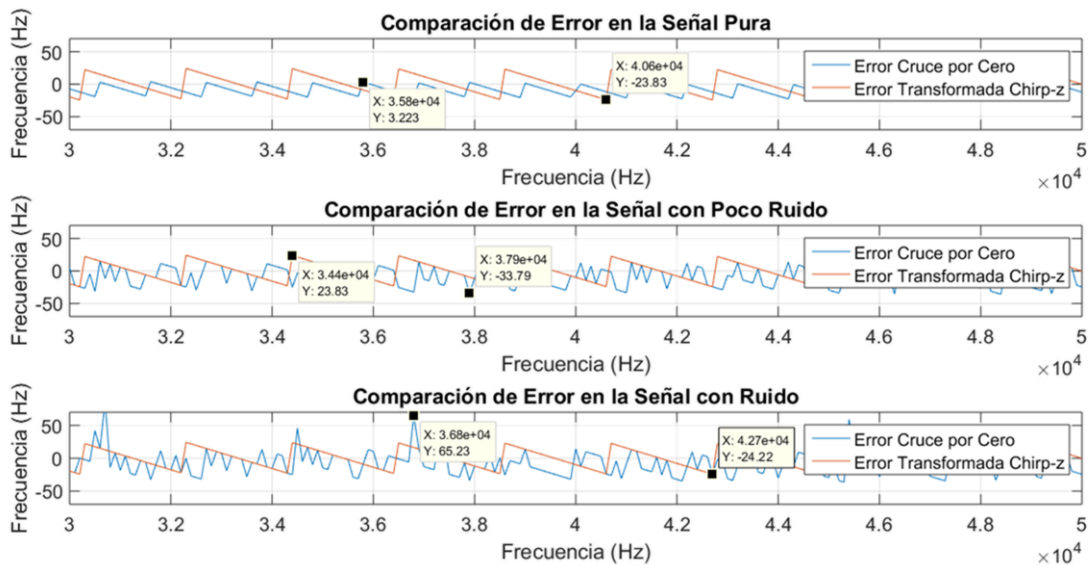


Figura 4.5 Comparativa de error de las técnicas de cruce por cero y Transformada-Z Chirp para las 3 señales sintéticas generadas

Como se puede observar en la figura 4.5, el error mostrado por la transformada-Z Chirp es más elevado que en la detección de cruce por cero, es importante destacar que esto se manifiesta en la señal que no contiene ruido. por el contrario, en las señales con componentes de ruido de 10dB y 20dB se observa que el error mostrado por la detección de cruce por cero va en aumento y se tiene algunos picos, en cambio en la transformada-Z Chirp, se aprecia que el ruido se va manteniendo aun en presencia del ruido contenido en la señal, esto quiere decir que esta técnica, tiene una mayor inmunidad al ruido, algo deseable para el propósito de este trabajo de investigación.

4.1.5 Análisis estadístico

En la tabla 4.1 se muestran algunos parámetros de importancia obtenidos a partir del análisis de las gráficas comparativas de error presentado para ambas técnicas.

Tabla 4.1 Parámetros obtenidos de las gráficas de error para el detector de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp.

Error Señal Sintética								
Señal Sintética	Cruce por cero				Transformada-Z Chirp			
	% Error	Desviación estándar (Hz)	Valor mínimo (Hz)	Valor máximo (Hz)	% Error	Desviación estándar (Hz)	Valor mínimo (Hz)	Valor máximo (Hz)
Pura	0.0244	7.12	-4.003	23.53	0.00106	14.22	-24.21	24.21
Poco Ruido	0.0269	20.28	-97.46	36.71	0.00106	14.22	-24.21	24.21
Ruido	0.0184	16.85	-83.78	37.69	0.00106	14.23	-24.21	24.6

Al observar la tabla que contiene el error presentado por ambas técnicas se aprecia que para una señal que no contiene ruido, lo más ideal es utilizar la detección de cruce por cero, sin embargo conforme se aumenta ruido a la señal, lo más conveniente es utilizar la transformada-Z Chirp ya que el error presentado se mantiene y no incrementa, esto quiere decir que tiene una mayor inmunidad al ruido. Por otro lado, en la tabla también se indica que tanto es la desviación estándar para cada una de las técnicas propuestas, donde se puede apreciar que el margen de error ronda los 14Hz, esto tiene impacto positivo ya que si se toma en cuenta que las señales con las que el sistema trabaja están en el rango de los kHz, evidentemente el error es muy poco e inclusive despreciable.

4.2 Experimentación

Para realizar las pruebas del sistema, como parte de la instrumentación, se procedió a montar los sensores ultrasónicos en el actuador lineal perfectamente alineados y uno frente al otro, donde es importante destacar que el emisor se encuentra fijo y el receptor, como se encuentra montado en la platina, va a estarse desplazando a lo largo del riel. Con los sensores montados en el sistema, se procedió a realizar las pruebas a distintas velocidades, para realizar una comparativa de las mismas. En la figura 4.6 se muestra como fueron adaptados los sensores ultrasónicos al actuador lineal.

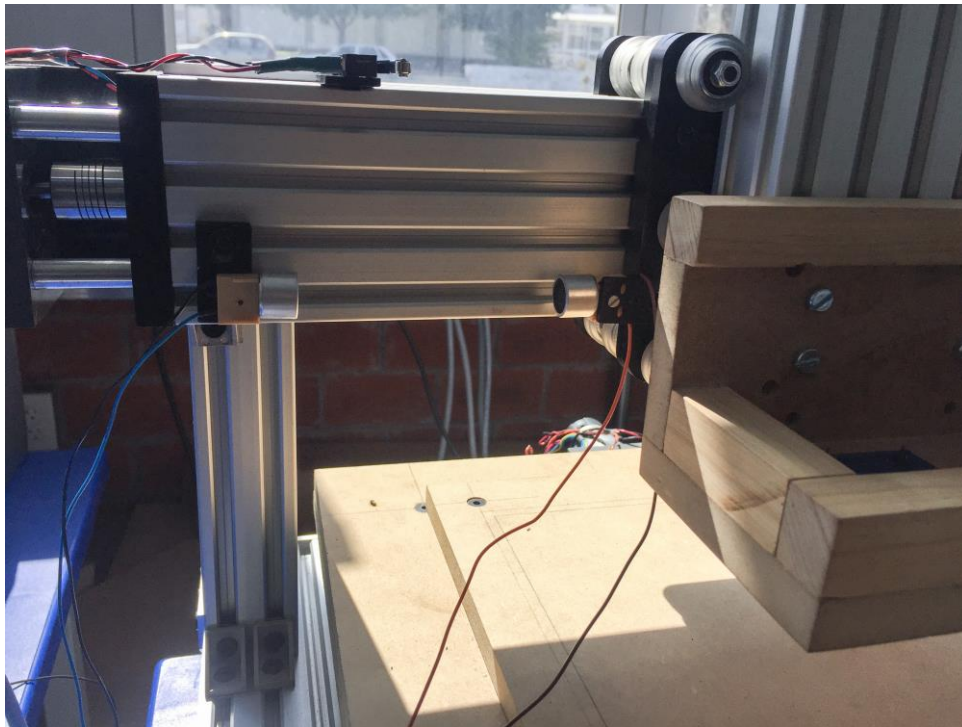


Figura 4.6 Sensores ultrasónicos adaptados al actuador lineal

4.2.1 Acondicionamiento de la señal

Debido a que los sensores van conectados al sistema de adquisición de datos diseñado y al dispositivo FPGA, es importante realizar un acondicionamiento de señales, esto con la finalidad de establecer los niveles de tensión adecuados, además eliminar el ruido, ya que es muy crítico por que puede causar interferencia en el sistema ultrasónico y dar como resultado errores en la medición. La tarjeta se diseñó utilizando el software Altium Designer® y posteriormente se manufacturó en la máquina de prototipado LPKF. En la figura 4.7 se muestra el diseño de la tarjeta de acondicionamiento de señal, en la figura 4.8 se muestra el diseño físico perteneciente al acondicionamiento de la señal.

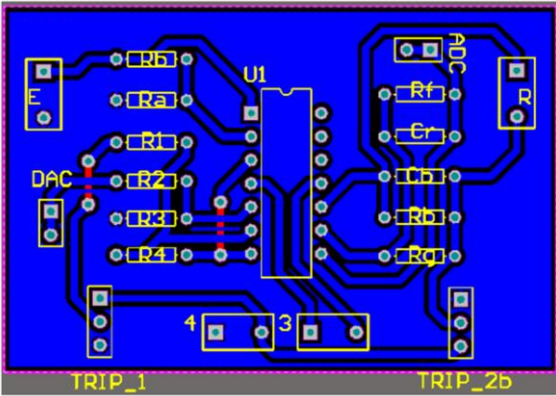


Figura 4.8 Diseño del PCB para el acondicionamiento de señal

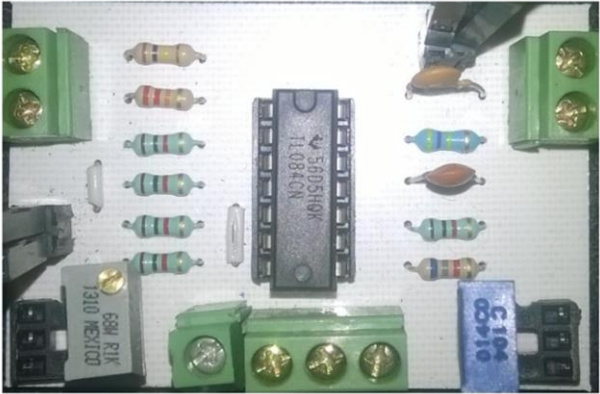


Figura 4.7 Diseño física de la tarjeta de acondicionamiento de señal

4.2.2 Pruebas

Las pruebas son realizadas bajo condiciones de laboratorio, logrando alcanzar movimiento controlados dentro del rango deseado. Lo primero que se realizó fue tomar una medición de referencia, para ello, se tomaba la medición de la frecuencia pero sin que la platina del actuador estuviera en movimiento, es decir esta se encontraba detenida. Ello con la finalidad de que esa frecuencia de referencia es la que sirve para obtener la estimación de la velocidad a partir del efecto Doppler.

Una vez realizada la toma de la referencia se procedía a mover el actuador lineal con la máquina, es importante destacar que son movimientos controlados a partir de un software diseñado en la Universidad Autónoma de Querétaro, en los cuales se establece la distancia y la velocidad, así mismo como la dirección que va a seguir la platina, ya que se realizaron pruebas con la platina acercándose y alejándose del emisor. En la tabla 4.2 se muestran las distancias y las velocidades que se hicieron de prueba

Para cada una de las velocidades mostradas en la tabla anterior se tomaron 8142 valores. Para reducir la cantidad de muestras adquiridas, se realizó un filtro

Tabla 4.2 Parámetros de las pruebas realizadas

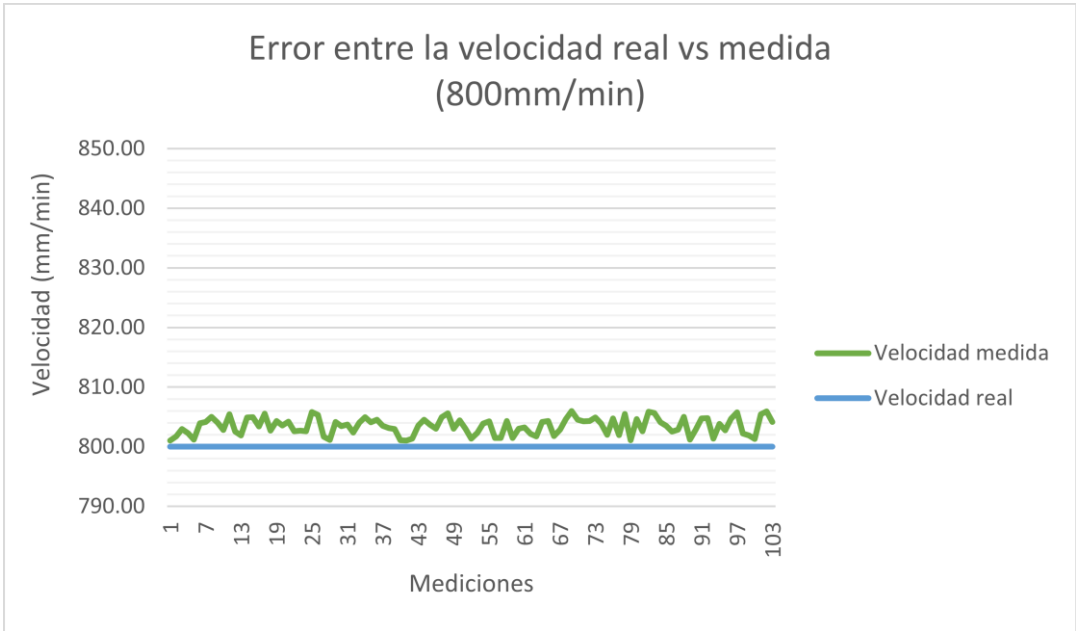


Figura 4.9 Error entre la velocidad real y la velocidad medida

promedio con 80 valores, esto para posteriormente graficar dichos valores. En la figura 4.9 se muestra una gráfica del error presentado entre la velocidad real y la velocidad medida para una velocidad de 800mm/min.

Como se observa en la gráfica, la línea azul pertenece a la velocidad real con la que se movió la platina, por el contrario, la de color verde indica la medición que se realizó con el sistema. Comparando ambas mediciones se aprecia que el valor es muy cercano al real, el valor máximo ronda los 805 mm/min, esto tomando en cuenta que estas variaciones son por la velocidad del sonido implícita. Pero los valores mostrados son bastante aceptables y dan una estimación muy buena de la velocidad del actuador lineal.

De igual manera se procedió a realizar esta misma prueba pero ahora para todas las velocidades mostradas en la tabla 4.2. Dando como resultado la gráfica mostrada en la figura 4.10, en la que se aprecia la velocidad más alta presentada de 800mm/min y la más baja de 40mm/min.

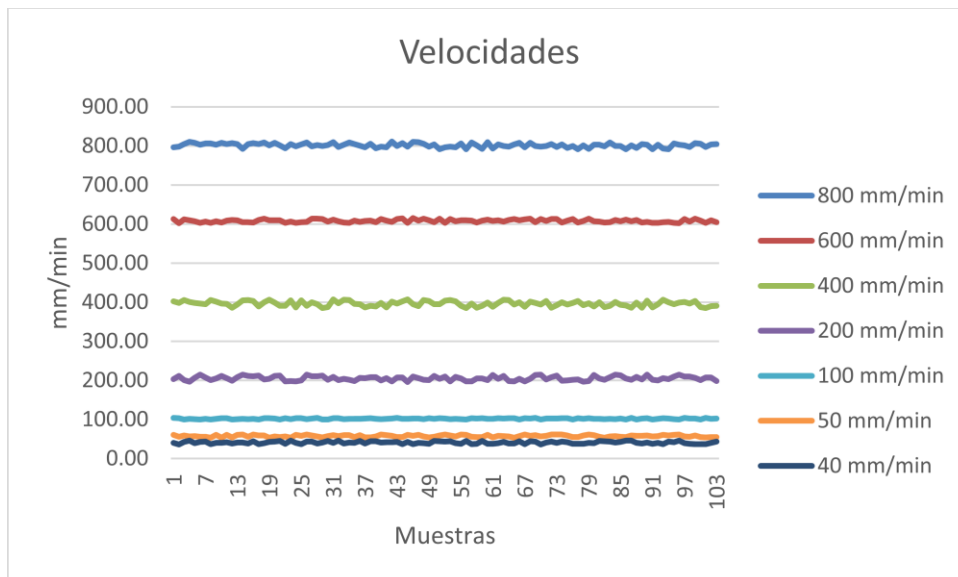


Figura 4.10 Gráfica de velocidades en el actuador lineal

En la gráfica se observan todas las velocidades a las cuales el actuador lineal se desplazaba, se muestra que los resultados son satisfactorios, ya que solo difiere un poco, esto porque se tiene que tomar en cuenta la velocidad del sonido. Algo interesante que se puede notar, es que a medida que la velocidad va en aumento, existen mayores variaciones en la medición, esto por la limitante de distancia de los sensores, el cual para este caso es de 350 mm como máximo. Este parámetro depende en su totalidad de los sensores ultrasónicos, pero se pueden alcanzar rangos mayores de distancia utilizando sensores con una resolución muy alta, pero para este trabajo en particular, el uso de estos sensores es suficiente.

4.2.3 Análisis estadístico

A partir las gráficas se puede realizar un análisis estadístico para observar cómo se está comportando el sistema. En la tabla 4.3 se muestra ese análisis.de

Tabla 4.3 Análisis estadístico

Análisis estadístico				
Parámetro	Velocidades			
	800 mm/min	600 mm/min	400 mm/min	200 mm/min
Media aritmética	801.50	608.39	396.13	204.91
Desviación	5.723266406	3.958643689	6.140349203	2.506395206
Valor mínimo	791.06	602.17	385.23	201.04
Valor máximo	810.99	614.92	406.99	209.00
Error	0.014964078	0.083894175	-0.038699029	0.049125243

Análisis estadístico			
Parámetro	Velocidades		
	100 mm/min	50 mm/min	40 mm/min
Media aritmética	101.97	56.51	41.71
Desviación	1.205501591	1.858182425	2.918141117
Valor mínimo	100.04	53.05	36.19
Valor máximo	103.90	59.95	45.99
Error	0.019678495	0.065134409	0.017082796

En las tablas anteriores se muestran algunos parámetros estadísticos de interés como lo son la media aritmética, la desviación estándar y el error presentado. Se puede observar que existe error, pero este es muy poco. Comparando estas tablas de análisis con las tablas de análisis de frecuencia se observa que en este caso incrementa el error, esto porque hay que tomar en cuenta que viene implícita la velocidad del sonido en lo que es la fórmula del efecto Doppler.

5. CONCLUSIONES Y PROSPECTIVAS

5.1 CONCLUSIONES

El desarrollo de esta tesis, ha permitido la propuesta y desarrollo de un sistema de adquisición de datos para señales ultrasónicas con FPGA para la medición de velocidad mediante el efecto Doppler.

A fin de comprobar que era posible la medición de velocidad con otra metodología, este trabajo en este trabajo se presentó la comparativa entre 2 técnicas para la detección de la frecuencia, la técnica mediante el cruce por cero, en la cual únicamente se realizaba el conteo de las veces que la señal cruzaba el umbral de 0 volts para posteriormente hacer la relación a frecuencia respecto a la ventana propuesta. Por otro lado, la técnica de la transformada-Z Chirp, lo que analizaba era el espectro en frecuencia de la señal, lo cual facilitaba el análisis debido a que lo que se deseaba obtener era la frecuencia. Ambas técnicas dieron buenos resultados al momento de analizar la frecuencia, pero se observó que la transformada Z-Chirp presentó una mayor inmunidad al ruido, lo que es deseable porque se están utilizando sensores ultrasónicos, que en ciertas ocasiones suelen ser sensibles a algunas condiciones, por lo que fue la técnica que se eligió como la mejor para dicho propósito. Una vez que se eligió la técnica que dio mejores resultados, se implementó en lenguaje de descripción de hardware para comenzar a realizar las pruebas reales al sistema.

Se tiene un actuador lineal al cual se le adaptaron los sensores ultrasónicos, un emisor y un receptor, alineados perfectamente uno frente a otro. Para realizar las pruebas, se tomó una medición inicial con el actuador en reposo, es decir permanecía inmóvil, esto para ubicar la frecuencia de referencia del sistema y posteriormente hacer el cálculo de la velocidad con ese parámetro. Una vez que se tomó la referencia empezaron las pruebas, las cuales consistieron en mover la platina del actuador lineal con un desplazamiento y velocidad controlados, los desplazamientos eran acercándose al emisor y alejándose del emisor, a la misma velocidad y recorriendo la misma distancia. Sucesivamente se fueron repitiendo estas pruebas pero para distintas velocidades y distancias. Siendo la velocidad más

baja los 40 mm/min, la más alta 1200 mm/min, en cuanto al desplazamiento también hubo variación, el desplazamiento más pequeño fue de 20mm y el más grande de 300mm. Es importante mencionar que en las velocidades más altas, específicamente en los 1000 mm/min y los 1200 mm/min, las mediciones obtenidas dejaban de comportarse de una manera lineal y se empezaban a notar unos picos muy pronunciados al momento de graficar, esto porque el sistema cuenta con la limitante de la distancia, esto el rango de los sensores ultrasónicos, ya que son de alta resolución, pero no de muy alta resolución. Por ello en las pruebas realizadas se observó que la máxima distancia en la que la medición de la velocidad detectada por los sensores ultrasónicos fue de 350 mm. Esta limitante puede solucionarse al tener unos sensores con una resolución muy alta, pero para el propósito de este trabajo no es necesario, ya que el rango de velocidades del sistema ronda los 50 mm/min – 900 mm/min. Ahora bien, al observar las gráficas de los valores medidos contra los valores reales, se observa que los resultados son bastante satisfactorios, la estimación de la velocidad es bastante buena, existe cierto error, pero es pequeño.

En lo relativo a la aportación científica, se pudo comprobar que mediante el diseño de una metodología que incluyó la técnica de cruce por cero y transformada Z-Chirp, fue posible la detección de la frecuencia en señales ultrasónicas para la posterior estimación de la velocidad. Para la aportación tecnológica, se comprobó que fue necesario el diseño de un sistema de adquisición de datos que fuera capaz de adquirir señales que se encuentra en el rango ultrasónico, es decir, señales de alta frecuencia.

Finalmente a manera personal, la elaboración de esta tesis me permitió incursionar en el mundo de la investigación y concluir que realiza aportes tanto científicos como tecnológicos van de la mano, para tener un crecimiento profesional que brinde experiencias gratificantes en el camino al conocimiento de la ingeniería.

5.2 PROSPECTIVAS

Es importante mencionar que en el desarrollo de este trabajo se encontraron diversas áreas de oportunidad y aportaciones que se puede realizar al proyecto, entre estas áreas de oportunidad, se encuentran la de escalar este proyecto al área de la interferometría.

6. REFERENCIAS

Carit, M., Coto, M., y Fung, M., 2002, Sistemas de Control Aplicados a la Robótica, Universidad de Costa Rica, Facultad de Ingeniería - Escuela de Ingeniería Eléctrica, Departamento de Automática.

Curie, J., y Curie, P., 1880, Development by pressure of polar electricity in hemihedral crystals with inclined faces, Bull. soc. min. de France, 3, 90.

Doppler, C., 1842, Ueber das farbige Licht der Doppelsterne und einiger anderer Gestirne des Himmels: Versuch einer das Bradley'sche Aberrations-Theorem als integrirenden Theil in sich schliessenden allgemeineren Theorie. In Commission bei Borrosch & André, Prag.

Evans, D., y McDicken, W., 2000, Doppler ultrasound: physics, instrumentation and signal processing. John Wiley & Sons.

García, J., 2007, Procesamiento Digital de Señales, IPN-2007 camgm, No. Registro 03-2003-043013195600-01.

González-Escalada, J., de la Calle, J., y Perucho, A., 1999, Flujometría campimétrica por láser doppler. Un nuevo procedimiento diagnóstico y evaluativo del dolor, Rev Soc Esp Dolor, 6, 187-198, España.

Huang, Z., 2011, A Method and Instrument to Measure the Ultrasonic Velocity Coefficient, IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, 3(14), 22-26, China.

López, B., 2008. Medición de Velocidades de Fluidos por Efecto Doppler, López Zubieta, B. A. (2008). Medición de Velocidades de Fluidos por Efecto Doppler. Revista Boliviana de Física, 14(14), 65-72.

Marconi, G., 1992, Radio telegraphy, Journal of the American Institute of Electrical Engineers, 41(8), 561-570.

Matsui, R., Takei, Y., Minh-Dung, N., Takahata, T., Matsumoto, K., y Shimoyama, I., 2015, Flow speed measurement with Doppler effect using ultrasonic receiver for small-sized smart catheter. In 2015 28th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) (pp. 640-642). IEEE

Maxinez, D., 2014, Programación de Sistemas Digitales con VHDL, Grupo Editorial Patria.

Morales, M., 2006, Introducción a los FPGAs y el Cómputo Reconfigurable, México, INAOE.

Mowla, A., Nikolić, M., Leng, Yah, Bertling, K., y Rakić, A., 2014, Effect of the optical numerical aperture on the Doppler spectrum in laser Doppler velocimetry. In 2014 Conference on Optoelectronic and Microelectronic Materials & Devices (pp. 72-74). IEEE.

Nakamura, M., Ishikawa, T., Kobashi, S., Kuramoto, K. y Hata, Y., 2011. Blood flow detection under skull by Doppler effect. In Systems, Man, and Cybernetics (SMC), 2011 IEEE International Conference on (pp. 758-763). IEEE.

Ortega, D., Seguel, S., 2004, Historia del Ultrasonido: el Caso Chileno, Revista chilena de radiología, 10(2), 89-92.

Pineda. C., Bernal, A., Espinosa, R., Hernández, C., Marín, N., y Peña, A., 2009, Principios Físicos Básicos del Ultrasonido, Rev Chil Reumatol, 25(2), 60-6.

Romero-Troncoso, R. D., 2007, Electrónica digital y lógica programable. Universidad De Guanajuato, México.

Rubio, E., Hernández, L., Aracil, R., Saltarén, R., y Moreno, R., 2007, Modelado, Identificación y Control de Actuadores Lineales Electroneumáticos. Aplicación en Plataforma de dos Grados de Libertad, España, Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI, 4(4), 58-69.

Sakamoto, T., Akiyama, D., Sato, T., y Sato, T., 2016, Spectrum-Free Estimation of Doppler Velocities Using Ultra-Wideband Radar, Japan, DOI 10.1109/ACCESS.2016.2614824, IEEE.

Sass, R., y Schmidt, A., 2010, Embedded Systems Design with Platform FPGAs: Principles and Practices, Morgan Kaufmann, ISBN 978-0-12-374333-6.

Van Mastrigt, L., Van der Wal, A., y Oonincx, P., 2015, Exploiting the Doppler Effect in GPS to Monitor Signal Integrity and to Detect Spoofing, In Navigation World Congress (IAIN), 2015 International Association of Institutes of (pp. 1-8). IEEE.

Walker, J., Halliday, D., y Resnick, R., 2013, Fundamentals of Physics, Chapters 33-37. John Wiley & Sons, 10a edición, ISBN 978-1-118-23072-5.

Yeh, Y., y Cummins, H., 1964, Localized Fluid Flow Measurements with HeNe Laser Spectrometer, Applied Physics Letter, 4, 176-178.

Zhou, C., Tian, T., Qian, L., Fan, D., Liang, W., y Ou, Y., 2016, China, Doppler Effect-based Optical Fiber Vibration Sensor Using Frequency-Shifted Interferometry Demodulation. Journal of Lightwave Technology.

7. ANEXOS

COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE DETECCIÓN DE CRUCE POR CERO Y LA TRANSFORMADA Z-CHIRP PARA MEDIR FRECUENCIAS EN EL RANGO ULTRASÓNICO

Guadalupe Aguilar Cerda

Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Querétaro, Río Moctezuma 249, Col. San Cayetano, 76807 San Juan del Río, Qro. Tel: (443)1415822

lups_doll@hotmail.com

Luis Morales Velázquez

Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Querétaro, Río Moctezuma 249, Col. San Cayetano, 76807 San Juan del Río, Qro. Tel: (442)1921200

lmorales@hspdigital.org

Resumen

Este trabajo presenta una comparativa entre 2 métodos para detectar y medir la frecuencia con una alta precisión en el rango ultrasónico. La aplicación propuesta para esta investigación es la medición de velocidad con ultrasonido mediante efecto el Doppler en actuadores lineales, esta se desarrollará en un trabajo posterior. Se generaron señales sintéticas con distintos niveles de ruido, simulando la señal entregada por un sensor ultrasónico. Para la detección de frecuencia se diseñó una metodología para comparar las técnicas de detección de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp. La Transformada-Z Chirp, tiene mejores resultados ya que se tiene una buena aproximación de la frecuencia real, y el error no incrementa en señales con ruido, en cambio en la detección de cruce por cero el error incrementa

mostrando unos picos indeseables. Una vez que la metodología se perfeccione, se implementará en un sistema embebido para el procesamiento en tiempo real.

Palabras Claves: Detección de cruce por cero, efecto Doppler, estimación de frecuencia, Transformada-Z Chirp, ultrasonido, alta resolución.

Abstract

This work presents a comparison between 2 methods to detect and measure the frequency with a high precision in the ultrasonic range. The proposed application for this research is the measurement of velocity with ultrasound by Doppler effect in linear actuators, this will be developed in a later work. Synthetic signals were generated with different levels of noise, simulating the signal delivered by an ultrasonic sensor. For frequency detection, a methodology was designed to compare zero crossing detection techniques and the Chirp Z-Transform. The Chirp Z-Transform, has better results since it has a good approximation of the real frequency, and the error does not increase in signals with noise, instead in the detection of crossing by zero the error increases showing some undesirable peaks. Once the methodology is perfected, it will be implemented in an embedded system for real-time processing.

Keywords: Chirp z-transform, Doppler effect, frequency estimation, high resolution, ultrasound, zero crossing detection.

1. Introducción

La frecuencia es un parámetro de gran importancia, por ello la precisión en la estimación de la misma es indispensable, la detección y medición de la frecuencia de una señal, ya sea pura o con ruido es un problema que ha sido estudiado en distintos trabajos para varias aplicaciones. Dentro de las metodologías propuestas están la Transformada Discreta de Fourier [Venkataramanan & Prabhu, 2006] que es una de las más utilizadas al igual que técnicas de estimación basadas en la interpolación de la Transformada Rápida de Fourier [Qi & Jia, 2004]. Se ha

demostrado a pesar de tener un procesamiento rápido, la desventaja de utilizar la Transformada Rápida de Fourier, es que su rendimiento y resolución dependen de la relación señal ruido (SNR) y del número de muestras de la señal analizada. Para mejorar la precisión y resolución, [Yulan & Cunyang, 2007] combinaron una técnica de interpolación cuadrática y la Transformada Rápida de Fourier. Es importante destacar que las aplicaciones en las que utilizan la Transformada discreta de Fourier y la Transformada rápida de Fourier son mayormente para la estimación de parámetros como ángulo, fase, y frecuencia entre otros en los sistemas eléctricos de potencia [Phadke et al, 1983]. La estimación de la frecuencia mediante detección de cruce por cero es ampliamente utilizada debido a su simplicidad [Friedman, 1994], el error presentado es discreto, el cual puede atenuarse aún más agregando un filtro. El algoritmo supervisado de Gauss-Newton (SGN) presenta la combinación de la Transformada Discreta de Fourier, el método de detección de cruce por cero y un filtro de respuesta infinita al impulso (IIR) mejorando así la estimación de errores [Xue & Yang, 2009]. La Transformada-Z Chirp presenta una resolución de frecuencia mucho más alta que la presentada por las técnicas anteriormente descritas (FFT y Detección de cruce por cero). La Transformada-Z Chirp permite la evaluación de la Transformada Z en M puntos equi-angularmente espaciados en los contornos que entran o salen en espiral desde un punto arbitrario en el plano Z. Dentro de las aplicaciones de este algoritmo se encuentra el análisis de frecuencia en alta resolución, la interpolación del tiempo de datos de una tasa de muestreo a cualquier otra tasa de muestreo y la mejora de los polos para su uso en el análisis espectral [Rabiner et al, 1969]. La importancia de encontrar la técnica adecuada para la medición de frecuencia en el rango ultrasónico con una alta resolución radica en la aplicación que se le desea dar al método propuesto. La aplicación consiste en resolver el problema que se tiene al medir velocidad. Uno de los métodos que usualmente se utilizan, es el de estimar la velocidad a partir de la posición del encoder esto debido a que el encoder es el sensor más común (típico) en el control de movimiento. La medición es simple, ya que se basa en la diferencia de recuentos sucesivos del encoder. A altas velocidades la estimación con este método

proporciona resultados relativamente precisos, pero a bajas velocidades e inclusive velocidades extremadamente bajas, la estimación tiene una fiabilidad bastante baja. Un encoder de alta resolución podría proporcionar una estimación de velocidad mucho más precisa incluso para bajas velocidades, pero el coste de implementación, puede ser muy elevado tomando en cuenta que la aplicación no lo requiera [Jeon & Tomizuka, 2007]. El uso de acelerómetros para la estimación de la velocidad ha ido en aumento gracias al desempeño que han mostrado y a la reducción de su coste. La velocidad se puede estimar integrando la aceleración, pero debido a que no es una medición directa y se recurre a la integración, se presenta un error, el cual crece sin límites debido a la polarización y la deriva de la salida del acelerómetro. Para solucionar este problema también se utiliza la medición de la posición y así realizar una compensación para tener una estimación de la velocidad más precisa [Shim et al, 1998]. La propuesta de acelerómetros MEMS con sensores de baja resolución, utilizando el filtro cinemático de Kalman combina las mediciones de posición y aceleración para realizar la estimación de la velocidad. Este método puede presentar perturbaciones a la salida del acelerómetro [Tomizuka, 2001]. La implementación del efecto Doppler para distintas aplicaciones ha ido en aumento. La velocimetría láser de efecto Doppler (laser Doppler Velocimetry, LVD) puede ser usada para medir velocidades de flujo con exactitud y sin invasión. El método consiste en la observación de una luz reflejada, esta luz es generada originalmente por un láser y el estudio de las reflexiones permite derivar la velocidad local e instantánea. El espectro Doppler obtenido a partir del desplazamiento Doppler en frecuencia del rayo láser incidente al mover objetos sólidos o dispersores en flujos, se ha utilizado desde un inicio para propósitos de detección, incluyendo la flujometría y aplicaciones biomédicas [Mowla et al, 2014]. El uso del ultrasonido ha evolucionado de manera importante hasta volverse una de las herramientas de diagnósticas más importantes en el campo de la medicina para la detección de enfermedades gracias a que es una técnica no invasiva y por ello es la más utilizada en todo el mundo [Dávila et al, 2016]. Pero las aplicaciones del ultrasonido no se limitan únicamente al área médica. Se opta por utilizar el método

Doppler por ultrasonido debido a la propagación de la onda, en el ultrasonido se propaga con un haz pequeño, de mayor concentración, el cual tiene poca dispersión, a su vez es direccional, en cambio el sonido, tiene una dispersión muy rápida, lo cual provoca la generación de ecos, que al momento de realizar la medición, pueden existir que provengan de distintos lados, que se vuelva señales indeseables, las cuales posteriormente sean discriminadas y llevar a cabo el filtrado [Pye et al, 1998]. En investigaciones actuales, el uso del efecto Doppler por ultrasonido, está enfocado exclusivamente para aplicaciones en áreas médicas, como estimación no invasiva de la presión sistólica mediante la ecografía Doppler [Yock & Popp, 1984]. En los trabajos existentes, la medición de la frecuencia está enfocada para el monitoreo de la calidad en sistemas de potencia, lo cual implica la medición de la línea eléctrica, la cual se encuentra a frecuencias muy bajas, es decir, oscila en el rango de los 60 Hz.

La aportación de este trabajo es la medición de frecuencias en el rango ultrasónico (>20kHz) con una alta precisión y resolución. Una vez que la técnica de medición se encuentre sustentada como la más adecuada, el procesamiento del algoritmo se implementará en un arreglo de compuertas programables en campo (FPGA) debido a que como las frecuencias que se manejan son muy altas, será un cálculo pesado y es necesario hacerlo en un dispositivo de alto desempeño que trabaje a una alta velocidad.

2. Métodos

En este apartado se presenta la metodología para la detección y medición de la frecuencia que consiste en la comparación de 2 técnicas, la detección de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp. La cual consiste en la generación de 3 señales sintéticas, de las cuales 2 contienen ruido, una en mayor proporción. Una vez que se tengan las señales generadas, se les aplican ambos métodos implementados en Matlab®. Teniendo los resultados de los 2 métodos, se procede a realizar la comparación entre ambos mediante el análisis estadístico del error. La Figura 1

muestra el diagrama a bloques de la metodología propuesta para la detección y medición de la frecuencia en el rango ultrasónico de alta resolución.

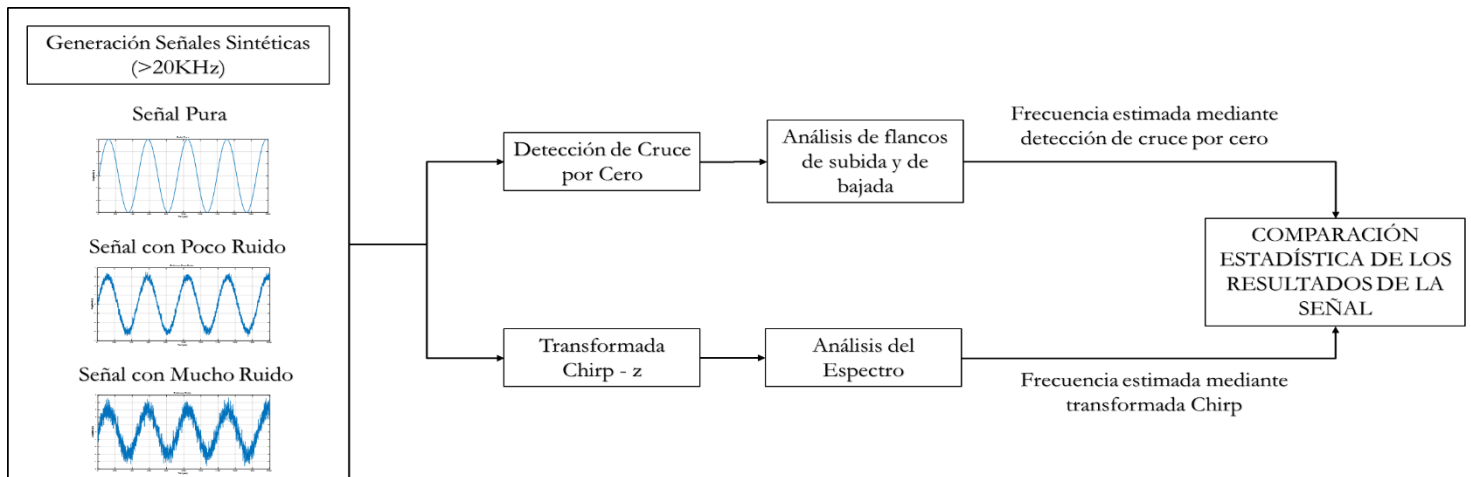


Figura 1 Diagrama a bloques de la metodología propuesta.

Primero se generaron las señales sintéticas, simulando la señal entregada por el sensor ultrasónico. La frecuencia de las señales oscila entre los 30 kHz hasta los 50 kHz, es decir, dentro del rango ultrasónico (>20kHz). Además dos de las señales generadas contendrán ruido, el cual está presente en las señales reales. Con las señales generadas, se procedió a aplicar 2 de los métodos que más comúnmente se utilizan para medición de frecuencia, con la finalidad de comparar ambas técnicas. Las técnicas utilizadas fueron la de detección de cruce por cero y la Transformada-Z Chirp. En ambos métodos las señales mantuvieron restricciones y limitaciones basadas en la aplicación contemplada a futuro. Una de las restricciones es la resolución. Se restringió la resolución de las señales, y los cálculos con la finalidad de implementar en tiempo real el método en el procesador (FPGA) para tener un sensor en tiempo real y llegar a la medición de la velocidad mediante el efecto Doppler en el rango ultrasónico, lo cual es difícil ya que las frecuencias son muy altas y un dispositivo de baja gama como un microcontrolador, arduino, entre

otros, no tiene la velocidad suficiente para realizar la adquisición y el procesamiento al mismo tiempo. La detección de cruce por cero consiste en el cálculo de un punto donde el signo de la función cambia ya sea de positivo a negativo o viceversa, representado por un cruce del eje, el cruce por cero es el punto donde no hay amplitud. El conteo de cruces por cero es un método utilizado en el procesamiento para estimación de la frecuencia. Para ello se diseñó un algoritmo que hace lo siguiente, a partir de la señal generada de manera sintética, se guarda la señal en un arreglo de 4096 valores. Ese arreglo se comparó con cero, si es mayor o menor a cero, en el caso de que sea mayor a cero se le asigna el valor de 1, si es menor a cero, se le asigna el valor de -1, así es la manera en que detecta los cruces por cero, en el cambio de signo de la señal. Así se tendrá un arreglo con unos y menos unos, el paso siguiente es hacer la diferencia de números consecutivos dando como resultado un arreglo de 0, +2, y -2. Los valores que interesan son únicamente los diferentes de 0, ya que ahí se indica el cambio de signo o cruce por cero, al utilizar el absoluto a los valores del arreglo únicamente quedan valores positivos. Posteriormente se obtiene la longitud de la señal dividida entre 2, cada uno de los valores que se tienen en el arreglo se van a dividir entre ese valor, para este caso 2048. Al final se hace una sumatoria de todos los elementos del arreglo, dando como resultado un valor numérico. Para obtener la frecuencia, se multiplicó ese valor numérico obtenido con anterioridad por la frecuencia de muestreo en este caso 200 000 muestras por segundo (samples per second, Sps) y se dividió entre 2. La Transformada-Z Chirp permite el cálculo rápido de la Transformada Z en ciertos puntos dentro de una región de la circunferencia de radio. Es útil cuando no se desea evaluar la Transformada Discreta de Fourier en todo el intervalo, sino sólo en un rango de frecuencias [Albertí, 2006]. La Transformada-Z Chirp $X(k)$ de una secuencia de N puntos $x(n)$ para $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ está dado por la ecuación 1. En dicha ecuación $X(k)$ permite calcular los contenidos de frecuencia de $x(n)$ muestreados a una frecuencia f_s , en un conjunto de L frecuencias en el rango cubierto por el arco del círculo unitario que comienza en $\omega_0 = 2\pi f_0$ y termina en $\omega_1 = 2\pi f_1$ [Proakis & Manolakis, 1996].

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)Z_L^{kn} \quad (1)$$

En la ecuación 1 la transformación kernel Z_L^{kn} está dada por la ecuación 2

$$Z_L^{kn} = \exp \left\{ \left\{ -j \frac{2\pi n}{f_s} \left[f_0 + \frac{(f_1 - f_0)k}{L} \right] \right\} \right\} = \cos(\omega n) - j \sin(\omega n) \quad (2)$$

Donde:

$$\omega = \frac{2\pi n}{f_s} \left[f_0 + \frac{(f_1 - f_0)k}{L} \right] \text{ y } k = 0, 1, \dots, L - 1$$

La transformación kernel Z_L^{kn} se puede implementar como 2 funciones discretas recursivas descritas por la ecuación 3 y la ecuación 4 para la componente real Z_R y la componente imaginaria Z_I .

$$Z_R(n) = Z_R(n - 1) \cos(\omega n) - Z_I(n - 1) \sin(\omega n) \quad (3)$$

$$Z_I(n) = Z_I(n - 1) \cos(\omega n) + Z_R(n - 1) \sin(\omega n) \quad (4)$$

De igual manera que en la detección de cruce por cero, se diseñó un algoritmo que permitiera aplicar la Transformada-Z Chirp a la señal deseada. Se obtuvo la frecuencia a partir del análisis de su espectro.

3. Resultados

En este apartado se muestran las simulaciones correspondientes a la comparación de las 2 técnicas para la detección y medición de frecuencia. Al realizar las simulaciones de los algoritmos diseñados mediante la herramienta matemática Matlab ®, se obtuvo lo siguiente:

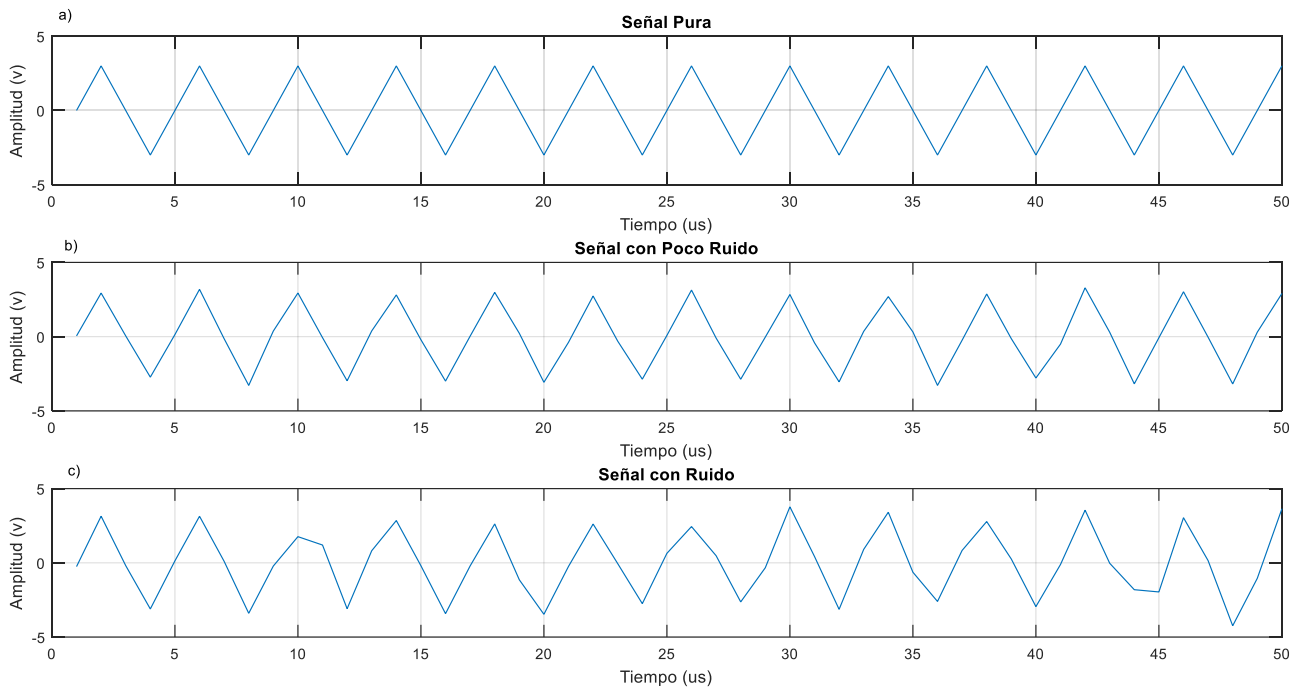


Figura 2 Generación de señales sintéticas (pura, poco ruido, con ruido) con una frecuencia en el rango ultrasónico.

En la gráfica de la Figura 2 se puede observar que las señales sintéticas generadas a través del algoritmo cuentan con las restricciones específicas del sistema, como lo son el rango de frecuencias ultrasónicas (30 kHz-50 kHz) al que pertenecen, y una frecuencia de muestreo de 200kSps.

De igual manera se observan 3 gráficas de las cuales la primera, es una señal pura, por el contrario, a las otras 2 señales, se les agregó ruido blanco Gaussiano con una relación señal-ruido por muestra de 10dB y 20dB, esto con la finalidad de

simular las condiciones reales que estaría entregando un sensor ultrasónico. Una vez que se obtuvieron las señales sintéticas con las especificaciones requeridas, se procedió a aplicar los dos métodos descritos con anterioridad para una comparación entre ambos métodos.

El algoritmo para la detección de cruce por cero, es muy sencillo y entrega una buena estimación de la frecuencia. En el caso del algoritmo para detectar la frecuencia mediante Transformada-Z Chirp, se analiza el espectro para así poder

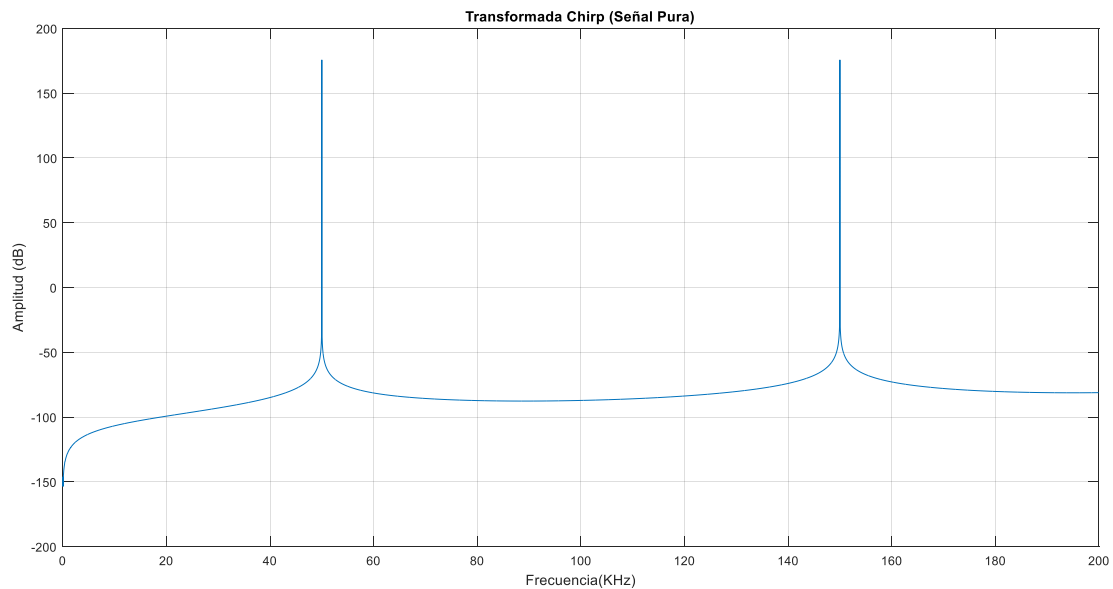


Figura 3 Espectro de la Transformada-Z Chirp (Señal Pura).

obtener la frecuencia. En el caso de la Transformada-Z Chirp, el análisis se realizó a partir de su espectro, a continuación se muestran las gráficas.

La Figura 3 presenta el espectro de la señal a la cual se le agregó ruido, es evidente como se empieza a notar la presencia de ese ruido en su espectro.

En la Figura 4 y en la Figura 5, que son las señales a las que se les agregó ruido, se observa claramente que el ruido está presente en ambas señales, para la señal de la figura 4 se le inyectaron 20dB, en el caso de la Figura 5, el ruido inyectado fue de 10dB.

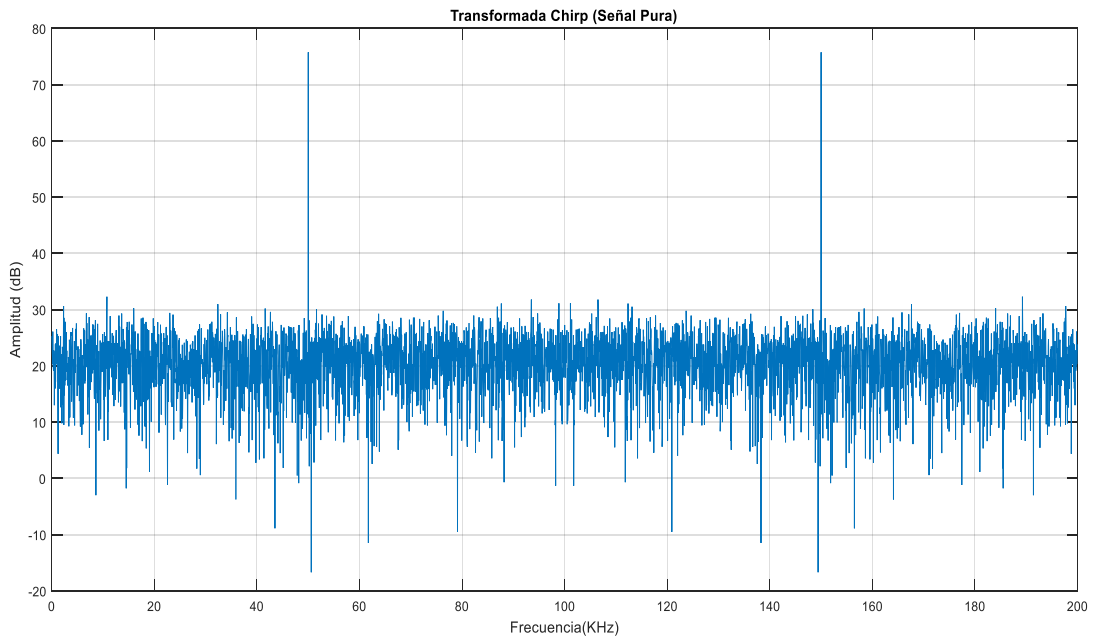


Figura 4 Espectro de la Transformada-Z Chirp (Señal con Poco Ruido).

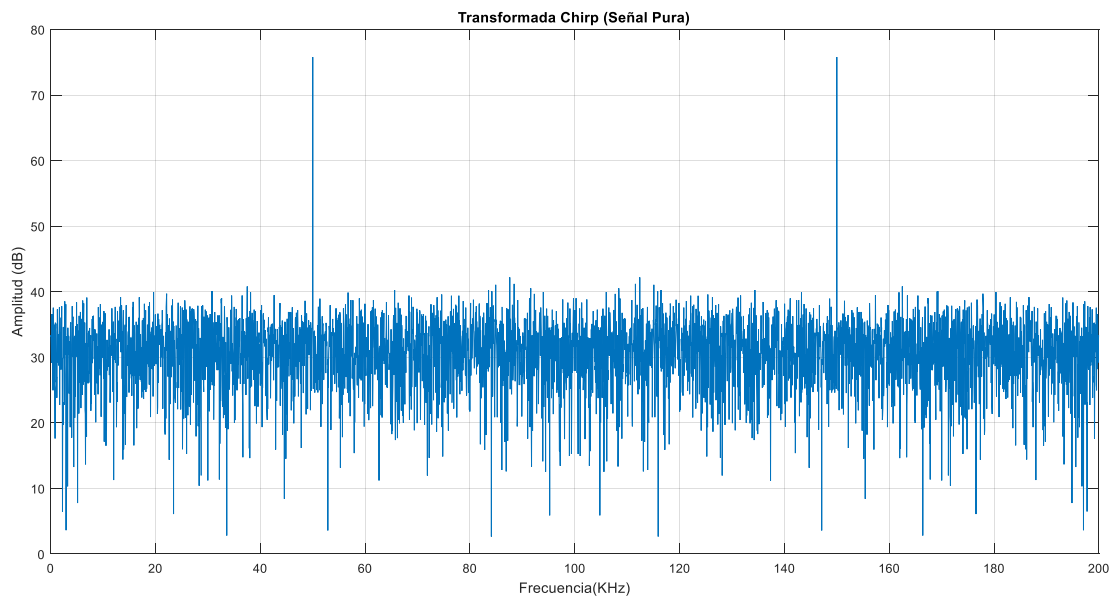


Figura 5 Espectro de la Transformada-Z Chirp (Señal con Ruido).

La Figura 5 presenta el espectro de la señal que contiene la mayor cantidad de ruido. Se puede observar que la señal de ruido no afecta la medición del punto máximo.

Para realizar la comparación entre ambos métodos, se obtuvo el error entre la frecuencia de la señal de referencia y la frecuencia que entrega el algoritmo de detección mostrado al aplicar las dos técnicas: la Transformada-Z Chirp y la detección de cruce por cero para los 3 tipos de señales generadas de manera sintética realizando un barrido de frecuencia desde los 30 kHz hasta los 50 kHz.

En la Figura 6 se muestra la comparativa de los errores presentados por ambas técnicas para cada una de las señales sintéticas generadas.

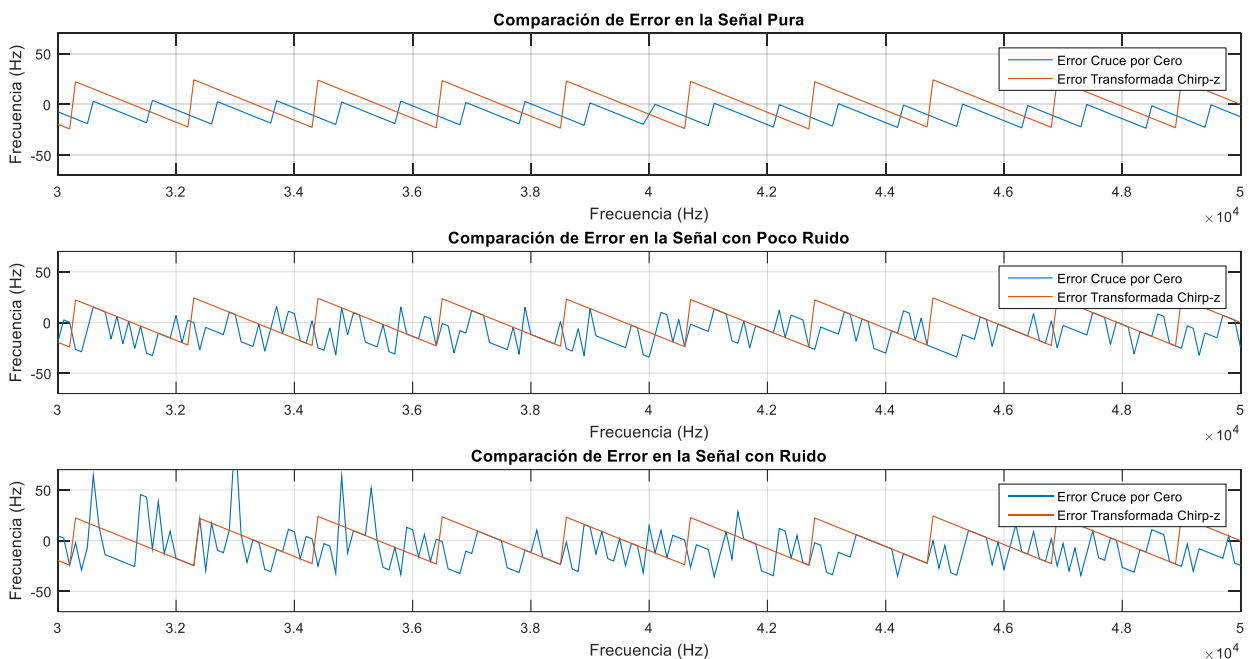


Figura 6 Comparativa de error de las técnicas de cruce por cero y Transformada-Z Chirp para las 3 señales sintéticas generadas.

A continuación se muestra una tabla con algunos parámetros obtenidos de las gráficas de error.

Tabla 7.1 Parámetros obtenidos de las gráficas de error para el cruce por cero.

Error Señal Sintética				
Señal Sintética	Cruce por cero			
	Error cuadrático medio	Desviación estándar	Valor mínimo	Valor máximo
Pura	146.5892792	7.123553213	-4.00390625	23.53515625
Poco Ruido	484.8575592	20.28231855	-97.4609375	36.71875
Ruido	334.6538544	16.85483291	-83.7890625	37.6953125

Tabla 2 Parámetros obtenidos de las gráficas de error para la Transformada-Z Chirp.

Error Señal Sintética				
Señal Sintética	Transformada-Z Chirp			
	Error cuadrático medio	Desviación estándar	Valor mínimo	Valor máximo
Pura	202.6176453	14.22763111	-24.21875	24.21875
Poco Ruido	202.6176453	14.22763111	-24.21875	24.21875
Ruido	202.7130127	14.23639897	-24.21875	24.609375

4. Discusión

Al analizar las gráficas de las señales sintéticas mostradas en la Figura 3, Figura 4 y Figura 5, es interesante observar que para identificar la frecuencia de la señal se parte del pico ignorando las demás señales mostradas, en otras palabras, al analizar mediante su espectro, el ruido es despreciado. Posteriormente, se obtuvieron los errores de cada una de las señales y se compararon ambos métodos. Para una mejor visualización, esos datos se muestran en las gráficas. Al comparar las gráficas de las Figuras 6 se observa que en el caso de la figura 6a, que es la señal pura, el error mostrado por la técnica Transformada-Z Chirp, es mayor que el de detección de cruce por cero. De primera instancia se pudiera pensar que el método de detección de cruce por cero presenta un menor error. Por ello se decidió generar las señales con ruido y comprobar si el comportamiento seguía siendo el mismo. Pero al analizar las Figuras 6b y 6c ambas con ruido (en diferentes porcentajes), se muestra que el error mostrado por la Transformada-Z Chirp se mantiene constante sin mostrar grandes cambios. En cambio el error mostrado por el cruce por cero es mucho mayor, inclusive muestra varios picos. Esto debido a lo que se mencionó anteriormente, al analizar el espectro, únicamente se toma el pico máximo e ignora las demás componentes. Por ello, pensando en la aplicación práctica, las señales reales entregadas por el sensor difícilmente serían señales puras. Con los datos obtenidos a partir de las gráficas, se analizaron algunos parámetros de error, los cuales son mostrados en la Tabla 1 y Tabla 2, se puede observar que el error cuadrático medio se mantiene en la Transformada-Z Chirp para los 3 tipos de señal por el contrario, los valores de cruce por cero, se nota como se va deteriorando la señal al agregarlo ruido. La desviación estándar, indica la variación que hay en la estimación de la frecuencia con la señal con o sin ruido, al tener ruido se va a ir alejando de la frecuencia estimada. Es importante la diferencia entre el valor mínimo y el máximo, ya que indica si existen picos en la señal, en el caso de la detección mediante cruce por cero, la diferencia es muy amplia y varía bastante, en el caso de la Transformada-Z Chirp la diferencia es prácticamente la misma en los 3 tipos de señales lo que indica que no existen tantos

picos en la señal, lo cual es deseable debido a se puede tomar valores erróneos en la medición. Al comprar de cruce por cero y Transformada-Z Chirp para medición de frecuencia se puede concluir que cuando las señales son puras, la técnica de Transformada-Z Chirp no funciona de la manera esperada ya que existe una mayor cantidad de variación que con el cruce por cero. Ahora en señales que contienen ruido, el cruce por cero presenta la desventaja de que al incrementar el ruido, el error se va haciendo más, lo que significa que se tienen picos en la señal que pueden afectar su posterior procesamiento. Precisamente la ventaja de la Transformada-Z Chirp es que no importa el nivel de ruido que tenga la señal, el error se mantiene igual, no va creciendo, lo que se traduce en que no presenta picos ni variaciones indeseables. Para la aplicación propuesta de medición de velocidad por ultrasonido mediante efecto Doppler es necesario tener esa característica, ya que no se sabe que cantidad de ruido tenga la señal entregada por el sensor ultrasónico. Por ello lo ideal es utilizar una técnica que no tenga variaciones drásticas a pesar de tener ruido.

5. Conclusiones

Este trabajo presenta el desarrollo de un método de detección de frecuencias en el rango ultrasónico de alta resolución que servirá como base, para la futura aplicación de medición de velocidad por ultrasonido mediante el efecto Doppler en tiempo real para actuadores lineales. Por lo tanto la técnica más conveniente para la aplicación propuesta en el trabajo posterior, debido a la inmunidad que tiene al ruido es la Transformada-Z Chirp. Una vez que el método de detección se tenga perfeccionado, se tiene pensado implementarlo en un dispositivo FPGA debido a que los cálculos y la velocidad necesaria para realizar la adquisición y el procesamiento solo lo puede hacer un dispositivo de alta gama.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por la beca CONACyT 742849 y el proyecto FIN201613 de la Universidad Autónoma de Querétaro.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Albertí, E. B. Procesado digital de señales-II: Fundamentos para comunicaciones y control (Vol. 170). Universitat Politècnica de Catalunya. Iniciativa Digital Politècnica, 2006.
- [2] Dávila, F., Barros, L. A., Reynolds, J., Lewis, A. J., & Mogollón, I. R. El ultrasonido: desde el murciélago hasta la cardiología no invasiva. Revista Colombiana de Cardiología, 2016.
- [3] Friedman, V. A zero crossing algorithm for the estimation of the frequency of a single sinusoid in white noise. IEEE Transactions on Signal Processing, 42(6), 1565-1569, 1994.
- [4] Jeon, S., & Tomizuka, M. Benefits of acceleration measurement in velocity estimation and motion control. Control Engineering Practice, 15(3), 325-332, 2007.
- [5] Mowla, A., Nikolić, M., Lim, Y. L., Bertling, K., Rakić, A. D., & Taimre, T. Effect of the optical numerical aperture on the Doppler spectrum in laser Doppler velocimetry. In Optoelectronic and Microelectronic Materials & Devices (COMMAD), 2014 Conference on (pp. 72-74). IEEE, December, 2014
- [6] Phadke, A. G., Thorp, J. S., & Adamiak, M. G. A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency. IEEE transactions on power apparatus and systems, 1025-1038, 1983.
- [7] Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. Digital signal processing: principles, algorithms, and applications, 1996.
- [8] Pye, J. D., & Langbauer Jr, W. R. Ultrasound and infrasound. In Animal acoustic communication (pp. 221-250). Springer Berlin Heidelberg, 1998.
- [9] Qi, G. Q., & Jia, X. L. Accuracy analysis of frequency estimation of sinusoid based on interpolated FFT. Acta Electronica Sinica, 32(4), 625-629, 2004.

- [10] Rabiner, L. R., Schafer, R. W., & Rader, C. M. The Chirp z-Transform Algorithm and Its Application. Bell Labs Technical Journal, 48(5), 1249-1292, 1969.
- [11] Shim, H., Kochem, M., & Tomizuka, M. Use of accelerometer for precision motion control of linear motor driven positioning system. In Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE (Vol. 4, pp. 2409-2414). IEEE, 1998.
- [12] Tomizuka, M. State/Parameter/Disturbance Estimation with Accelerometer in Precision Motion Control of Linear Motor. In Proceedings 2001 ASME International Mechanical Engineering Congress, IMECE2001/DSC-24578, 2001.
- [13] Venkataramanan, R., & Prabhu, K. M. M. Estimation of frequency offset using warped discrete-Fourier transform. Signal Processing, 86(2), 250-256, 2006.
- [14] Xue, S. Y., & Yang, S. X. Power system frequency estimation using supervised Gauss–Newton algorithm. Measurement, 42(1), 28-37, 2009.
- [15] Yock, P. G., & Popp, R. L. Noninvasive estimation of right ventricular systolic pressure by Doppler ultrasound in patients with tricuspid regurgitation. Circulation, 70(4), 657-662, 1984.
- [16] Yulan, C., & Cunyang, F. A new method of frequency measurement of power system. In Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on (pp. 2522-2525). IEEE, May, 2007.

7. Autores

Ing. Guadalupe Aguilar Cerda obtuvo el título de Ingeniera en Electrónica con especialidad en Instrumentación Biomédica por el Instituto Tecnológico de Morelia. Con experiencia en diseño de sistemas con enfoque académico e investigación, sistemas de iluminación de estado sólido, diseño de PCB's, diseño electrónico avanzado (analógico y digital), y experiencia en operación de semiconductores electrónicos de potencia. Actualmente se desempeña como estudiante de la Maestría en Ciencias en Mecatrónica en la Universidad Autónoma de Querétaro.

Dr. Luis Morales Velázquez recibió el título de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica de la Universidad de Guanajuato, Guanajuato, México, y Maestría en Ciencias. Y Doctorado en Ingeniería de la Universidad de Querétaro, Querétaro, México. Es profesor en la Facultad de Ingeniería (CA Mecatrónica) en la Universidad Autónoma de Querétaro. Sus intereses de investigación incluyen procesamiento de señales en hardware, mecatrónica y desarrollo de plataformas FPGA de procesamiento de señales en tiempo.

