

**EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE UN SENSOR DE DISTANCIA POR  
ULTRASONIDO BASADO EN CODIFICACIÓN DE FASE TEMPORAL**

**MANUEL FERNANDO ARÉVALO NAVARRO**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO – MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA  
Y DE TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2016**

**EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE UN SENSOR DE DISTANCIA POR  
ULTRASONIDO BASADO EN CODIFICACIÓN DE FASE TEMPORAL**

**MANUEL FERNANDO ARÉVALO NAVARRO**

**Trabajo de grado para optar por el título de  
Ingeniero electrónico**

**DIRECTOR**

**JAIME ENRIQUE MENESES FONSECA**

**Físico, Ph.D**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTADER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO – MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA  
Y DE TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2016**

*A Dios por darme la oportunidad de cumplir una etapa más en mi vida, por darme muchas oportunidades para crecer como persona y como profesional.*

*A mi familia por su invaluable apoyo, A mi padre, Otilio Arévalo Roper, por su guía y gran ejemplo, por ser un gran soporte para mí. A mi madre María del Pilar Navarro Mayorga, por su motivación, positivismo en que las cosas se pueden, pese a las dificultades. A mi hermano Camilo Andrés Arévalo Navarro, por ser mi compañero y estar conmigo en los buenos y los malos momentos.*

## **AGRADECIMIENTOS**

Expreso mis sinceros agradecimientos:

A mi invaluable familia, que me enseñaron a perseverar en mis metas y no decaer ante cualquier dificultad, además por su paciencia, orientación y apoyo.

Al Doctor Jaime Enrique Meneses Fonseca por su paciencia, orientación y apoyo durante la realización de este proyecto, por su confianza hacia mí, por todos los conocimientos impartidos y dedicación.

A los compañeros y profesores del grupo de Óptica y Tratamiento de Señales GOTS: quienes me abrieron las puertas del grupo para el desarrollo de este trabajo y me prestaron su apoyo como compañeros, Gracias.

A mi hermano Camilo Andrés Arévalo Navarro y mejor amigo Joseph Fabricio Vergel Becerra por el apoyo y por haber estado ahí en todos los momentos buenos y malos, por la paciencia, por la compañía, por su preocupación constante por todas las cosas que me sucedían. Por ser la mano amiga en instantes de dificultad, por ayudarme a levantar en estos momentos y por ser un gran consejero.

A todas las personas que de una u otra manera, con sus oraciones y buenos deseos contribuyeron a que este logro sea posible.

## CONTENIDO

	<b>Pág.</b>
INTRODUCCIÓN .....	14
1. MARCO TEÓRICO .....	16
1.1 GENERALIDADES DE LAS ONDAS ACÚSTICAS.....	16
1.2 ESQUEMA DE UN DISPOSITIVO DE MEDIDA DE DISTANCIA .....	20
1.3 TRATAMIENTO DE SEÑALES.....	23
2. MÉTODO IMPLEMENTADO.....	31
2.1 ESQUEMA EXPERIMENTAL .....	31
2.1.1 Transductores de ultrasonido: emisor y receptor .....	32
2.2 SISTEMA DE GENERACION .....	35
2.2.1 Proceso de codificación m-sequence (m-secuencia).....	35
2.2.2 Dispositivo electrónico utilizado .....	40
2.3 SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE LAS SEÑALES .....	51
3. PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES .....	59
3.1 ESTRATEGIA DE CODIFICACIÓN DE FASE .....	62
3.2 EXTRACCION DE LA FASE DE LAS SEÑALES.....	64
3.2.1 Método de la transformada de Fourier.....	64
3.2.2 Método de la transformada de Fourier por ventana .....	66
4. PROCESAMIENTO EXPERIMENTAL .....	69
4.1 PROCESAMIENTO DE UNA SEÑAL .....	69
4.2 DESCRIPCION EXPERIMENTAL REALIZADA.....	76
4.2.1 Evaluación del error de medición.....	76
4.2.2 Campo de medición experimental.....	84
4.2.3 Factor de amplificación .....	93
5. CONCLUSIONES .....	104
6. PERSPECTIVAS .....	106
BIBLIOGRAFÍA.....	109

## LISTA DE FIGURAS

	<b>Pág.</b>
Figura 1. Pulso rectangular.....	19
Figura 2. Tren de pulsos rectangulares. ....	20
Figura 3. Esquema de un dispositivo para medir distancias que utiliza la técnica tiempo de vuelo. ....	21
Figura 4. Relaciones de entrada - salida en los dominios del tiempo y la frecuencia. ....	24
Figura 5. Evaluación del filtro de Wiener.....	27
Figura 6. Envolvente eco para 4 objetivos, 1 en movimiento, 2, 3 y 4, fijos. ....	28
Figura 7. Esquema de funcionamiento medidor de distancia con ultrasonido. ....	32
Figura 8. Transductores Ultrasónicos T4016 y R4016.....	34
Figura 9. Corrimiento temporal de un ciclo. ....	35
Figura 10. Esquema correspondiente a la operación XOR.....	37
Figura 11. Operación XOR para una longitud de registro n=5. ....	38
Figura 12. M-Secuencia de 217 bits calculada a partir de una longitud de registro.....	39
Figura 13. Representación de los bits uno y cero. ....	40
Figura 14. Señal de excitación eléctrica enviada al emisor del ultrasonido. ....	40
Figura 15. Esquema del Hardware del dispositivo GEN_CODE.....	41
Figura 16. Dispositivo electrónico generador de la señal GEN_CODE.....	43
Figura 17. Panel frontal y panel posterior del dispositivo GEN-CODE.....	43
Figura 18. Ejemplo conversión de la secuencia binaria a caracteres ASCII ....	44
Figura 19. Interfaz gráfica de control GEN_CODE. ....	44
Figura 20. Selección del puerto serial conectado y deseado. ....	45
Figura 21. Comunicación exitosa con el dispositivo generador GEN_CODE. ....	46
Figura 22. Parte de la interfaz donde se cargan los datos.....	46
Figura 23. Ventana para seleccionar el archivo que se quiere cargar. ....	48

Figura 24. Datos cargados satisfactoriamente para los comandos a)*lob240; b)*loc240; y c)*loa32;.....	49
Figura 25. Todos los datos cargados y generados. ....	50
Figura 26. Amplificador AMP-03US. ....	51
Figura 27. Panel posterior del amplificador AMP-03US. ....	52
Figura 28. Detalle del conector de salida para la tarjeta de adquisición. ....	52
Figura 29. Vista Posterior Módulo Principal. ....	53
Figura 30. Vista Frontal Módulo de Preamplificación. ....	53
Figura 31. Preamplificador con el detector instalado. ....	54
Figura 32. Vista Posterior Módulo de Preamplificación.....	54
Figura 33. Montaje completo del sistema de amplificación. ....	55
Figura 34. a) Tarjeta de adquisición NI PCI 6251. b) Bloque conectar SCB-68A .....	56
Figura 35. Interfaz de adquisición de las señales. ....	57
Figura 36. Montaje Experimental utilizado. ....	58
Figura 37. Señal del emisor, respectivamente para una distancia de 30 cm de separación entre los transductores con su respectivo zoom de 15 pulsos. ....	59
Figura 38. Señal del receptor, respectivamente para una distancia de 30 cm de separación entre los transductores con su respectivo zoom.....	59
Figura 39. Transformada de Fourier del receptor. ....	60
Figura 40. Puntos muestreados para 15 pulsos de un bit del emisor. ....	61
Figura 41. Fase lineal de la señal. ....	63
Figura 42. Señal del emisor - señal del receptor, respectivamente para una distancia de 30 cm de separación entre los transductores. ....	70
Figura 43. Transformada de Fourier del emisor.....	71
Figura 44. Filtro para aislar la información alrededor de la frecuencia portadora.....	71
Figura 45. Envolvente de la señal filtrada alrededor de la frecuencia portadora o fundamental. ....	72
Figura 46. Amplitud de la señal.....	74

Figura 47. Desplazamientos teóricos $\Delta x$ vs. Desplazamientos experimentales $\Delta x$ para 30cm. ....	75
Figura 48. Desplazamientos teóricos $\Delta x$ vs. Desplazamientos experimentales $\Delta x$ para A50, B100, C250, D500 y E1000 [ $\mu m$ ] respectivamente. ....	78
Figura 49. Desplazamientos teóricos $\Delta x$ vs. Desplazamientos experimentales $\Delta x$ para A * 50, B * 100, C * 250, D * 500 y E * 1000 [ $\mu m$ ] respectivamente con sus respectivos errores. ....	81
Figura 50. Angulo de abertura del receptor con respecto al emisor.....	85
Figura 51. $\Delta x$ teóricos vs. $\Delta x$ experimentales para A A * 37.9cm, B B * 50.7cm, C C * 59.5cm y ángulos A A * 33°, B B * 53°, C C * 59° con desplazamientos de 1000 [ $\mu m$ ] respectivamente, con sus respectivos errores. ..	86
Figura 52. Desplazamientos teóricos $\Delta x$ vs. Desplazamientos experimentales $\Delta x$ para A 30cm, B 100cm, C 180[cm] respectivamente.....	90
Figura 53. Desplazamientos teóricos $\Delta x$ vs. Desplazamientos experimentales $\Delta x$ para A * 30cm, B * 100cm, C * 180[cm] respectivamente con sus respectivos errores. ....	92
Figura 54. Señales recibidas en la posición A) 0 y B) 4 del amplificador.....	94
Figura 55. Variación del amplificador (cinco posiciones) vs. Distancia constante. ....	95
Figura 56. Variación del amplificador (cinco posiciones) vs. Distancia constante en 180cm.....	96
Figura 57. Desplazamientos teóricos $\Delta x$ vs. Desplazamientos experimentales $\Delta x$ para 58[cm] con un ángulo de 59°, cambiando la posición del amplificador [A 0, B 1, C 2, D 3, E 4]......	97
Figura 58. Desplazamientos teóricos $\Delta x$ vs. Desplazamientos experimentales $\Delta x$ para 58[cm] con un ángulo de 59°, cambiando la posición del amplificador [A * 0, B * 1, C * 2, D * 3, E * 4] y sus respectivos errores. ....	100

## LISTA DE TABLAS

	<b>Pág.</b>
Tabla 1. Características Transductores Ultrasónicos.....	34
Tabla 2. Tabla de verdad de la operación lógica XOR.....	36
Tabla 3. Especificaciones del amplificador AMP-03US. ....	55
Tabla 4. Desplazamientos vs. Desviación estándar.....	83
Tabla 5. $\Delta x$ (Desplazamientos) vs. $m \times \Delta x$ .....	84
Tabla 6. Desviación estándar vs. Delta de x experimental.....	102

## RESUMEN

**TÍTULO:** EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE UN SENSOR DE DISTANCIA POR ULTRASONIDO BASADO EN CODIFICACIÓN DE FASE TEMPORAL\*

**AUTOR:** MANUEL FERNANDO ARÉVALO NAVARRO\*\*

**PALABRAS CLAVES:** Medidores de distancia, trenes de impulsos, técnica tiempo de vuelo, frecuencia portadora, interpolación, codificación en fase.

### DESCRIPCIÓN:

Los dispositivos medidores de distancias con ultrasonido usualmente emplean la emisión de trenes de impulsos que miden la distancia utilizando la técnica de tiempo de vuelo que consiste en determinar el tiempo que tarda la onda en viajar desde el dispositivo emisor hasta el dispositivo receptor. El retardo entre las señales emitidas y recibidas se mide en la fracción residual de la señal recibida respecto a la señal emitida y el número entero de pulsos.

Para codificar la señal existen diferentes estrategias que tienen como fin determinar el número entero de pulsos desplazados debido al retardo de la señal. En este proyecto de grado se presenta el procedimiento por codificación en fase de una señal con trenes de pulsos rectangulares de amplitud variable y  $40[kHz]$ . La amplitud de los pulsos es codificada de acuerdo a una secuencia pseudo-aleatoria binaria, al realizar la lectura se puede determinar la posición de la secuencia muestreada con respecto a la secuencia global estableciéndose así, el número de pulsos enteros que existen en el retardo. Según la frecuencia portadora actual, se emplea la fase de la señal para interpolar la fracción residual del retardo y finalmente se valida la teoría con resultados experimentales y simulados.

El procesamiento de las señales se realiza con el fin de verificar si el esquema planteado mide variaciones de distancia entre emisor y receptor a resoluciones superiores a la perteneciente a los dispositivos comerciales.

---

\* Trabajo de grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Ph.d. Jaime Enrique Meneses Fonseca.

## ABSTRACT

**TITLE: EXPERIMENTAL EVALUATION OF A SYSTEM BASED ON TEMPORAL CODING PHASE ULTRASONIC DISTANCE SENSOR\***

**AUTHOR: MANUEL FERNANDO ARÉVALO NAVARRO\*\***

**KEYWORDS:** Distance meters, pulse trains, time of flight technique, carrier frequency, interpolation, phase encoding.

### **DESCRIPTION:**

Distance measuring devices usually use ultrasound emission pulse trains that measure distance using flight time technique; this technique determines the travel time that takes the wave from the emission and reception devices. The delay between the signals emitted and received is measured at the residual fraction of the received signal relative to the transmitted signal and the integer number of pulses.

To encode the signal there are different strategies that aim to determine the integer number of pulses displaced due to the delay of the signal. In this graduation project is the procedure for coding phase of a signal with rectangular pulses trains variable amplitude and 40 [kHz]. The pulse amplitude is encoded according to a binary pseudo-random sequence, to perform reading can determine the position of the sampled sequence with respect to the overall sequence thus establishing the number of pulses integers They exist in the delay. Under current carrier frequency, the phase of the signal is used to interpolate the residual fraction of the delay and finally the theory with experimental and simulated results is valid.

The signal processing is performed in order to verify whether the proposed plan variations measured distance between transmitter and receiver above the commercial devices belonging to resolutions.

---

\* Trabajo de grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Ph.d. Jaime Enrique Meneses Fonseca.

## INTRODUCCIÓN

Comúnmente en el ámbito comercial hay diversas técnicas para medir distancias. Convencionalmente la técnica utilizada para medir distancias es la del tiempo de vuelo, que consiste en determinar el retardo temporal que posee la onda periódica al viajar desde el emisor hacia el objeto y regresar [1]. Esta técnica presenta algunas dificultades en el cálculo y determinación exacta de las distancias, especialmente cuando se envían trenes de pulsos a una frecuencia determinada y el retardo es superior a un periodo completo, debido a la superposición de los trenes se pierde la referencia para medir el retardo. Por lo tanto no se puede calcular la distancia de manera directa ya que para esto se requiere conocer el corrimiento temporal entre la señal emitida y la señal recibida. Con el propósito de resolver este inconveniente, se encontró que en algunos dispositivos ya desarrollados, que se encuentran en el mercado, emplean codificación de fase, amplitud o frecuencia para calcular el retardo absoluto de la señal que generan. De esta manera las implementaciones realizadas se asemejan a la transmisión de señales inalámbricas, en la cual la modulación emplea un código conocido que sirve para identificar y referenciar cada tren de pulsos, donde por medio de este se puede determinar el retardo de la señal.

En este trabajo se propone una estrategia para medir distancias con señales de ultrasonido en el cual consiste en emplear la fase de la señal para posicionar un punto específico, con precisión superior al tiempo de muestreo de la señal, en la señal del emisor y receptor y determinar con alta precisión la distancia entre receptor y emisor. Con el fin de evitar perder la referencia para retardos superiores al periodo de los pulsos se empleó una secuencia pseudoaleatoria binaria. Para un tren de pulsos rectangulares enviados al emisor, la respuesta impulsional del sistema propuesto genera una señal sinusoidal de amplitud variable con una envolvente similar a la carga y descarga capacitiva. A partir de la fase de la señal

se calcula con alta precisión la posición del máximo en intensidad ubicado en el máximo de la envolvente de la señal.

El presente manuscrito tiene como orden la siguiente estructura o está organizado de la siguiente manera:

En el capítulo uno de este trabajo se presenta la teoría del medidor de distancia, que incluye los conceptos básicos de la propagación de las ondas acústicas y los factores que influyen en el cambio de la velocidad de la onda. De igual manera se muestra el esquema de funcionamiento de un dispositivo medidor de distancia con ultrasonido, explicando algunas técnicas utilizadas, un esquema de la forma de emisión de las señales y el tratamiento de las señales de los dispositivos.

En el capítulo dos se explica de una manera breve el método implementado para la medición de distancias desarrolladas, el esquema experimental utilizado con sus respectivas características, el sistema de generación de la señal con su respectivo sistema de adquisición, el proceso y la estrategia que se le implementó para lograr desarrollar la culminación de este trabajo.

El tercer capítulo se centra en el procesamiento que se le realiza a la señal utilizando su respectiva estrategia, donde se plasma la codificación de fase y la extracción de la fase con sus respectivos métodos.

Y por último en el cuarto capítulo se muestra el procesamiento experimental implementado, con sus respectivas descripciones y análisis, para así dar por terminado con conclusiones y perspectivas.

## 1. MARCO TEÓRICO

En esta sección se introducen diversos conceptos para contextualizar el desarrollo del trabajo de grado. Además se mencionan algunos de los métodos y esquemas experimentales empleados para medir distancias.

### 1.1 GENERALIDADES DE LAS ONDAS ACÚSTICAS

Una onda acústica es una onda longitudinal que se propaga en un medio elástico y continuo donde genera una variación local de la presión, este es transmitido en forma de onda esférica periódica para una excitación puntual. Las ondas acústicas son un tipo de ondas elásticas, donde las variaciones de presión o temperatura en el medio producen desplazamientos en las moléculas que la forman, provocando un movimiento en cadena, debido a que cada molécula transmite la vibración de sus alrededores [2].

Estas ondas necesitan de un medio para propagarse (aire, agua, material sólido) que transmita la perturbación. El medio es el que permite la propagación de la onda. La velocidad del sonido cambia dependiendo del medio a través del cual viaja (es más rápida en sólidos, es lenta en el aire y no hay propagación de la onda en el vacío). Esta velocidad también varía ante los cambios de temperatura del medio, esto se debe a que al aumentar la temperatura, aumenta la frecuencia con que se producen las interacciones entre las partículas que transporta la vibración, dando como resultado un aumento en la velocidad de propagación de la onda. [2]

En el aire, a 0°C, el sonido viaja a una velocidad de  $331,5 \left[ \frac{m}{s} \right]$  (por cada grado centígrado que sube la temperatura, la velocidad del sonido aumenta en  $0,6 \left[ \frac{m}{s} \right]$ ).

La expresión que relaciona la velocidad del sonido en el aire con la temperatura se muestra a continuación

$$c = 331,5 + 0,6 \times T(^{\circ}\text{C}) \left[ \frac{\text{m}}{\text{s}} \right] \quad (1.1)$$

La velocidad de las ondas acústicas es de  $343 \left[ \frac{\text{m}}{\text{s}} \right]$  a  $20^{\circ}\text{C}$  de temperatura a nivel del mar.

Las ondas de ultrasonido son un tipo de ondas acústicas que no pueden ser captadas por el oído, debido a que tiene una frecuencia mayor que la frecuencia máxima dentro del rango audible (frecuencias mayores a  $20[\text{KHz}]$ ) [2] y [3].

Estas ondas obedecen las mismas leyes del movimiento que las ondas acústicas de frecuencias más bajas y presenta las siguientes ventajas:

- 1) Las ondas de frecuencias altas tienen longitudes de onda cortas, lo cual significa que la difracción en torno a un obstáculo con dimensiones determinadas se reduce. Esto facilita el dirigir y enfocar un haz de ultrasonido, con respecto a una onda acústica audible.
- 2) Las ondas ultrasónicas pueden atravesar sin dificultad las partes metálicas de tubo y recipientes. Esto significa que el sistema de medida se puede montar externo al fluido (es no invasor). Esto es muy importante a la hora de trabajar con fluidos hostiles, o sea aquellos con propiedades corrosivas, radioactivas, explosivas.
- 3) Las ondas ultrasónicas pueden emitirse y propagarse a través de tejido biológico, lo que las hace idóneas en aplicaciones médicas.

- 4) Al ser ondas que no pueden ser captadas por el oído por ser ondas de altas frecuencias, estas ondas son aprovechadas en aplicaciones militares.

Estas ondas han sido de gran importancia en los últimos años. Sus propiedades únicas han sido aplicadas en la industria, la medicina y en muchos otros campos [1].

En dispositivos medidores de distancia que utilizan ultrasonido, en la emisión de la señal se utiliza un dispositivo generador conectado al transductor transmisor. Este dispositivo generador comúnmente emplea una codificación en pulsos, o en trenes de pulsos, para enviar y recibir la señal.

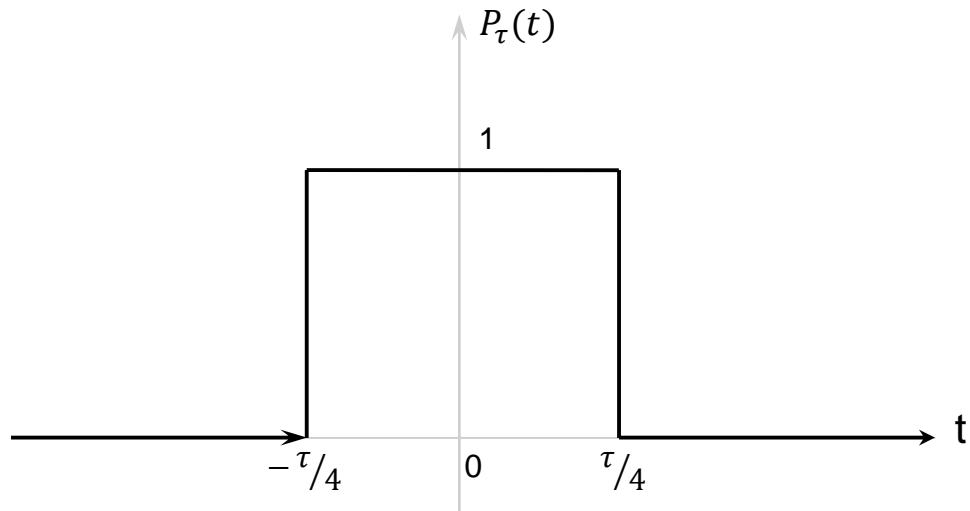
Un pulso se define como un grupo corto de ondas. El pulso puede ser de diferentes formas (ej. pulso cuadrado, pulso triangular, etc.). El pulso puede tener la misma amplitud y puede detenerse o comenzar rápidamente. De esta manera, su envolvente, es decir, la posición de los puntos en sus extremos es una onda cuadrada. La onda cuadrada es una onda que alterna su valor entre dos valores extremos [3]. Matemáticamente, esta señal puede ser representada como una función rectángulo, denotada como  $X_{\tau}(t)$  en la ecuación 1.2 y mostrado en la figura 3, para un ancho  $\tau/2$ .

$$X_{\tau/2}(t) = \begin{cases} 1, & -\frac{\tau}{4} \leq t \leq \frac{\tau}{4} \\ 0, & \text{para los demás } t \end{cases} \quad (1.2)$$

Donde  $\tau$  es la duración del pulso. Otra forma de representación matemática del pulso cuadrado de ancho  $\tau/2$  se muestra en la ecuación 1.3

$$P(t) = \text{rect}\left[\frac{2t}{T}\right] \quad (1.3)$$

Figura 1. Pulso rectangular.



El contenido espectral de una onda cuadrada con un periodo igual al doble del ancho del pulso, se compone exclusivamente de armónicos impares ( $f$ ,  $3f$ ,  $5f$ , etc.) [3] y [4].

Un tren de pulsos es una señal de tiempo continuo  $x(t)$ , y es una función periódica si se cumple con:

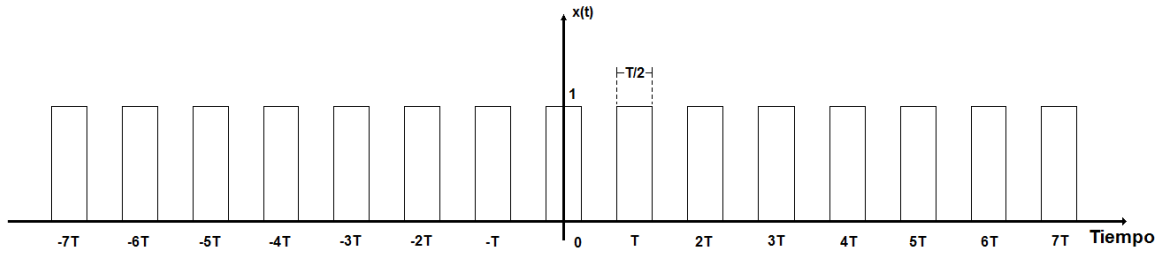
$$x(t + T) = x(t) \text{ para todo } t, -\infty < t < \infty \quad (1.4)$$

Donde  $T$  es un número real positivo. Matemáticamente esta señal pulsada puede ser representada mediante la ecuación 1.5

$$x(t) = P_{T/2}(t) * \sum_{n=-7}^7 \delta(t - nT) \quad (1.5)$$

Donde  $P_{T/2}$  fue definida en la ecuación (1.3),  $\delta(t - nT)$  representa la función delta de dirac ubicada en  $nT$  y amplitud 1 y  $*$  denota la operación de convolución. El tren de pulsos  $x(t)$  se muestra en la figura 2.

Figura 2. Tren de pulsos rectangulares.



Este tren de pulsos está conformado por 15 pulsos rectangulares, útil para el desarrollo del trabajo. Si en la ecuación 1.5  $n$  varía de  $-\infty$  a  $\infty$  se define un tren de pulsos infinitos.

## 1.2 ESQUEMA DE UN DISPOSITIVO DE MEDIDA DE DISTANCIA

Existen varias técnicas no-contacto en sensores que son utilizados para medir distancias a objetos, parámetros relacionados con el desplazamiento, perfiles de superficie, velocidades, etc.

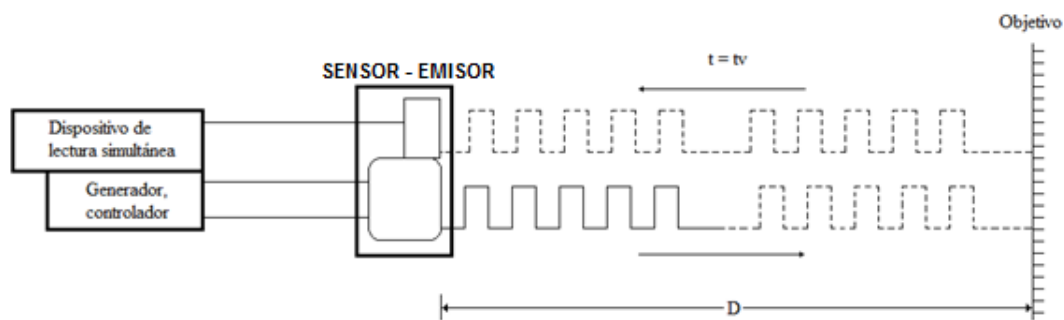
La relación entre la medición de la distancia y los otros parámetros mencionados es sencilla: el desplazamiento se define como el cambio de la distancia con respecto a un punto de referencia cuya distancia absoluta podría o no ser determinada con la misma precisión; los perfiles de superficie se obtienen mediante el cambio en la distancia medida al trasladar lateralmente el objeto o un sensor respecto al otro; la velocidad (rapidez) es la derivada con respecto al tiempo de la distancia o el desplazamiento, refiriéndose de manera general al movimiento oscilatorio o en una dirección.

Algunas técnicas utilizadas para medir distancias emplean fuentes continuas (luminosas o sonoras) o fuentes pulsadas. Para el caso de este trabajo de grado se utilizan sistemas que emplean la técnica de tiempo de vuelo (en inglés "Time of

Flight”). En esta técnica la distancia se encuentra mediante el envío de ondas (electromagnéticas, acústicas, entre otras) hacia el objetivo y se mide el tiempo que toma la onda en viajar desde el sensor hasta el objeto y el regreso de la onda al sensor desde el objetivo, como se muestra en la figura 3.

Los dispositivos comerciales poseen un dispositivo generador, controlador que permite generar la señal de excitación que se envía hacia el sensor emisor. Generalmente el sensor emisor tiene la doble función de recibir la señal de excitación y producir la onda luminosa o sonora que se envía hacia el objeto. La señal rebota y llega al sensor que genera la señal recibida. El dispositivo cuenta con un sistema de lectura simultánea que muestrea y digitaliza la señal enviada al sensor emisor y recibida por el sensor emisor. Un tratamiento digital de la señal permite calcular el retardo entre los pulsos o trenes de pulsos que conforman la señal y causado por la distancia de separación entre el sensor emisor y el objeto. Al multiplicar el retardo por la velocidad de la onda en el medio de propagación se obtiene la distancia.

Figura 3. Esquema de un dispositivo para medir distancias que utiliza la técnica tiempo de vuelo.



Una de las primeras aplicaciones de este método es el radar (acrónimo de Radio Detection And Ranging) usando microondas y fuentes de radiofrecuencia que requieren de potentes emisores y receptores.

La mayoría de los dispositivos de medida de distancias que utilizan laser y la técnica de tiempo de vuelo operan mediante el envío de un pulso de luz corto (de duración en la escala de nanosegundos). Para objetos que se encuentran a una distancia mayor a  $50[m]$ , con un tiempo de transito ida y vuelta mucho mayor que el ancho del pulso, el tiempo de vuelo puede ser medido por detectores y una electrónica sencilla (retardos aproximados  $0.4[\mu s]$ ). A distancias mucho más cortas las mediciones del tiempo de vuelo deben tener en cuenta la forma del pulso temporal con el fin de medir correctamente el retardo en tiempo entre los pulsos de salida (emitidos) y de entrada (recibidos). Eventualmente los pulsos de entrada y salida se superponen exigiéndose detección muy rápida y utilización de algoritmos de adquisición y procesamiento especializados para evaluar el retardo en el tiempo entre las dos señales [5].

En estos dispositivos una aproximación alternativa para la iluminación del pulso es el uso de una amplitud modulada de luz continua enviándose un tren de pulsos infinita a una frecuencia definida. En este caso el corrimiento en la fase en la señal modulada es medido entre la señal emitida o de salida y la señal recibida o de entrada. El tiempo de vuelo se determina dividiendo el corrimiento en la fase por la modulación en frecuencia. El corrimiento real en la fase es la fase medida residual más un numero entero de ciclos completos (corrimientos de fase de  $2\pi$ ). Esta indeterminación puede ser eliminada y encontrarse el corrimiento real en la fase midiendo en una modulación en frecuencia adicional (no armónico).

Esta aproximación es más práctica para medir distancias en una región intermedia, desde unos pocos metros hasta más de 50 metros (los tiempos de vuelo son unas cuantas veces más grandes que para los pulsos cortos típicos), pero son más difíciles para distancias más cortas de 1 metro, a medida que la modulación alcanza el rango de gigahertz ( $GHz$ ).

Los sensores que utilizan la técnica de tiempo de vuelo en modo pulsado es la técnica más utilizada para la detección de distancias superiores a 50 metros y es utilizado para muchas aplicaciones tales como cartografía y topografía. En estas aplicaciones, la resolución y la precisión dependen de la exactitud de la electrónica. El alcance máximo en distancia depende de la potencia del sensor, la sensibilidad del detector, la reflectividad y de la relación señal/ruido [5].

En aplicaciones donde se emplean ondas acústicas (ultrasonido), los sensores para medir distancia con ultrasonido que utilizan la técnica de tiempo de vuelo suelen ser preferidos sobre los sensores ópticos, ya que no se requiere de altas frecuencias de muestreo debido a la diferencia notable de la velocidad de propagación de las ondas.

### 1.3 TRATAMIENTO DE SEÑALES

La técnica de tiempo de vuelo es utilizada en dispositivos que emplean ondas acústicas (ultrasonido), principalmente. En un sistema típico de medida de eco pulso, el transductor emisor es estimulado con una señal pulsada, expresada matemáticamente según la expresión 1.5.

En dispositivos de medición de distancia que utilizan ultrasonido, la onda acústica es emitida en un medio, es reflejada por un objeto y regresa de nuevo al transductor, registrando un tiempo de propagación ida y vuelta (tiempo de vuelo). En general, una señal de salida o respuesta  $e(t)$  de un sistema (con condiciones iniciales cero) o LTI (lineal invariante en el tiempo), cuya respuesta al impulso es  $h(t)$  a una señal de entrada o de excitación  $o(t)$ , es la convolución [6].

$$e(t) = h(t) * o(t) \quad (1.6)$$

En el dominio de la frecuencia, bajo el teorema de convolución, la transformada de Fourier de la convolución de dos funciones es igual a la multiplicación de las transformadas de Fourier de las dos funciones: [6]

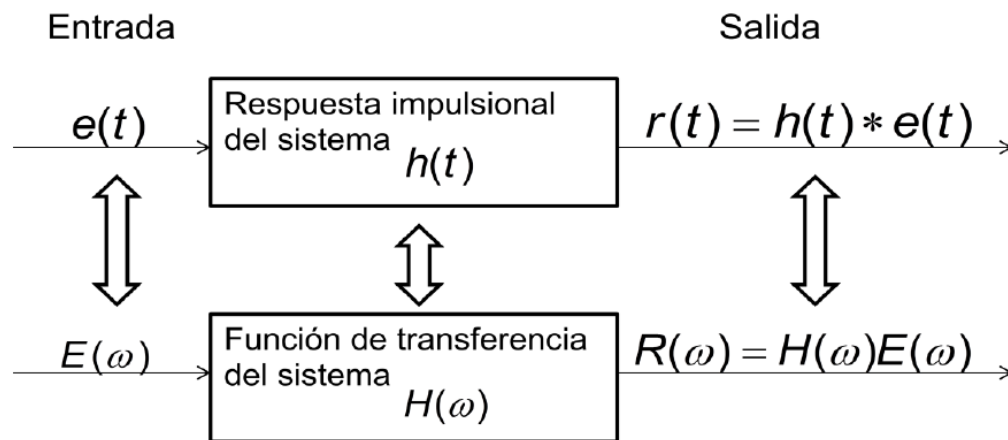
$$\mathcal{F}(f * g) = (\mathcal{F}(f)) \cdot (\mathcal{F}(g)) \quad (1.7)$$

Donde  $\mathcal{F}$  denota la transformada de Fourier, por lo tanto la expresión 1.6 se puede re-escribir de la siguiente forma,

$$E(\omega) = H(\omega) \cdot O(\omega) \quad (1.8)$$

La cantidad  $H(\omega)$  define la función de transferencia del sistema. La función de transferencia es la transformada de Fourier de la respuesta al impulso  $h(t)$  y relaciona la señal de salida con la señal de entrada, como se muestra en el esquema mostrado en la Figura 4.

Figura 4. Relaciones de entrada - salida en los dominios del tiempo y la frecuencia.



Fuente: Ambarkad, A., Procesamiento de señales analógicas y digitales [8].

De acuerdo a la relación 1.8, la función de transferencia se puede calcular a partir de la relación del espectro de las señales emitida y transmitida

$$H(\omega) = \frac{R(\omega)}{E(\omega)} \quad (1.9)$$

Otro método planteado por [7] para calcular la función de transferencia, viene dado por la expresión

$$H(\omega) = A(\omega) \cdot B(\omega) \cdot C(\omega) \quad (1.10)$$

Donde  $B(\omega)$  es la función del patrón de radiación resultante de los patrones de radiación de las señales emitida y recibida para el rango de frecuencias de interés,  $A(\omega)$  describe la pérdida de transmisión y es calculado numéricamente con un coeficiente de absorción  $\alpha$ , y  $C(\omega)$  es la función característica del reflector y se puede asumir como una constante.

Para compensar la función de transferencia del sistema de medición se usa un procedimiento que permite filtrar la señal recibida con la inversa de la función de transferencia. Para una óptima reducción del ruido, Los trabajos realizados por H. Ruser y colaboradores [7] y Y. Murakami y colaboradores [8], proponen que el filtro inverso sea combinado con un filtro de ruido. La combinación que ofrece una distorsión mínima en la señal y una máxima reducción del ruido es el filtro de Wiener. El filtro de ruido está dado por la relación entre el espectro de potencia de la señal y la suma de los espectros de potencia de la señal y el ruido. Después de calculado el espectro de potencia de la señal, el filtro de Wiener puede ser calculado por

$$I(\omega) = \frac{H^*(\omega) \cdot W(\omega)}{H(\omega) \cdot H^*(\omega) + \phi_s | \phi_n} \quad (1.11)$$

Donde  $H^*(\omega)$  es el complejo conjugado de la función de transferencia,  $W(\omega)$  es una función ventana que selecciona el rango de frecuencias de interés,  $\phi_s$  y  $\phi_n$  son las densidades del espectro de potencia de la señal y el ruido respectivamente,  $\phi_s$  y  $\phi_n$  corresponde a la relación señal – ruido. Si la relación señal - ruido es alta, el filtro tiende a ser un filtro de convolución puro. Si la relación señal – ruido es baja, el filtro es un filtro adaptativo. En algunos casos, debido al rango de frecuencias de interés, esta relación señal – ruido puede ser asumida como constante para todas las direcciones de propagación y frecuencias.

En la Figura 5 se muestra un ejemplo típico del eco-signal de salida  $e(t)$  y su respuesta en frecuencia (transformada de Fourier del eco-signal)  $E(\omega)$ .

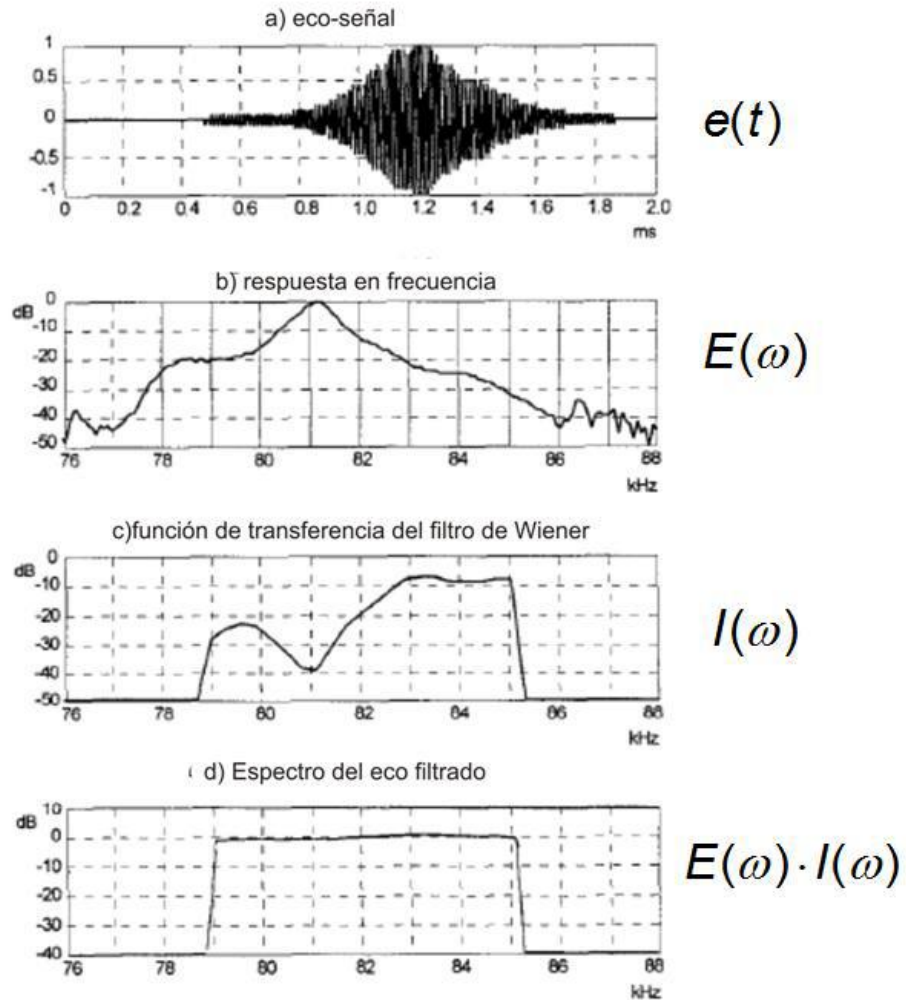
La Figura 5c muestra la función de transferencia del filtro de Wiener y en la Figura 5d se presenta el espectro del eco filtrado.

El espectro del eco filtrado está descrito por la expresión

$$E(\omega) \cdot I(\omega) \tag{1.12}$$

Donde  $E(\omega)$  es la transformada de Fourier del eco – señal de entrada y  $I(\omega)$  es la función de transferencia del filtro de Wiener.

Figura 5. Evaluación del filtro de Wiener.



Fuente: [7].

Calculando la transformada de Fourier inversa de la expresión 1.12 se obtiene

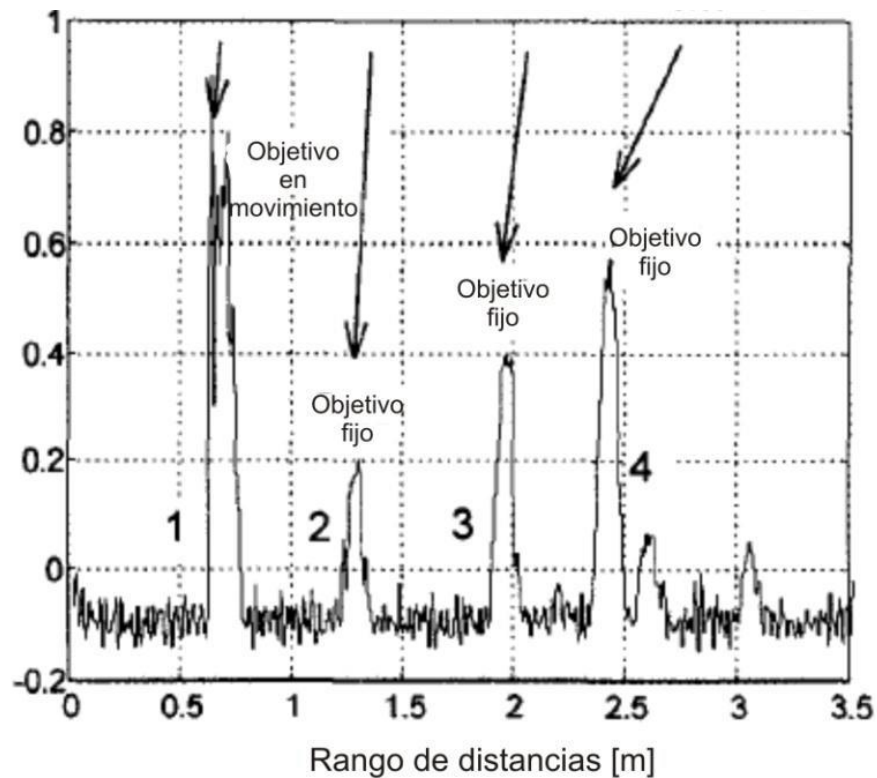
$$\mathcal{F}(E(\omega) \cdot I(\omega)) = e(t) * i(t) \quad (1.13)$$

$$\hat{o}(t) = e(t) * i(t)$$

Donde  $i(t)$  Corresponde a la respuesta impulsional. Como resultado de este procedimiento se obtiene una señal  $\hat{o}(t)$ , la cual es una señal que proporciona información acerca de la presencia de uno (o varios objetivos en el caso

mencionado como ejemplo) y la distancia a la que se encuentra respecto al medidor. En la Figura 6 se muestran los resultados de este procedimiento, donde se detectan las posiciones de 4 objetivos, uno de los cuales está en movimiento y los tres restantes están en posiciones fijas. Es decir, del proceso de convolución se obtiene una señal con envolvente aguda, indicando la presencia en la señal recibida, de objetos. Identificar un objeto en movimiento se realiza si la envolvente se altera, ensanchándose.

Figura 6. Envolvente eco para 4 objetivos, 1 en movimiento, 2, 3 y 4, fijos.



Fuente: [7].

El procesamiento matemático mostrado anteriormente permite ilustrar como se procesa la señal recibida (eco-signal) cuando la señal enviada intercepta varios objetos. El objetivo consiste en buscar la estrategia matemática para convolucionar la señal recibida con la respuesta impulsional del sistema, obteniéndose una serie de funciones de dirac que posicionan en el tiempo los

objetos. Debido a una influencia del ruido, la duración temporal de las señales y el movimiento de los objetos, la señal obtenida se aleja de funciones de dirac, obteniéndose una función de cierto ancho, que fija la precisión del método como se observa en la figura 6. En la literatura especializada se han presentado otras estrategias matemáticas que permiten reducir la interferencia de ruido y distorsiones por la propagación de las señales, introduciéndose señales de excitación diferentes a trenes de pulso rectangulares y con codificaciones especiales.

- **CORRELACIÓN CRUZADA**

A veces denominada "covarianza cruzada" es una medida de la similitud entre dos señales, frecuentemente usada para encontrar características relevantes en una señal desconocida por medio de la comparación con otra que sí se conoce. Es función del tiempo relativo entre las señales, a veces también se la llama producto escalar desplazado, y tiene aplicaciones adicionales en el reconocimiento de patrones y en criptoanálisis.

Dadas dos funciones discretas  $f_i$  y  $g_i$  la correlación cruzada se define como:

$$(f \star g)_i \stackrel{\text{def}}{=} \sum_j f_j^* g_{i+j} \quad (1.14)$$

Donde la sumatoria se realiza sobre valores enteros de  $j$  apropiados; y el asterisco está indicando el conjugado.

Para el caso de dos funciones continuas  $f(x)$  y  $g(x)$  la correlación cruzada se define como:

$$(f \star g)(x) \stackrel{\text{def}}{=} \int f^*(t)g(x+t) dt \quad (1.15)$$

Donde la integral se realiza para valores apropiados de  $t$ .

La correlación cruzada tiene una naturaleza similar a la convolución de dos funciones. Difiere en que la correlación no involucra una inversión de señal como ocurre en la convolución.

De esta manera la correlación cruzada se ha empleado como estrategia matemática para calcular la posición en el eje temporal de la respuesta impulsional  $g(x) = i(t)$  en la señal recibida  $f(x) = e(t)$ . De manera similar se obtiene una señal que posiciona los objetos con una función aguda de cierto ancho.

## 2. MÉTODO IMPLEMENTADO

### 2.1 ESQUEMA EXPERIMENTAL

La figura 7 muestra el esquema experimental del dispositivo implementado. Dos transductores piezoeléctricos funcionan como emisor y receptor. El dispositivo generador de la señal envía la señal de excitación al transductor emisor. La señal de ultrasonido se propaga en el espacio lineal entre el emisor y el receptor y es recibida por el transductor receptor. La señal producida es electrónicamente amplificada y filtrada. El dispositivo de lectura muestrea las dos señales simultáneamente. Las señales muestreadas y digitalizadas son procesadas para obtener el retardo temporal asociado a la distancia entre emisor y receptor principalmente. La diferencia entre el esquema implementado y el mostrado en la figura 3 radica en la utilización posterior que se le daría al dispositivo implementado.

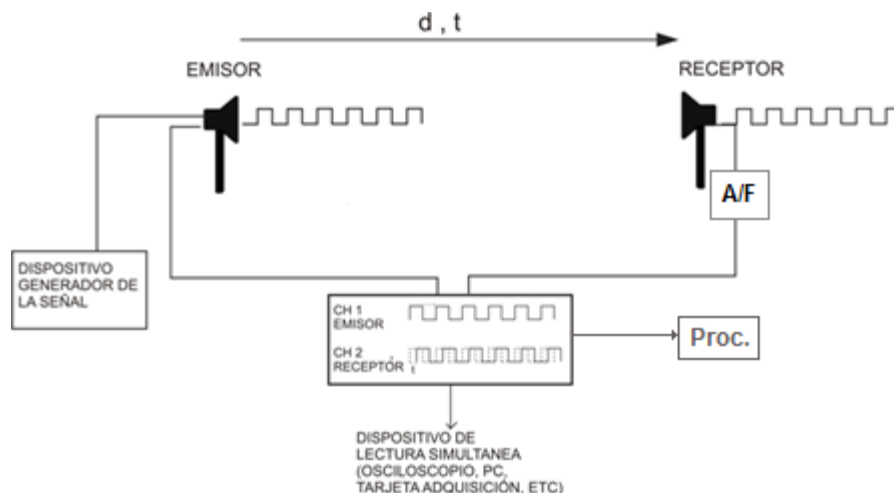
La necesidad de medir con alta precisión la distancia entre emisor y receptor surge de la problemática encontrada al obtener información tridimensional de un objeto a 360° de observación. Al interior del grupo GOTS se ha trabajado con metodologías que obtienen información tridimensional de la superficie de objeto. Esta información tridimensional está reducida al campo de observación del dispositivo. Cuando se requiere obtener información de un entorno de un objeto se debe desplazar el dispositivo de medida tridimensional alrededor de un objeto (observación 360°), exigiéndose la unificación de información tridimensional a un único sistema coordenado, para obtener una única representación tridimensional del objeto completo. En el proceso de unificación se exige medir con precisión no la posición del sensor tridimensional sino su desplazamiento en el espacio, por lo tanto se debe medir la distancia que se ha trasladado el sensor tridimensional, con respecto a la posición anterior, para hacer otra medida tridimensional de otra perspectiva del objeto.

Según lo indicado anteriormente no interesa medir con precisión la distancia entre emisor y el receptor, sino que dejando fijo el emisor y tomando una posición de referencia inicial al receptor, medir con alta precisión el desplazamiento de este último con respecto a la posición de referencia inicial.

**2.1.1 Transductores de ultrasonido: emisor y receptor.** El funcionamiento de un medidor que utiliza señales de ultrasonido consiste en la utilización de dos dispositivos piezoeléctricos, emisor o transmisor y receptor.

Su funcionamiento básico consiste en la emisión de un tren de pulsos. El transductor emisor es el encargado de dicha emisión, este pulso viaja una distancia  $d$  en un tiempo  $t$ , hasta el transductor receptor, como se muestra en la figura 7. [3]

Figura 7. Esquema de funcionamiento medidor de distancia con ultrasonido.



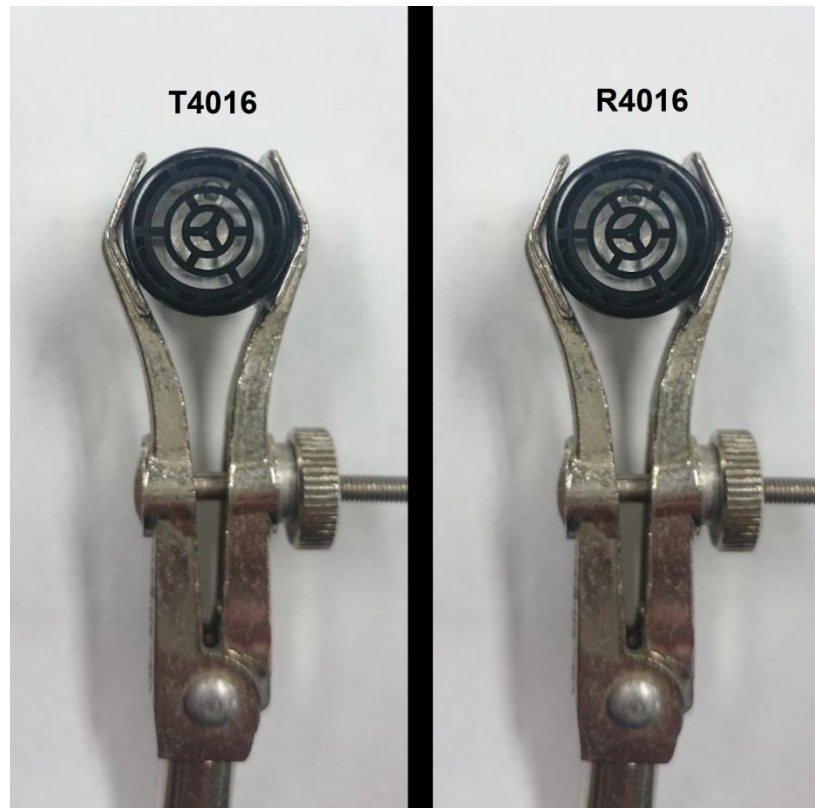
Para esto, el dispositivo emisor debe excitarse con una señal adecuada en amplitud y frecuencia, y el dispositivo receptor transformará todas las ondas de presión ultrasónica que lleguen a excitarla, esto es, convierte ondas de energía mecánica en energía eléctrica y viceversa. El efecto piezoeléctrico bajo el cual trabajan estos dispositivos consisten en que ciertos cristales cuando se tensionan

por esfuerzo mecánico, se polarizan eléctricamente y generan un voltaje eléctrico entre las superficies opuestas; el fenómeno también es inverso, al aplicar un voltaje eléctrico el cristal se elonga o contrae. Este efecto microscópico se origina por la propiedad de simetría de algunos cristales [9]. Algunos ejemplos de materiales piezoeléctricos que se encuentran en el mercado son los cristales de cuarzo, los cristales de sulfato de Litio y las cerámicas polarizadas.

Los cristales de cuarzo poseen características de estabilidad térmica, química y eléctrica, se consideran menos eficientes como generadores de energía acústica; los cristales de sulfato de Litio son considerados receptores eficientes debido a la facilidad de obtener una amortiguación acústica óptima, lo que mejora el poder de resolución; y las cerámicas polarizadas las cuales son consideradas como generadores eficientes de energía ultrasónica cuando operan a bajos voltajes de excitación [9].

Para el desarrollo de este trabajo se utilizaron los transductores ultrasónicos de referencias T4016 y R4016, de la empresa DYNAMO ELECTRONICS, mostrados en la figura 8 y las características principales de cada transductor se presentan en la tabla 1.

Figura 8. Transductores Ultrasónicos T4016 y R4016.



Los transductores empleados corresponden a membranas piezoeléctricas que al excitarlas se flectan, debido a la forma laminar y circular, posee una frecuencia de resonancia de 40[KHz].

Tabla 1. Características Transductores Ultrasónicos.

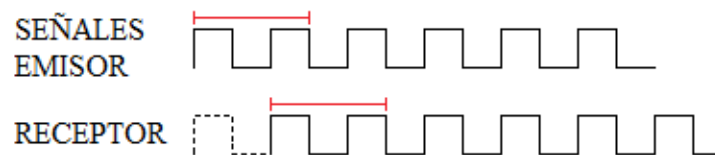
Características Transductores Ultrasónicos	
T4016 Transmisor	R4016 Receptor
Frecuencia resonante $FR =$ 40.1 [kHz]	Frecuencia resonante $FR =$ 40.1 [kHz]
Capacitancia a 1kHz $C = 2090$ [pF]	Capacitancia a 1kHz $C = 2190$ [pF]
Nivel de potencia a 40Khz 122.2 [dB]	Sensibilidad a 40Khz - 57.3 [dB]

## 2.2 SISTEMA DE GENERACION

El sistema de generación está conformado por un dispositivo electrónico que envía la señal de excitación al transductor emisor. La señal de excitación posee una frecuencia base de 40[KHz] con una codificación que permite evitar el problema de superposición de pulsos para corrimientos superiores a 1/40000[s].

**2.2.1 Proceso de codificación m-sequence (m-secuencia).** Debido principalmente a la distancia  $d$  entre emisor y receptor, las señales digitalizadas presentan un corrimiento  $\Delta T$ . Así, empleando una frecuencia de base de 40[KHz] y usando la velocidad aproximada de  $345 \left[ \frac{m}{s} \right]$ , un corrimiento  $d$  de 8.6[mm], equivalente a un corrimiento de un pulso del tren de ondas. Esto implica que si el emisor envía un tren de pulsos de 40[KHz], el dispositivo solo podrá medir en un rango de 0 a 8.6[mm]. Valores superiores generan un corrimiento temporal superior a un pulso, imposibilitándose determinar el número entero de corrimientos en pulsos de los dos trenes de onda. Con el fin de determinar distancias superiores a un pulso, se emplea un proceso de codificación en amplitud que permita identificar el número entero de corrimiento en pulso de los dos trenes. Este caso se muestra en la Figura 9.

Figura 9. Corrimiento temporal de un ciclo.



$$d = vt \rightarrow \frac{1}{40000[Hz]} \times 345 \left[ \frac{m}{s} \right] = 8.6[mm] = d_{repeticion}$$

Para el desarrollo de este trabajo se utilizó la modulación en amplitud por M-Secuencia, también conocida como secuencia de longitud máxima (*Maximum Length Sequence*). M-Secuencia es una secuencia binaria pseudo-aleatoria de bits generada utilizando un registro de retroalimentación lineal de desplazamiento (*Linear Feedback Shift Register*), llamado así debido a que es periódico y reproduce todo tipo de secuencia binaria [10], [11]. La longitud de la señal M-sequence depende de la longitud del registro n. Para una longitud de n-registros se produce una secuencia de longitud máxima que viene dada por la ecuación

$$L = 2^n - 1 \quad (2.1)$$

Esta secuencia es obtenida realizando la operación de retroalimentación con una operación lógica Exclusive OR (XOR), aplicada en una operación bit a bit.

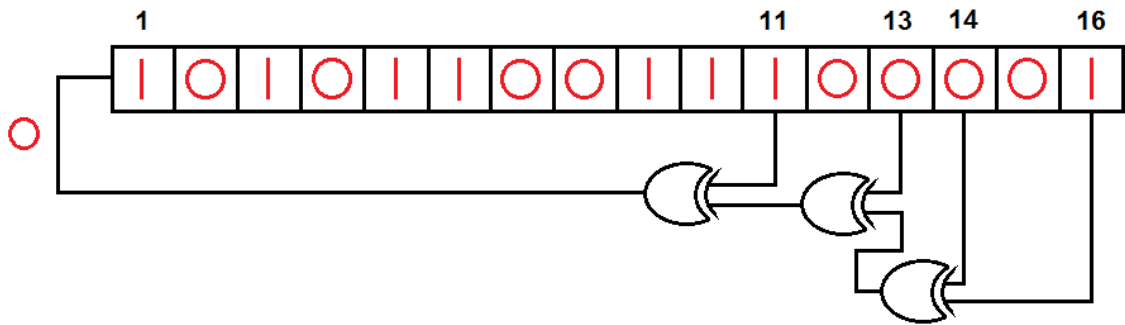
Tabla 2. Tabla de verdad de la operación lógica XOR

BIT	XOR	BIT	RES
1	⊕	1	0
1	⊕	0	1
0	⊕	1	1
0	⊕	0	0

La operación Exclusive OR se realiza sobre dos o más de los elementos (bits) que componen la longitud del registro. Puede ser ejecutada sobre el último elemento del registro y el penúltimo, o sobre el último elemento y cualquiera de los otros elementos del registro o una combinación en las operaciones, hasta obtener la longitud máxima de registro. La Figura 10 muestra un esquema de cómo se realiza

la operación XOR para  $n=16$ . El valor inicial del registro puede estar compuesta por una serie de  $n$  bits 1 y 0 evitándose  $n$  bits de 0.

Figura 10. Esquema correspondiente a la operación XOR



La Figura 11 muestra la secuencia obtenida para un registro de  $n=5$  haciendo la retroalimentación con un XOR entre los dos últimos bits. El resultado de la operación XOR entre estos dos elementos se retroalimenta en la primera posición del registro, desplazando el registro hacia la derecha, conservando siempre la misma longitud. Ésta operación se repite hasta recuperar el registro con valor inicial. De esta manera se obtiene para el caso indicado 21 palabras de  $n=5$  bits sin repetirse. A partir de la palabra 22 se repite la misma secuencia. Al ubicar la secuencia de palabras de manera vertical y eliminando los bits repetidos se obtiene una serie de 21 bits consecutivos sin repetirse e indicando en la parte inferior de la figura. Esta serie corresponde a la M-Secuencia para  $n=5$  haciendo el XOR entre la última y penúltima posición del registro. La M-secuencia tiene la característica de no poseer  $n=5$  bits repetidos consecutivos. De igual forma, identificando  $n=5$  bits se encuentra la posición de la palabra en la M-Secuencia. Así, obteniendo la palabra 01001 corresponde a la octava palabra de la M-Secuencia.



Figura 12. M-Secuencia de 217 bits calculada a partir de una longitud de registro

```

1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 1 0
0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0 1 0
1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 1
0 0 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1
0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1
0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1 0 1 1 1 0 1
1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0
0 0 1 0 1 1 1 1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1
1 1 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0
1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 1 0
1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0
0 1 1 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0
0

```

n=8, se obtiene al unir consecutivamente cada fila de la tabla en la figura.

La M-Secuencia es empleada para modular la amplitud de una señal portadora de 40[KHz] y perfil rectangular. Con el fin de reducir la influencia de varios bits cero seguidos de la m-sequence, cada bit corresponde a 120 periodos completos ( $\frac{120}{40000} [s] \rightarrow 3[ms]$ ), un periodo completo corresponde a  $T = \frac{1}{40000} [s]$ . Para el bit 1 los primeros 15 periodos completos poseen amplitud A y el resto tiene amplitud cero. Para el bit cero la amplitud es cero para los 120 periodos completos. La Figura 13 muestra la equivalencia de los bits 0 y 1 de la M-Secuencia empleada. La Figura 14 muestra la señal de excitación eléctrica enviada al emisor del ultrasonido. El dispositivo electrónico de excitación del emisor ultrasonido envía de manera continua los 217 bits de la M-Secuencia mostrados en la figura 12. De esta manera la señal de excitación tiene un periodo de  $217 \times 3[ms] = 651[ms]$ , que equivale a una distancia de  $\Delta x = 345[\frac{m}{s}] \times 0.651[s] \cong 224.6[m]$ . Es decir, ubicando el emisor y el receptor en un rango de hasta 224.6[m] el dispositivo podría medir la distancia, valores superiores los códigos se repiten.

Figura 13. Representación de los bits uno y cero.

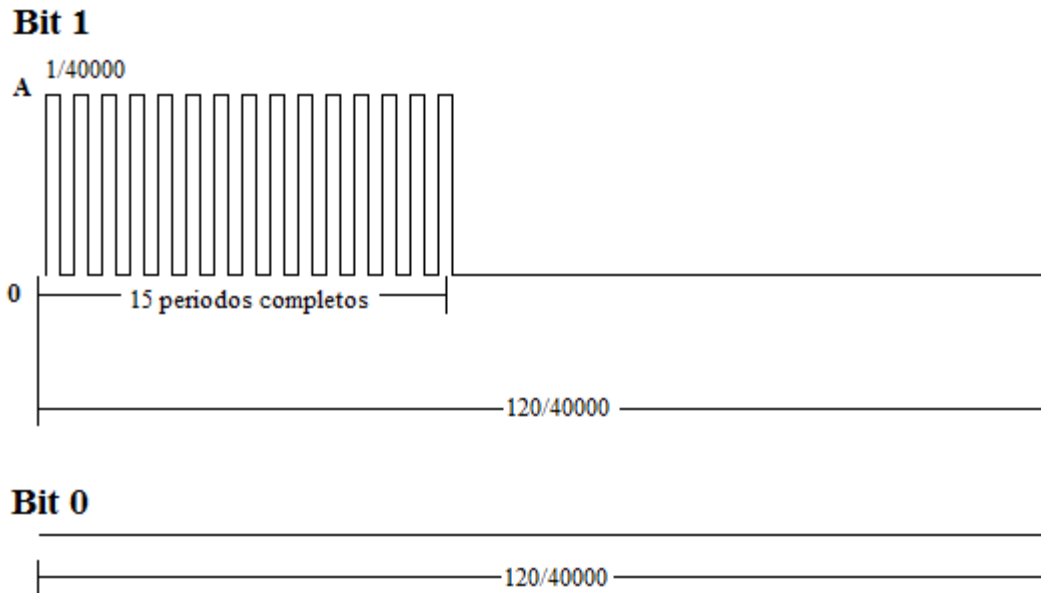
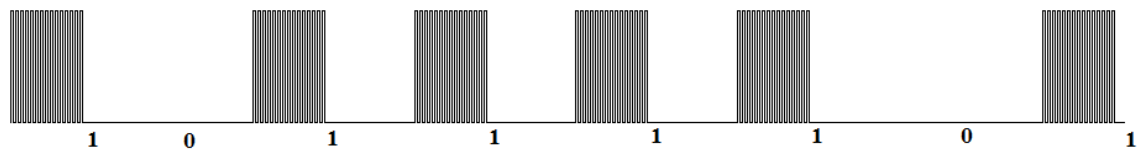


Figura 14. Señal de excitación eléctrica enviada al emisor del ultrasonido.



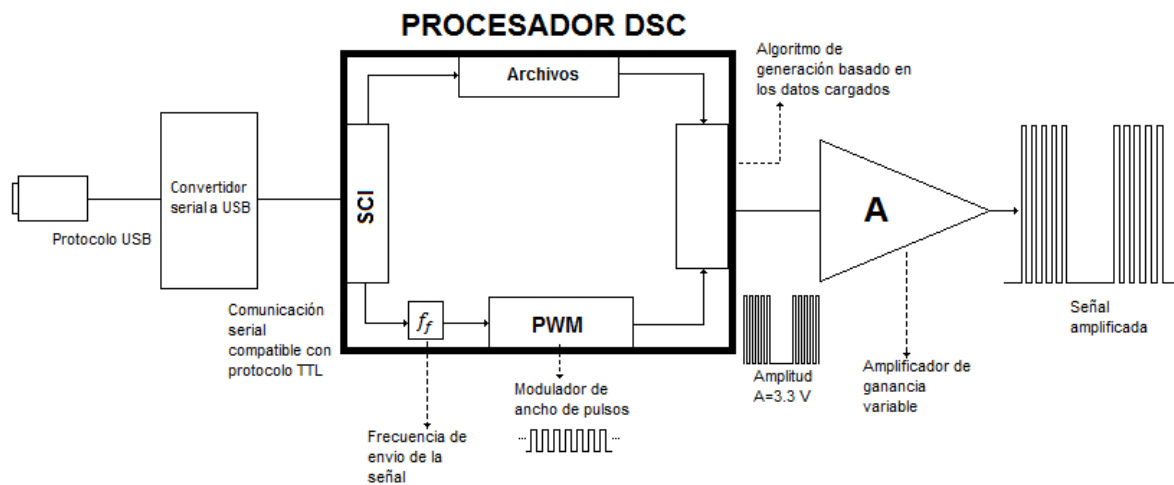
En la Figura 14, cada bit tiene una duración en tiempo de  $3[ms]$  y en total esta señal de excitación corresponde a una duración en tiempo de  $21[ms]$  de lectura.

## 2.2.2 Dispositivo electrónico utilizado.

**2.2.2.1 Generador de señales.** En este capítulo se muestra con detalle el dispositivo implementado para excitar el piezoeléctrico (emisor) de ultrasonido. El dispositivo empleado para generar la señal es el generador de códigos

GEN\_CODE\*. Este dispositivo es un sistema de generación de señal de frecuencia variable (500Hz a 40kHz) y amplitud variable (3V – 36V), basado en secuencias binarias, que son cargadas por el usuario. El hardware del sistema está conformado por el procesador DSC (Digital Signal Controller) que a través del puerto serie recibe los trenes de pulsos caracterizados en la M-Secuencia y la información necesaria para la generación de la señal. Por el puerto de salida del procesador se genera la señal que posteriormente es amplificada y potencializada. En la Figura 15 Se presenta un esquema del hardware del dispositivo GEN\_CODE diagrama en bloques para explicar el funcionamiento interno del procesador y en la Figura 16 se muestra el dispositivo electrónico generador de la señal GEN\_CODE. [12]

Figura 15. Esquema del Hardware del dispositivo GEN\_CODE.



El procesador DSC (controlador de señales digitales) internamente consta de una interface de comunicación serial SCI (Serial Communication Interface) que permite la entrada y salida de los datos de manera alternada. Para el ingreso de datos el procesador tiene por un lado un módulo que almacena la frecuencia que se está

\* El dispositivo generador de señales GEN\_CODE y la interfaz de trabajo fue diseñado y construido por el Ingeniero Electrónico SAMUEL ALBERTO JAIMES, Universidad Industrial de Santander.

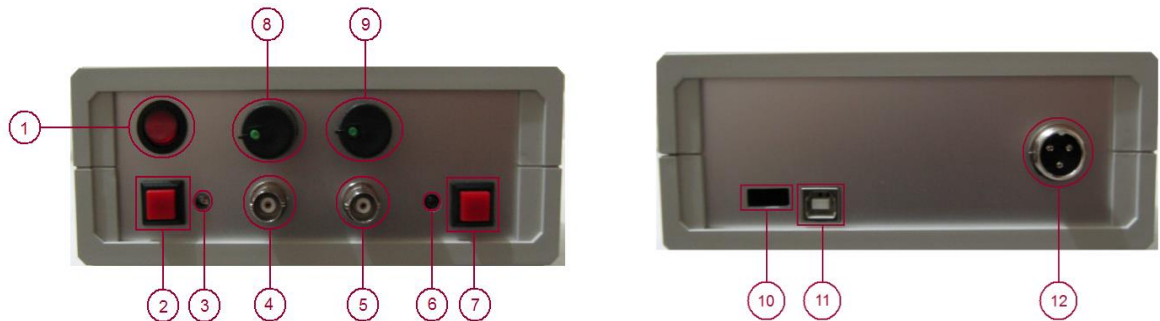
cargando al dispositivo para el envío de la señal, el cual está comunicado con un módulo PWM. El módulo PWM es un modulador de ancho de pulsos y es el encargado de generar una señal de referencia que tiene una amplitud de  $A = 3.3[V]$  con una frecuencia igual a la frecuencia que se introduce para el envío de la señal (en este caso esta frecuencia es de  $40[KHz]$ ). Con base en la señal de referencia se genera la secuencia de acuerdo al orden en que se envía esta. También tiene un módulo Archivo donde se almacenan los datos de entrada al procesador. Los módulos Archivo y PWM están comunicados con la interface de comunicación serial. Al algoritmo de generación basado en los datos cargados llega la información en datos de los módulos Archivo y PWM. Allí se registran los cambios introducidos en los datos cargados y la salida de este módulo es la señal modulada por M-Secuencia. Esta señal de salida tiene la misma amplitud de la señal de referencia. Como se necesita una señal amplificadora, esta señal de salida del algoritmo de generación pasa por un amplificador de ganancia variable. La señal de salida después de la etapa de amplificación es una señal que puede tener una amplitud máxima de 36 v, enviada al transductor emisor.

Para la salida de los datos del procesador, el módulo SCI establece una comunicación serial con un convertidor serial a USB, donde se establece finalmente por medio del protocolo USB la salida hacia el puerto USB del computador, desde el cual se van a enviar los datos. La comunicación serial entre la interface de comunicación SCI es compatible con el protocolo TTL. El protocolo TTL establece que para valores iguales o superiores a 2 voltios y hasta el valor de 3.3 voltios, a la información de entrada se le asigna un orden lógico de 1. Si los valores registrados se encuentran por debajo a 0.8, se asigna un valor de orden lógico cero. Los datos que estén en el rango de los valores mayores a 0.8 y menores a 2 no los reconoce.

Figura 16. Dispositivo electrónico generador de la señal GEN\_CODE.



Figura 17. Panel frontal y panel posterior del dispositivo GEN-CODE



- 1) Interruptor encendido/apagado del dispositivo.
- 2) Interruptor carga de datos desde USB.
- 3) Led Indicador de carga de datos.
- 4) Salida 3V.
- 5) Salida 36V.
- 6) Led indicador generación de la señal.
- 7) Interruptor de Inicio/Parada para generar la señal

- 8) Ganancia Amplificadora 1.
- 9) Ganancia Amplificadora 2.
- 10) Salida a puerto USB memoria (programación desde memoria USB).
- 11) Salida a puerto USB para establecer comunicación con PC (programación desde un computador portátil vía USB).
- 12) Alimentación.

Este dispositivo es programado desde un computador vía puerto USB. El procesador del dispositivo está programado para cargar la secuencia que define la M-Secuencia y ejecutar los comandos de inicio y parada de la generación de la señal. Los archivos cargados pueden tener cualquier nombre y deben ser almacenados en formato texto. La secuencia de bits de la M-Secuencia se agrupa

por bytes\* y se convierten a ASCII\*\*, como se indica en la Figura 18. Para operarlo desde un computador se utiliza la ventana interfaz, diseñada y operada utilizando el software LABVIEW mostrada en la Figura 19.

Figura 18. Ejemplo conversión de la secuencia binaria a caracteres ASCII

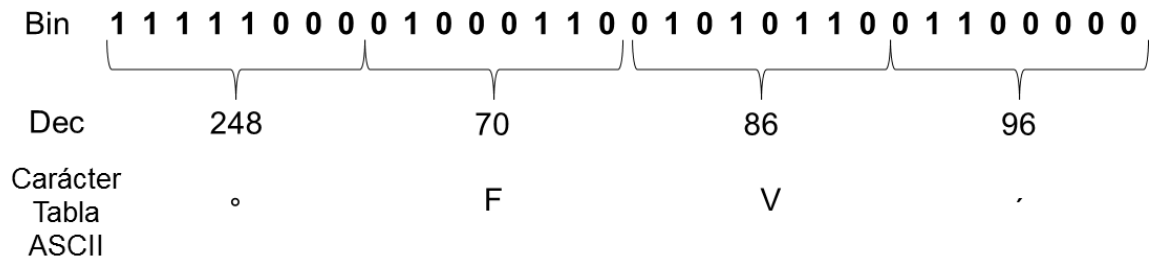
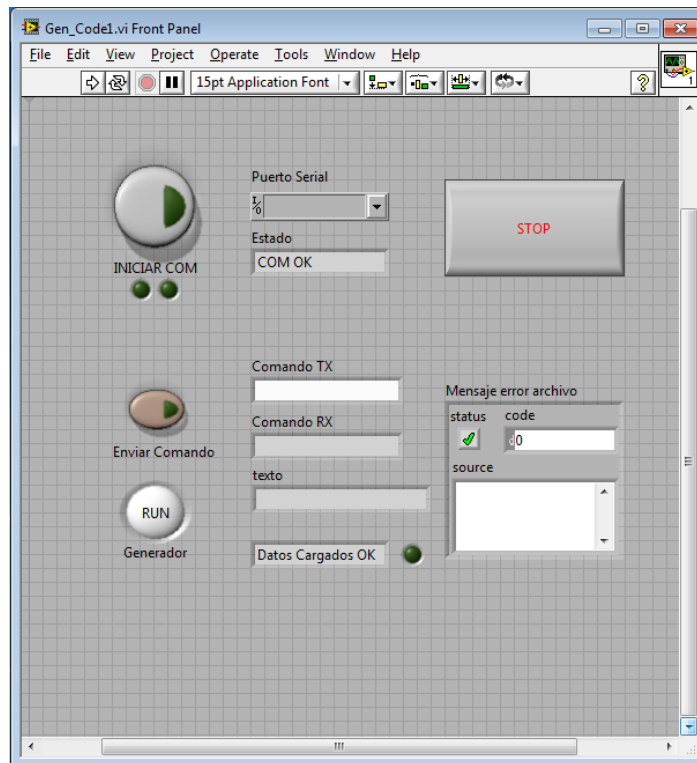


Figura 19. Interfaz gráfica de control GEN\_CODE.

---

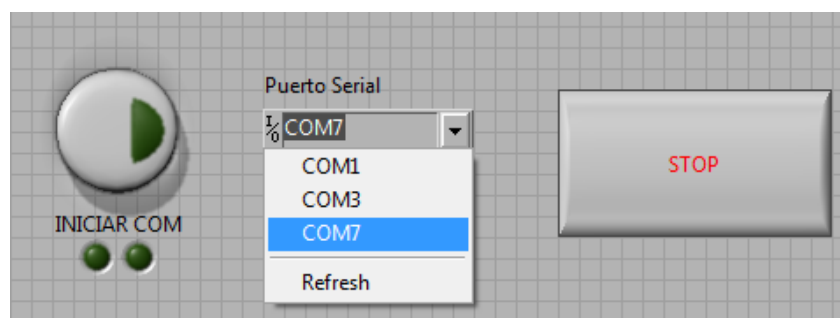
\* 1 Byte = 8 bits.

\*\* ASCII acrónimo inglés de American Standard Code for Information Interchange o Código Estándar Estadounidense para el Intercambio de Información, es un código de caracteres basado en el alfabeto latino y es utilizado para representar textos y para el control de dispositivos que manejen texto. Tabla disponible en <http://www.asciitable.com/>.



Este dispositivo tiene un botón para detener la señal (stop) y un botón para el envío de comandos e indicadores del estado de la comunicación. Para la operación de este dispositivo se inicia por identificar el puerto que corresponde al generador (Para esto el usuario se dirige al administrador de dispositivos). Después de identificado el puerto, se utiliza el pulsador INICIAR COM. Este pulsador permite abrir el puerto correspondiente al dispositivo y establecer la comunicación con el mismo. Para este caso, el puerto de comunicación correspondiente al dispositivo es el puerto serial COM 7.

Figura 20. Selección del puerto serial conectado y deseado.



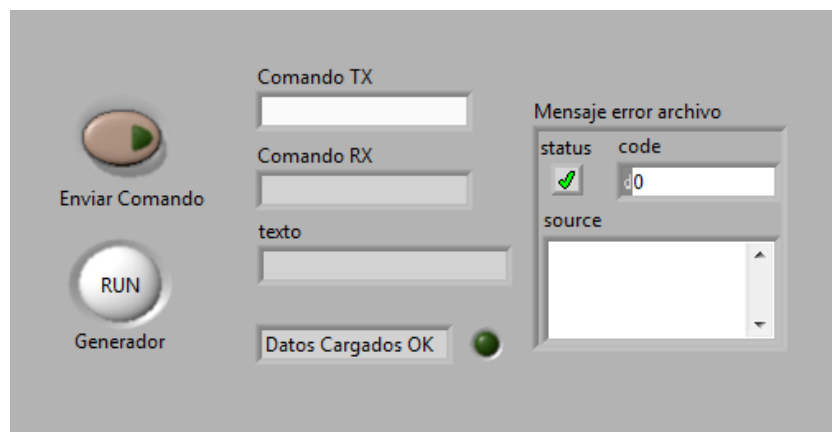
Una vez iniciada la comunicación sin ningún inconveniente, en el recuadro *Estado* se muestra la respuesta de la conexión. Cuando muestra GEN\_CODE y los LED indicadores encienden y apagan automáticamente, indican una comunicación exitosa con el dispositivo.

Figura 21. Comunicación exitosa con el dispositivo generador GEN\_CODE.



Después de tener la comunicación exitosa se prosigue a cargar los datos, donde se utiliza la parte de la interfaz mostrada en la figura 22.

Figura 22. Parte de la interfaz donde se cargan los datos.

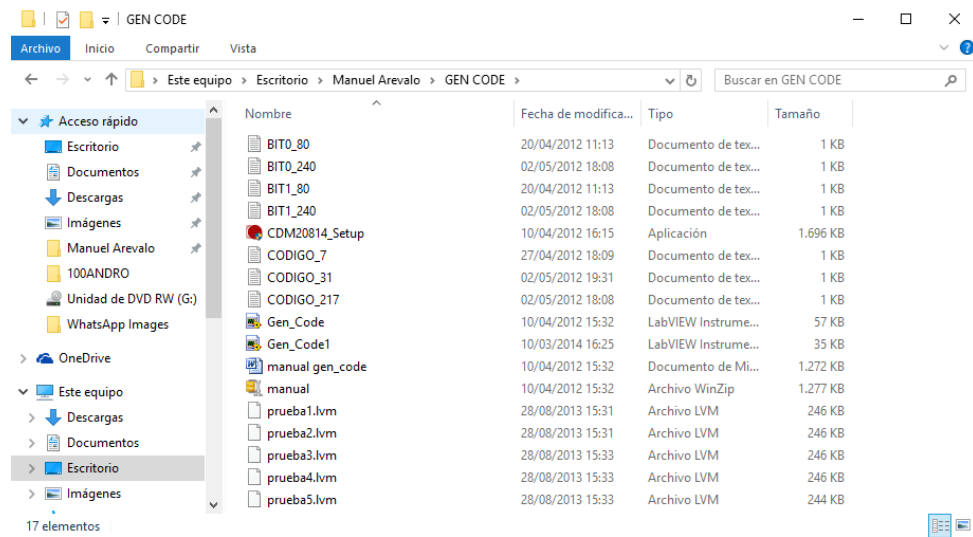


El generador permite definir el bit uno, el bit 0 y la secuencia de bits de la M-Secuencia, estos datos son almacenados en los registros b, c, y a del microprocesador del dispositivo respectivamente.

Para definir los datos a cargar se deben enviar al generador 3 comandos: \*lob240 (carga el bit 1); \*loc240 (carga el bit cero) y \*loa32 (archivo generador que contiene la M-Secuencia calculada  $L=217$ ). Los valores 240 y 32 corresponden al número de datos que se cargan al dispositivo.

Después de escritos cualquiera de los tres comandos mencionados anteriormente, se pulsa el botón Enviar Comando. Al pulsar este botón, comienza el proceso de carga. Se abre la ventana para abrir el archivo que se quiere cargar.

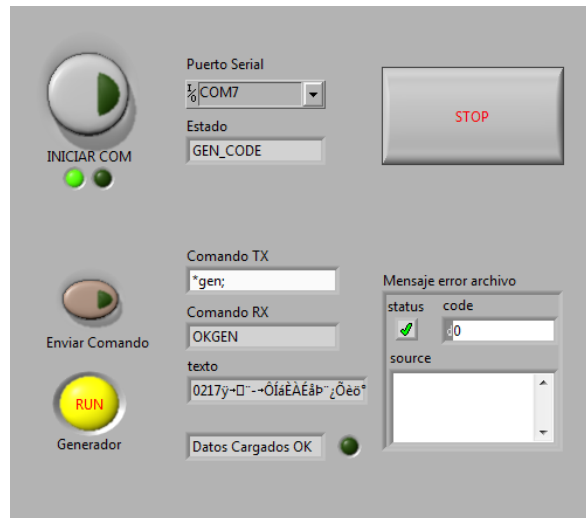
Figura 23. Ventana para seleccionar el archivo que se quiere cargar.



Cuando se cargan los archivos correspondientes a los comandos, se observara que en el espacio Comando RX se recibirá OKLOAD y el LED ubicado al lado derecho enciende y queda encendido constantemente, indicando que los datos han sido cargados satisfactoriamente.



Figura 25. Todos los datos cargados y generados.



## FORMATO DE LOS DATOS

Como el dispositivo se está operando desde un computador, los archivos deben ser formato texto (.txt), puede llevar cualquier nombre. El tamaño de la secuencia se suministra en los tres comandos: \*lob240; \*loc240; y \*loa32;. El archivo correspondiente al último comando debe llevar en su contenido un encabezado de 4 caracteres que indican la longitud de la secuencia, los restantes 28 caracteres corresponden a la secuencia binaria obtenida ( $L=217$ ), convertida a bytes, y posteriormente a caracteres ASCII.

Al realizar todos los anteriores pasos satisfactoriamente y asegurar que todos los datos se cargaron debidamente, se observa que ya está listo para la generación continua de la señal electrónica de excitación, donde lo señala el botón RUN en color amarillo, queriendo expresar que el dispositivo comienza a generar la señal de excitación que se envía al transductor emisor. De esta manera, el emisor está generando la onda de ultrasonido y el sistema de adquisición puede muestrear la señal.

## 2.3 SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE LAS SEÑALES

Antes de digitalizar las señales, la señal recibida del transductor receptor es amplificada usando el amplificador AMP-03US.

**2.2.3.1 Amplificador AMP-03US.** El amplificador AMP-03US es un sistema de amplificación y filtrado para señales de ultrasonido. Este sistema está conformado por un módulo principal y tres módulos de preamplificación de señal. Los módulos de preamplificación cuentan con un ancho de banda comprendido entre 350Hz y 4MHz, con una ganancia fija de 10V/V. Por su parte el módulo principal cuenta con un ancho de banda comprendido entre 350Hz y 250kHz, con una ganancia variable de 1V/V a 100V/V.

Figura 26. Amplificador AMP-03US.



Figura 27. Panel posterior del amplificador AMP-03US.



- 1. Botón de encendido.
- 2. Control de ganancia del canal 3.
- 3. Control de ganancia del canal 2.

- 4. Control de ganancia del canal 1.
- 5. Entrada adaptador de alimentación de energía.
- 6. Conector de salida.

En la siguiente figura 28 se presenta en detalle el conector de salida. S1 corresponde a la salida del canal 1 que va acompañada por su señal de referencia GND1. De igual manera S2 y GND2 corresponden al canal 2 y S3 y GND3 al canal 3.

Figura 28. Detalle del conector de salida para la tarjeta de adquisición.

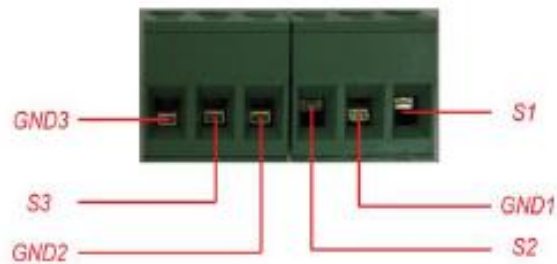
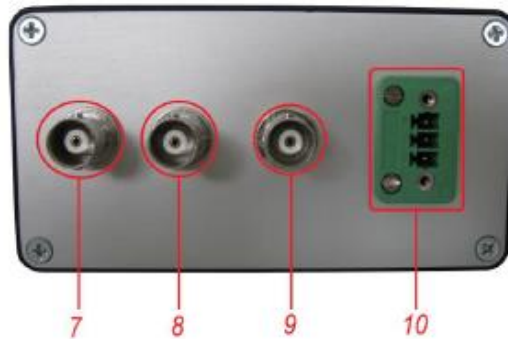


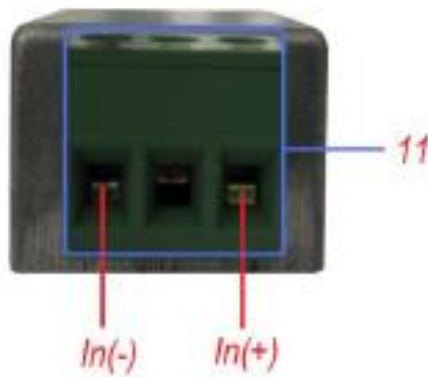
Figura 29. Vista Posterior Módulo Principal.



- 7. Entrada canal 1.
- 8. Entrada canal 2.
- 9. Entrada canal 3.

10. Salida de alimentación de energía para los módulos preamplificadores.

Figura 30. Vista Frontal Módulo de Preamplificación.

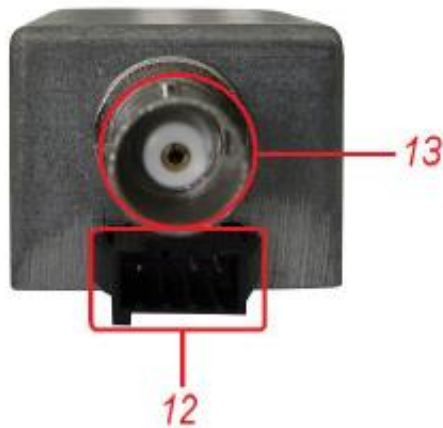


11. Conector de entrada del preamplificador. En dicho conector se instala el detector de ultrasonido, tal como se observa en la siguiente figura.

Figura 31. Preamplificador con el detector instalado.



Figura 32. Vista Posterior Módulo de Preamplificación.



12. Conector de entrada de alimentación de energía del preamplificador.

13. Salida de señal del preamplificador.

En la siguiente figura 33 se presenta una interconexión del sistema, en el cual se está haciendo uso del canal 3 del módulo principal.

Figura 33. Montaje completo del sistema de amplificación.



### ESPECIFICACIONES DEL AMPLIFICADOR AMP-03US

Tabla 3. Especificaciones del amplificador AMP-03US.

Ganancia por canal	$10-100 \frac{V}{V}$
Número de canales	3
Selección de ganancia	Manual
Filtros	1. Filtro orden 4 pasa bajas butterworth $f_c = 250[KHz]$
	2. Filtro orden 1 pasa altas $f_c = 350[Hz]$
	3. Filtro orden 1 pasa altas $f_c = 350[Hz]$ preamplificador
Ancho de banda preamplificador	$4[MHz]$
Ancho de banda amplificador	$250[KHz]$
Alimentación	Adaptador $9[V] / 1[A]$
Máximo voltaje de entrada	$\pm 5[V]$
Máximo voltaje de salida	$\pm 5[V]$

**2.2.3.2 Sistema de adquisición.** En la etapa de adquisición se utilizó la tarjeta de adquisición National Instruments NI-PCI6251, que se muestra en la figura 34. Esta es una tarjeta de adquisición de datos DAQ, que tiene dos salidas analógicas de 16 bits, 16 entradas analógicas, con capacidad de adquisición de hasta 1GHZ. Esta tarjeta se instaló en la Unidad Central de procesamiento CPU, desde la cual por medio de un software interactivo National Instrument Measurement and Automation Explorer se realizaba la verificación y funcionamiento de la tarjeta.

Esta tarjeta se conectó al bloque conector SCB-68A, mostrado en la figura, blindado para realizar interfaz con las señales de E/S (Entrada/Salida) al dispositivo de adquisición de datos.

Figura 34. a) Tarjeta de adquisición NI PCI 6251. b) Bloque conector SCB-68A



a)

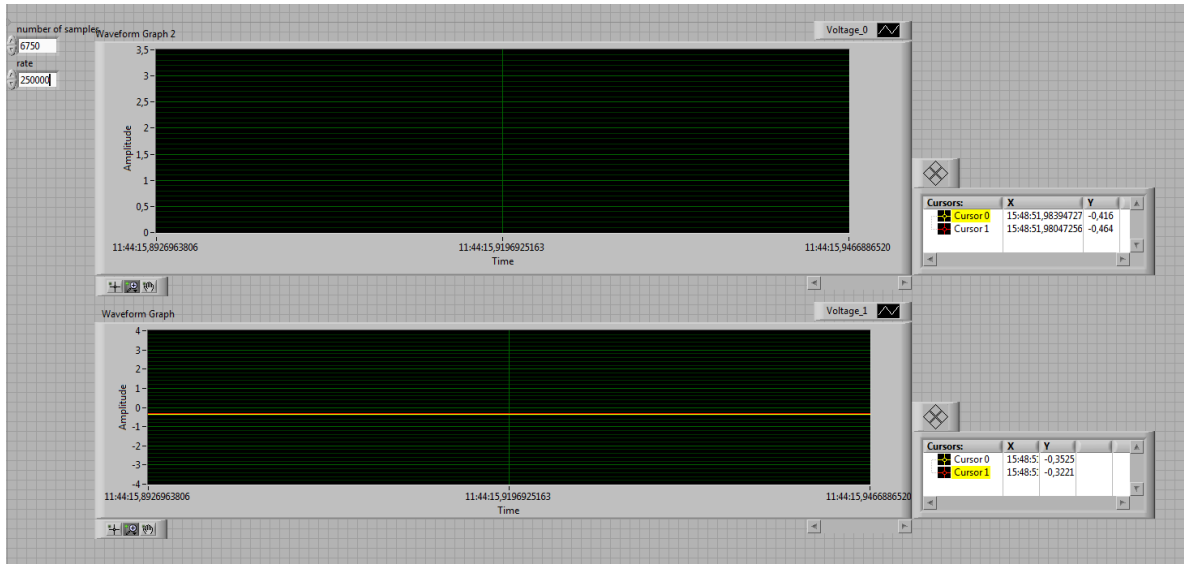


b)

El dispositivo inicia su funcionamiento emitiendo la señal codificada, la cual es recibida por el transductor receptor después de que la onda viaje una distancia  $D$  de separación entre los transductores. Las señales (emitida, amplificada y

transmitida) son almacenadas utilizando la interfaz\* diseñada y operada en el software LABVIEW, que se muestra en la Figura 35.

Figura 35. Interfaz de adquisición de las señales.

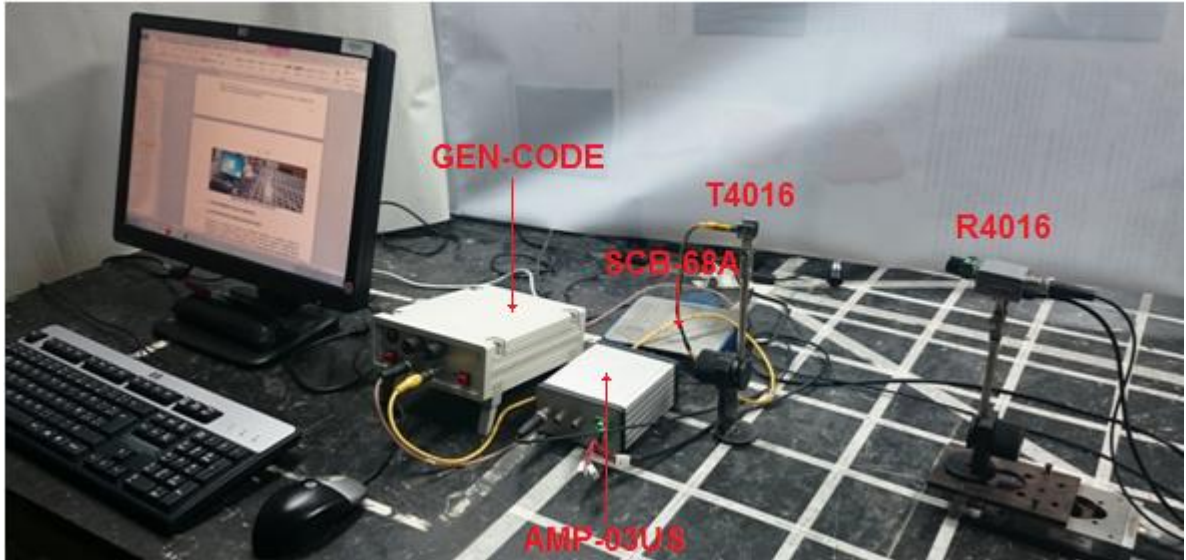


Esta interfaz permite seleccionar el número de muestras a adquirir y la frecuencia de muestreo, a partir de dos controles de entrada de datos, parte superior izquierda de la figura 35. Para el desarrollo de este trabajo de investigación se escogió un número de muestras  $M = 6750$  y una frecuencia de muestreo de  $f_m = 250000 [Hz]$ , de esta manera una adquisición simultánea por los dos canales toma  $27 [ms]$ , que corresponde a 9 bits de la secuencia. Con esta frecuencia de muestreo se adquieren 6 datos por periodo completo de  $40 [KHz]$ . La interfaz permite también la visualización en tiempo discreto de las señales emitida y transmitida, debido a que posee visualizadores para cada canal. El visualizador ubicado en la parte superior corresponde a la lectura del canal 1 y permite mostrar la señal emitida por el transductor emisor y el visualizador ubicado en la parte inferior corresponde a la señal recibida por el transductor receptor.

\* Interfaz desarrollada por Dr. Jaime Enrique Meneses Fonseca. Grupo de Óptica y Tratamiento de Señales. Universidad Industrial de Santander

Todos estos elementos constituyen el montaje experimental empleado en el desarrollo del trabajo de grado, el cual se muestra en las Figuras 36.

Figura 36. Montaje Experimental utilizado.



La figura 36 muestra el sistema completo implementado para una distancia aproximada de 30[cm]. Las figuras 37 y 38 muestran las señales digitalizadas del emisor y receptor.

### 3. PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES

Figura 37. Señal del emisor, respectivamente para una distancia de 30 cm de separación entre los transductores con su respectivo zoom de 15 pulsos.

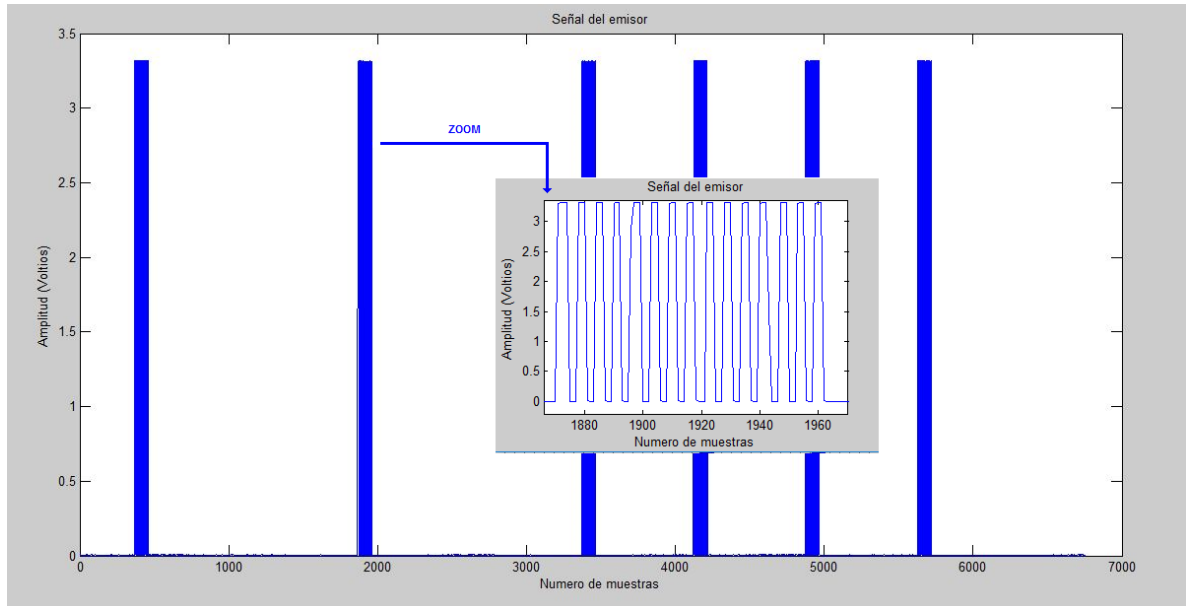
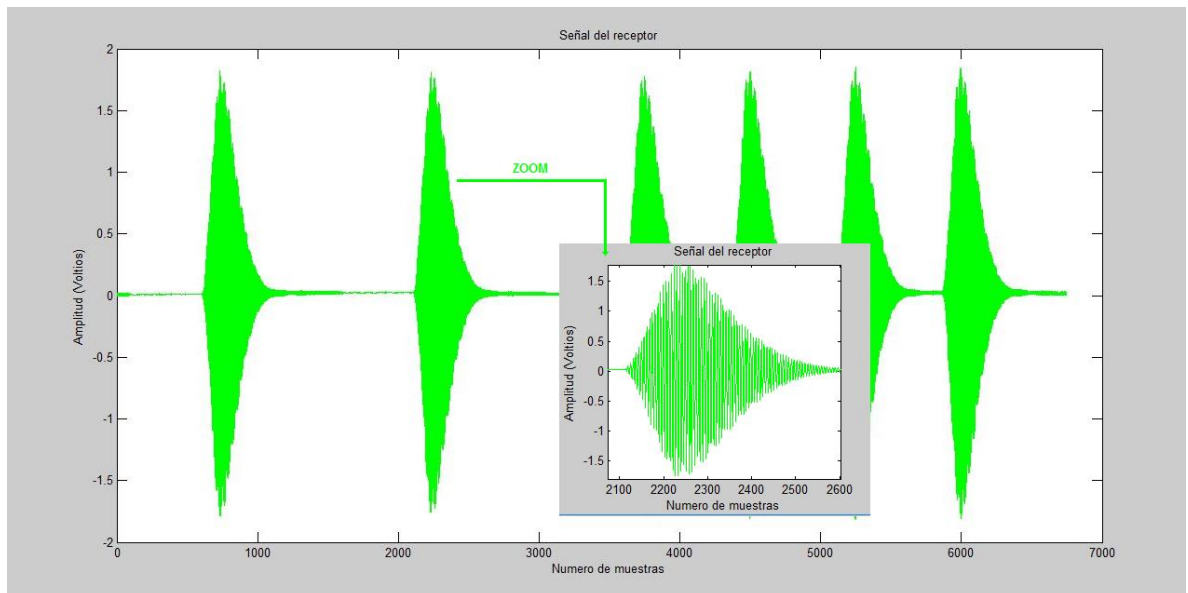
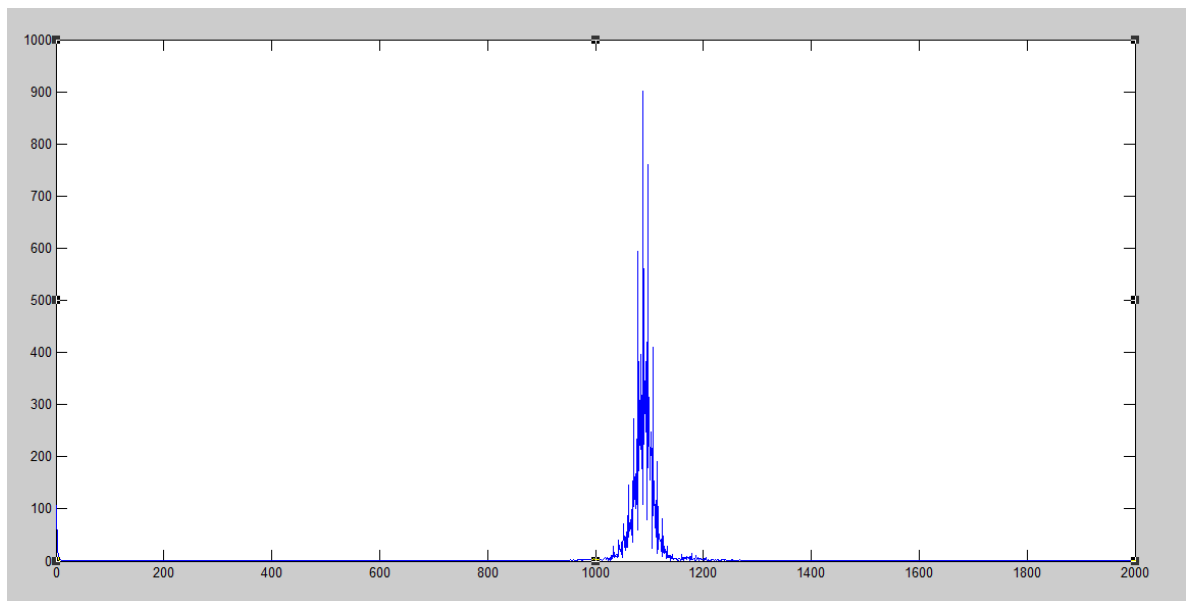


Figura 38. Señal del receptor, respectivamente para una distancia de 30 cm de separación entre los transductores con su respectivo zoom.



Un zoom realizado a las señales muestran que la señal de entrada al transductor emisor está conformado por una serie de bits 1 y 0, un bit 1 posee 15 pulsos rectangulares a  $40\text{[KHz]}$  de frecuencia, la separación promedio entre trenes de pulsos para dos bit 1 consecutivo es de  $9\text{[ms]}$  y para un bit 0 la amplitud es de cero. Estas características están acorde a la definición de la señal de excitación deseada. Haciendo un análisis frecuencial y temporal de la señal recibida del transductor receptor se encuentra una fuerte componente sinusoidal a  $40\text{[KHz]}$ , sin armónicos superiores significativos.

Figura 39. Transformada de Fourier del receptor.

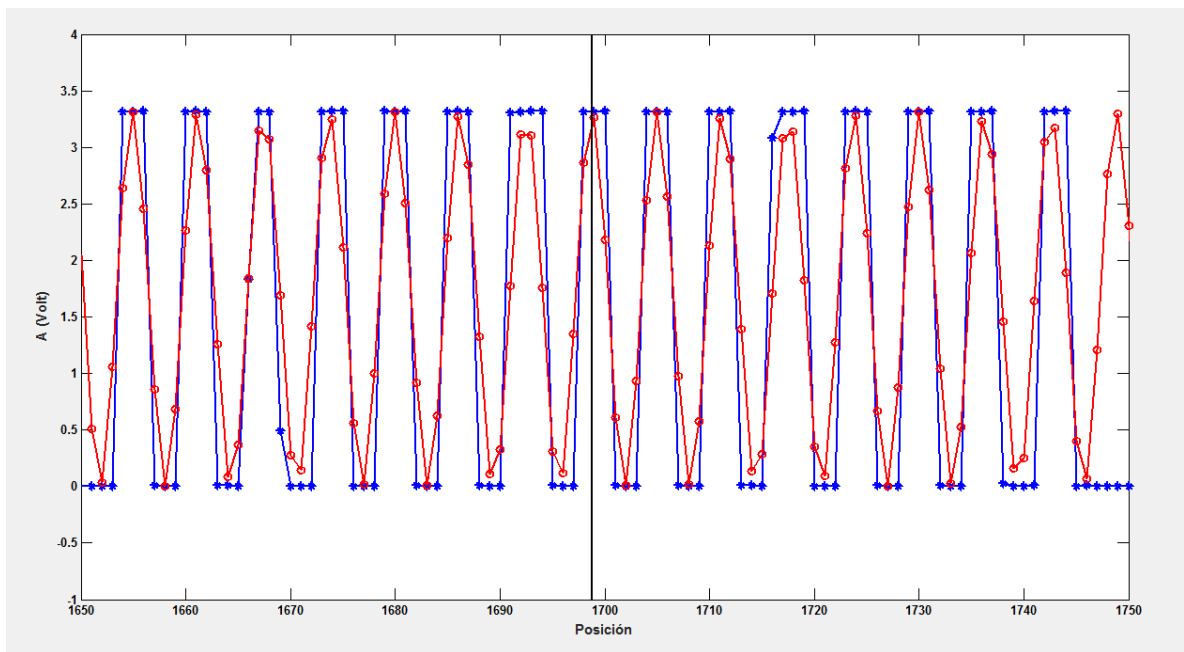


La figura 39 muestra el contenido frecuencial típico de una señal recibida del transductor receptor. La respuesta del sistema a la señal de excitación conformada por el tren de 15 pulsos posee una envolvente similar a la carga y descarga capacitiva, con un ancho medio de aproximadamente de  $0.8\text{[ms]}$ , ver figura 38.

En las figuras 37 y 38 se puede observar: a) de cada señal se puede obtener los 9 bits en la M-Secuencia (101011110) para la señal de la figura. b) siendo la variable

horizontal muestras tomadas, que usando la frecuencia de muestreo equivale a la escala de tiempo, se observa que la respuesta del sistema a cada tren de pulsos esta adelantado un  $\Delta T$ ; este valor corresponde al retardo total, introducido principalmente por el tiempo  $\Delta T_1$ , que demora la señal en viajar la distancia  $D$  entre emisor y receptor y la suma de todos los tiempos de respuesta del sistema  $\Delta T_2$  (Inercia de los transductores, retardo temporal en la respuesta del amplificador, etc.). El objetivo del procesamiento consiste en calcular inicialmente  $\Delta T$  con alta precisión. En las secciones anteriores se demostró que conociendo la respuesta del sistema se puede emplear un filtrado de Wiener o correlación cruzada para ubicar las posiciones de dichas respuestas en la señal recibida. La posición de la respuesta se define como una impulsión de dirac ancha, ver figura 6. Pensando en obtener alta precisión, el ensanchamiento de la función de dirac genera inconvenientes. En este trabajo se realizó otro planteamiento para obtener  $\Delta T$ : identificar en cada señal un punto característico por cada bit. Para la señal del emisor el punto es fácilmente identificable: el centro del máximo central de los 15 pulsos rectangulares.

Figura 40. Puntos muestreados para 15 pulsos de un bit del emisor.



La figura 40 muestra los puntos muestreados para los 15 pulsos de un bit de la señal del emisor. Como se observa, la posición central del pulso rectangular ubicado en el centro no coincide con un punto muestreado. Para la señal del receptor el punto característico corresponde al máximo de la función coseno ubicado cerca al máximo de la envolvente de cada bit, se presenta una situación similar:

Los puntos muestreados alrededor del máximo de la envolvente y la línea ubicada en el máximo del coseno: no coincide el punto muestreado con el máximo deseado.

Este inconveniente fue resuelto usando la información de la fase de la señal cosenosoidal obtenida de la frecuencia fundamental de 40[KHz] que posee cada señal.

### 3.1 ESTRATEGIA DE CODIFICACIÓN DE FASE

A partir de la frecuencia portadora que posee las señales, estas se pueden escribir de la descomposición frecuencial de Fourier como:

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \exp i[2\pi f_0 t + \phi_n(t)] \quad (3.1)$$

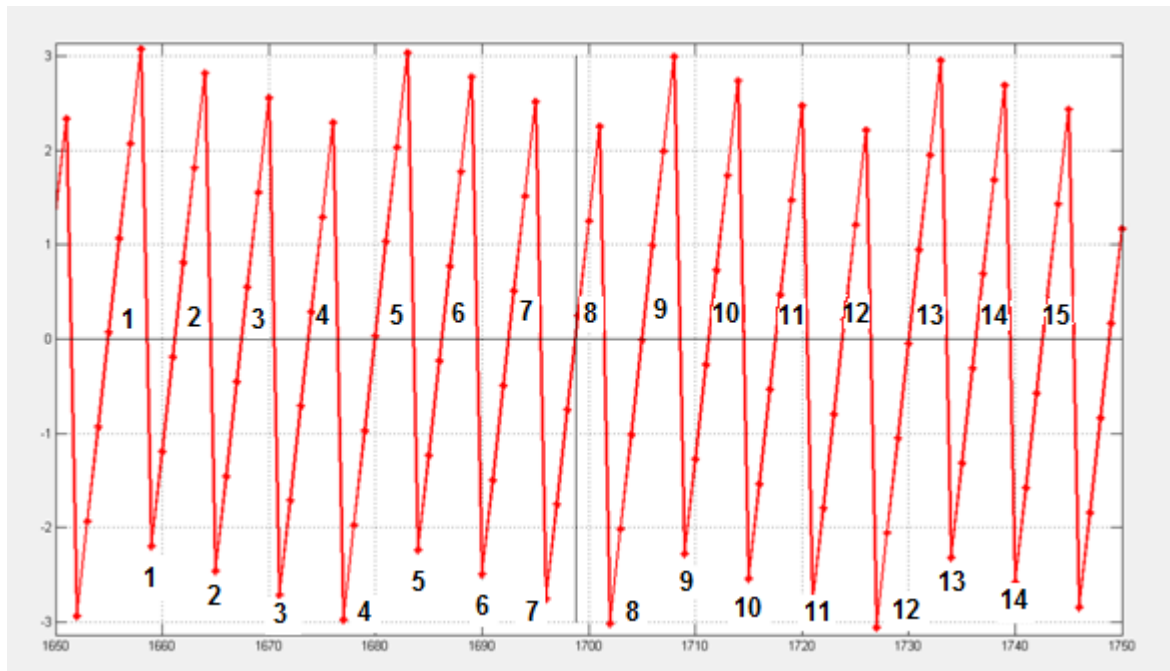
Donde  $f_0$  es la frecuencia fundamental,  $\phi_n$  la fase del armónico  $n$  y amplitud  $A_n$ .

Realizando la transformada de Fourier, filtrando alrededor de la frecuencia portadora y realizando la transformada de Fourier inversa se recupera la señal sinusoidal de la frecuencia portadora. La figura 40 muestra la superposición de la señal del emisor alrededor de un tren de pulsos y la señal sinusoidal de la frecuencia portadora que se obtiene al filtrar alrededor de la frecuencia portadora. Si el objetivo es determinar la posición central del pulso rectangular ubicado en el

centro, esta posición también corresponde al máximo en intensidad de la función coseno que se ubica en el mismo pulso rectangular.

En el caso de la figura 40 este máximo en intensidad del coseno se ubica entre la posición 1698 y 1699.

Figura 41. Fase lineal de la señal.



La figura 41 muestra la fase lineal  $2\pi f_0 x$  ( $\phi_n \approx 0$  debido a la frecuencia de 40[KHz] que posee la señal) obtenida del mismo proceso de filtrado, como se mostrará más adelante. De la fase se puede concluir que un valor de fase igual a cero, la intensidad debe ser máxima ( $\cos 2\pi n = 1$  siendo  $n$  entero). Siendo la fase lineal, es posible usar el segmento lineal ubicado alrededor de la posición del máximo central para interpolar la posición temporal que genera fase igual a cero (Para el caso de la figura 41 la posición corresponde a 1698.753).

Es decir a partir de la interacción de la fase lineal que posee la señal, es posible calcular la posición de un máximo local interpolando a posiciones donde la fase discontinua es cero.

### 3.2 EXTRACCION DE LA FASE DE LAS SEÑALES

El proceso de interpolación exige calcular la fase de las señales muestreadas. Existen diferentes métodos, pero debido a las características de las señales muestreadas, el método implementado usa la transformada de Fourier.

Debido a que la señal del emisor posee un bajo contenido en ruido y la amplitud de los pulsos es constante al interior de un tren de pulsos, se emplea el método de la transformada de Fourier propuesta por M. Takeda. En el caso de la señal del receptor y debido al contenido ruidoso por la señal a grandes distancias del emisor y grandes ángulos, se emplea una variante llamada método de la transformada de Fourier ventaneada, propuesto por Qian Kemao para imágenes de patrones de franjas. [13]

**3.2.1 Método de la transformada de Fourier.** El procesamiento se basó en el algoritmo de la transformada rápida de Fourier, enunciado por Mitsuo Takeda [15]; y aplicado en el procesamiento de un patrón de franjas, cuya variable espacial es  $x$ .

En los sistemas de medición, la señal utilizada se puede expresar de la forma

$$g(x) = a(x) + b(x) \cos[2\pi f_0 x + \phi(x)] \quad (3.2)$$

Donde  $2\pi f_0 x + \phi(x)$  contiene la información deseada,  $f_0$  es la frecuencia espacial del patrón de franjas. La ecuación 3.2 se puede describir de la forma

$$g(x) = a(x) + b(x) \left[ \frac{e^{i2\pi f_0 x + i\phi(x)} + e^{-i2\pi f_0 x - i\phi(x)}}{2} \right] \quad (3.3)$$

Que es equivalente a

$$g(x) = a(x) + c(x)e^{i2\pi f_0 x} + c^*(x)e^{-i2\pi f_0 x} \quad (3.4)$$

Con

$$c(x) = \frac{b(x)e^{i\phi(x)}}{2} \quad (3.5)$$

Donde \* hace referencia al complejo conjugado.

Calculando la transformada de Fourier respecto a  $x$  de la ecuación (3.3) se obtiene como resultado

$$\mathcal{F}(f) = \mathcal{A}(f) + \mathcal{C}(f - f_0) + \mathcal{C}^*(f + f_0) \quad (3.6)$$

Donde  $f$  es la frecuencia espacial en dirección  $x$ . De la ecuación 3.6 se puede observar que  $\mathcal{F}(f)$  tiene tres lóbulos separados que hace referencia a los espectros  $\mathcal{A}(f)$ ,  $\mathcal{C}(f - f_0)$  y  $\mathcal{C}^*(f + f_0)$ . El lóbulo central se ubica en  $f = 0$  y contiene información de la transformada de Fourier de  $a(x)$  y los lóbulos laterales se ubican en  $\pm f_0$  y contiene información de la transformada de Fourier de  $c(x)$  que según la ecuación 3.5 se tiene información de la fase. El objetivo consiste en calcular  $b(x)$  y  $2\pi f_0 x + \phi(x)$ , que se encuentra en los lóbulos laterales. El lóbulo lateral ubicado en  $f = f_0$  se filtra previamente para eliminar la variación de fondo no deseado y se obtiene  $\mathcal{C}(f - f_0)$ . Calculando la transformada inversa de Fourier se obtiene:

$$S(x) = \mathcal{F}^{-1}\{\mathcal{C}(f - f_0)\} = \frac{b(x)e^{i2\pi f_0 x + \phi(x)}}{2} = c(x)e^{i2\pi f_0 x} \quad (3.7)$$

De esta forma, de la señal compleja obtenida de la transformada de Fourier inversa del lóbulo filtrado se calcula la fase con:

$$2\pi f_o x + \phi(x) = \tan^{-1} \frac{\mathcal{I}_m[S(x)]}{\mathcal{R}_e[S(x)]} \quad (3.8)$$

Y la amplitud con

$$b(x) = 2\sqrt{\mathcal{R}_e^2[S(x)] + \mathcal{I}_m^2[S(x)]} \quad (3.9)$$

De esta manera  $b(x)$  corresponde a la envolvente y  $2\pi f_o x + \phi(x)$  la fase de la señal.

Debido al uso de la función  $\tan^{-1}$ , la fase se obtiene acotada entre  $-\pi$  a  $+\pi$ , ver figura 41. Con este procedimiento se calcula la fase discontinua, extrayendo la región lineal donde se ubica el pulso central se interpola la posición donde la fase toma el valor de cero. Este proceso se repite para cada bit 1 de la señal del emisor.

**3.2.2 Método de la transformada de Fourier por ventana.** En el método de la transformada de Fourier, el contenido frecuencial identifica las componentes frecuenciales de la señal, pero no es posible identificar la ubicación de una frecuencia específica.

De manera similar a la transformada de wavelet (ondeleta), la transformada de Fourier por ventana (windowed Fourier transform) recurre a una función base acotada en longitud. La definición de la transformada es:

$$Sf(u, f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)g(x - u)\exp(-i2\pi fx) dx \quad (3.10)$$

$$f(x) = \iint_{-\infty}^{\infty} Sf(u, f)g(x - u)\exp(2\pi fx)dfdu \quad (3.11)$$

Donde  $Sf(u, f)$  denota el contenido frecuencial de la transformada de Fourier por ventana.  $g(x)$  es la función ventana la cual se escoge como una función gaussiana  $g(x) = e^{-x^2/2\sigma^2}$  donde  $\sigma$  controla la extensión de la función. La variable  $u$  posiciona la ventana en  $x = u$ . La ecuación 3.10 indica que  $Sf(u, f)$  da información del contenido frecuencial  $f$  ubicado alrededor de la posición  $u$  de la señal. Esta definición es adecuada y pertinente para la señal sinusoidal generada por el transductor receptor, hay un rango frecuencial ubicado alrededor a la posición central de los bits 1.

Debido a la similitud con la definición de la operación de convolucion entre dos señales, la ecuación 3.11 puede escribirse como:

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \{ [f(x) * h(x, f)] * h(x, f) \} df \quad (3.12)$$

Donde  $h(x, f) = g(x)e^{i2\pi fx}$  y  $*$  denota convolucion, la cual es implementado con respecto a la variable  $x$ .

Debido a la presencia de ruido y al limitado rango espectral de la señal (alrededor de 40[KHz]) la ecuación 3.12 puede ser filtrada y modificada para procesar la señal:

$$\bar{f}(x) = \int_a^b \{ \overline{[f(x) * h(x, f)]} * h(x, f) \} df$$

- i.  $\overline{f(x) * h(x, f)}$  asume un proceso de segmentación: si  $|f(x) * h(x, f)| < u \Rightarrow f(x) * h(x, f) = 0$ ,  $u$  es un valor umbral escogido de acuerdo al ruido de la señal.

- ii. La integración se realiza en el rango frecuencial  $[a, b]$  en vez de  $-\infty$  a  $\infty$ , los valores de  $a$  y  $b$  se escogen alrededor de  $40[KHz]$ .
- iii. La señal  $\bar{f}(x)$  es compleja, su fase permite obtener la fase de la señal y su amplitud, la amplitud de la envolvente de la frecuencia central. Se usan ecuaciones similares a las ecuaciones 3.8 y 3.9 para obtener la fase y amplitud.

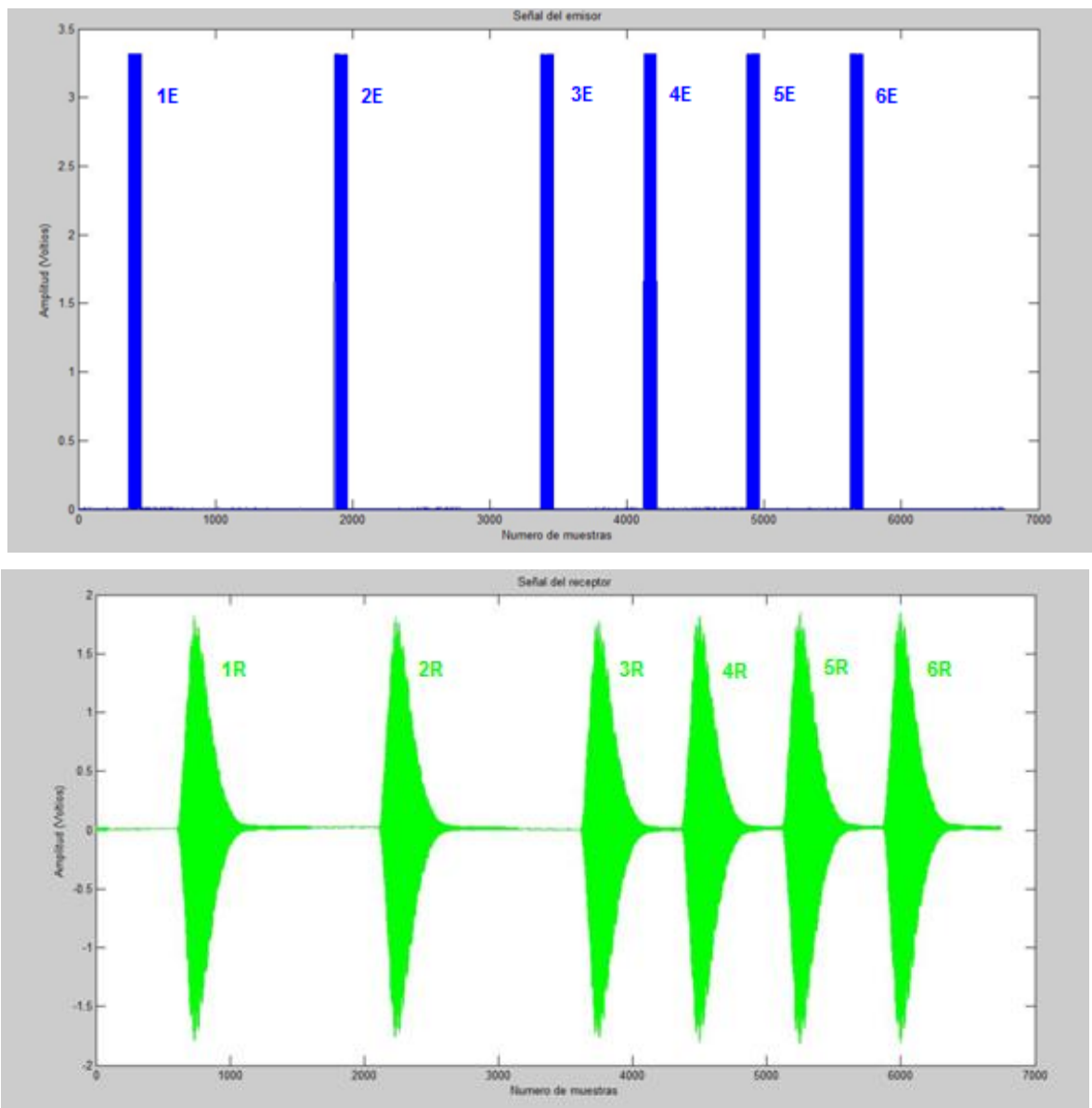
## 4. PROCESAMIENTO EXPERIMENTAL

### 4.1 PROCESAMIENTO DE UNA SEÑAL

En la figura 42 se muestra uno de los datos tomados a una distancia de 30 centímetros de separación entre los transductores. En la figura 42 se observa que la señal de excitación del emisor tiene 6 bits en 1 y 2 bits en cero. Cada bit 1 tiene 15 pulsos completos de 40 [KHz] con amplitud de 1 voltio, ya que se encontraba en la mínima amplificación posible que tiene el sistema, es decir, hay 6 trenes de pulsos rectangulares distribuidos en un rango de tiempo. La señal del receptor posee 6 trenes de pulsos corridos en el tiempo con una envolvente que caracteriza la respuesta impulsional del sistema para este tipo de señal de excitación. En todas las señales muestreadas del receptor, la envolvente del tren de ondas presenta un comportamiento creciente y decreciente con tendencia exponencial, muy similar a respuestas capacitivas. Es importante mencionar que ningún tratamiento se le hace a la señal en el Hardware. El nivel de ruido de la señal del receptor tiene una amplitud máxima muy mínima y permanece constante, es decir, no cambia con la distancia, mientras que la amplitud de la envolvente se reduce con el tiempo.

Los datos fueron tomados a una frecuencia de muestreo  $f_m = 250000$  [Hz], para garantizar un número de 6 puntos de muestreo al interior de cada ciclo de 40[KHz] y se adquirieron los datos con un número de muestras de  $M = 6750$ , este valor se escogió con el fin de visualizar en la interfaz un total de 9 bits tanto para el emisor como para el receptor y corresponden a un tiempo de adquisición de  $t = 27$ [ms].

Figura 42. Señal del emisor - señal del receptor, respectivamente para una distancia de 30 cm de separación entre los transductores.



- **SEÑAL DEL EMISOR**

Figura 43. Transformada de Fourier del emisor.

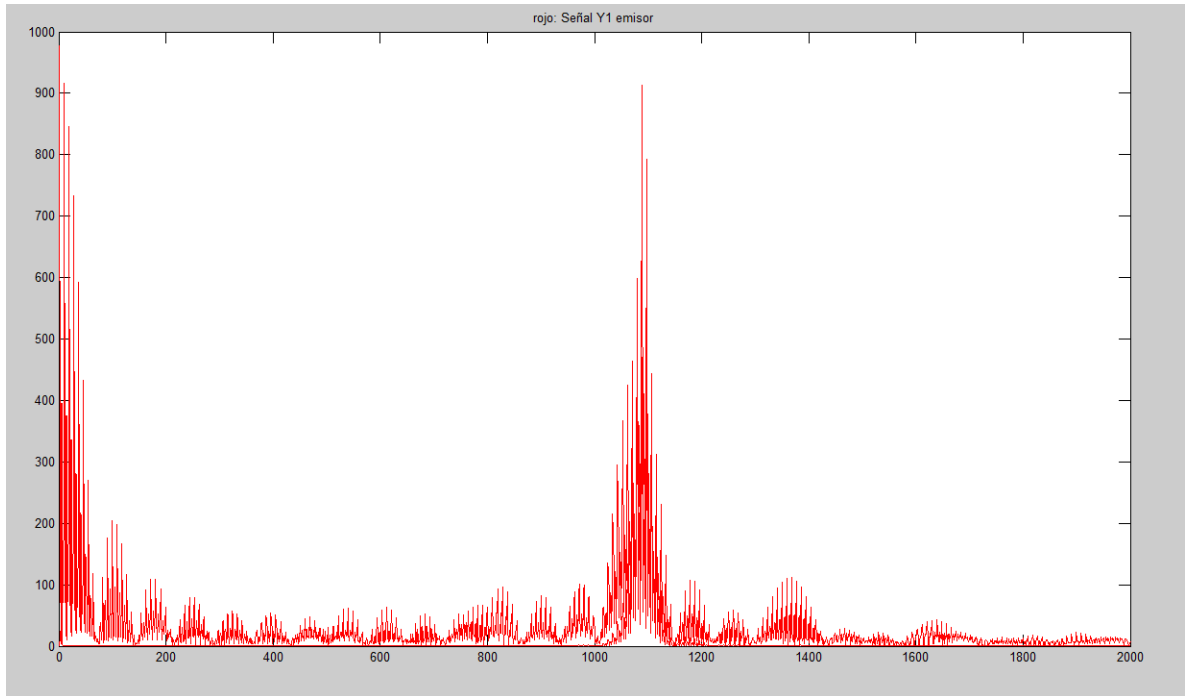
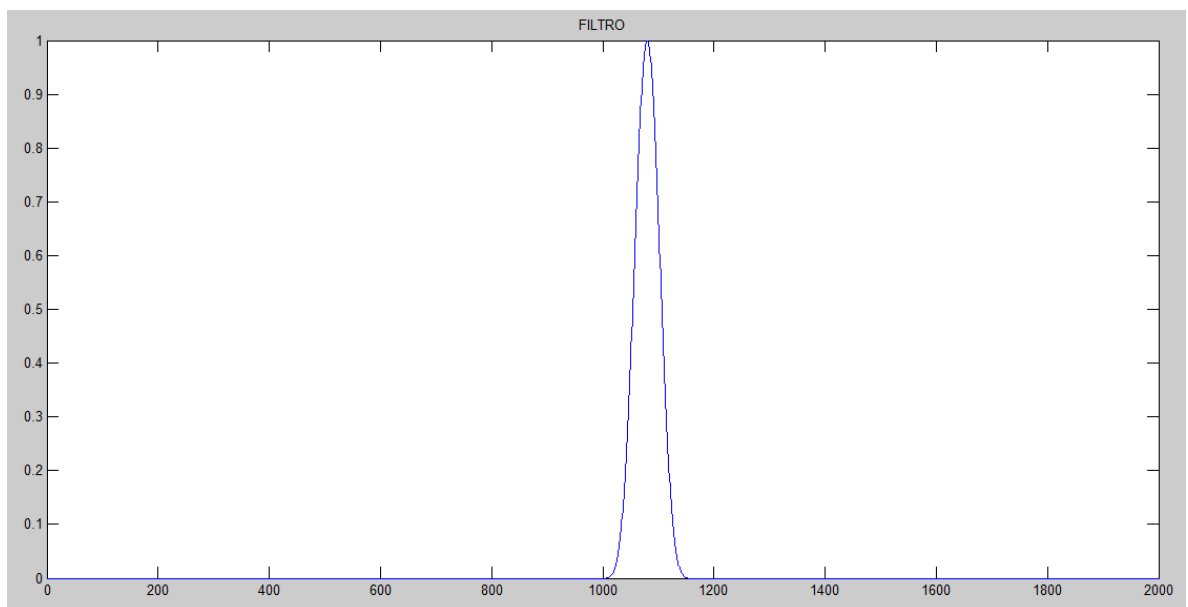
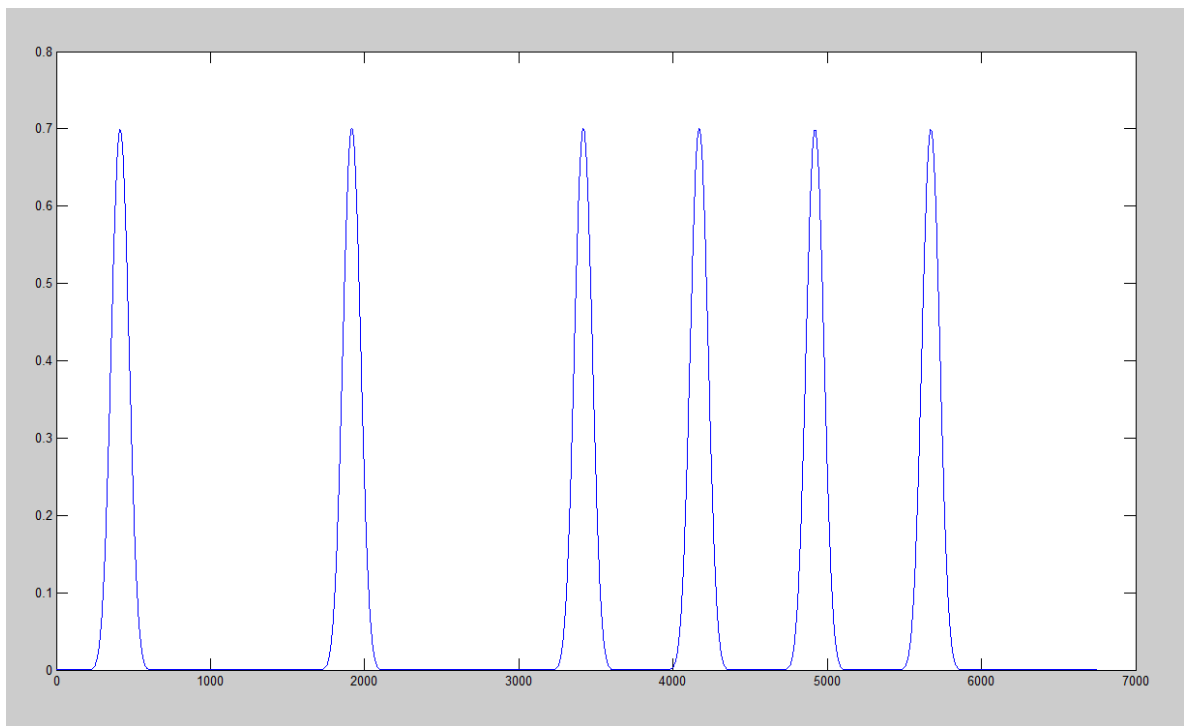


Figura 44. Filtro para aislar la información alrededor de la frecuencia portadora.



La figura 43 muestra la amplitud de la transformada de Fourier de la señal del emisor de la figura 42. Según el método de la transformada de Fourier se debe usar un filtro para aislar la información alrededor de la frecuencia portadora. La figura 44 también muestra el filtro empleado que corresponde a la función chebyshev que para un ancho de 200 puntos y envolvente no rectangular para evitar la influencia de las discontinuidades en la señal filtrada.

Figura 45. Envolvente de la señal filtrada alrededor de la frecuencia portadora o fundamental.



Filtrando y realizando la transformada de Fourier inversa se obtiene según la ecuación 3.7  $S(x)$ . Aplicando las ecuaciones 3.9 y 3.10 se obtiene la fase discontinua y la amplitud o envolvente. La figura 43 muestra la envolvente de la señal filtrada alrededor de la frecuencia portadora o fundamental. Esta señal sirve para binarizar y posicionar los trenes de pulsos de bit 1 que contiene la señal según la figura 41, al interior de cada envolvente de la señal debe tener 14

mínimos y 15 máximos en intensidad, en la fase discontinua esto representa 14 transiciones  $\pm\pi$  y 15 iteraciones por fase=0.

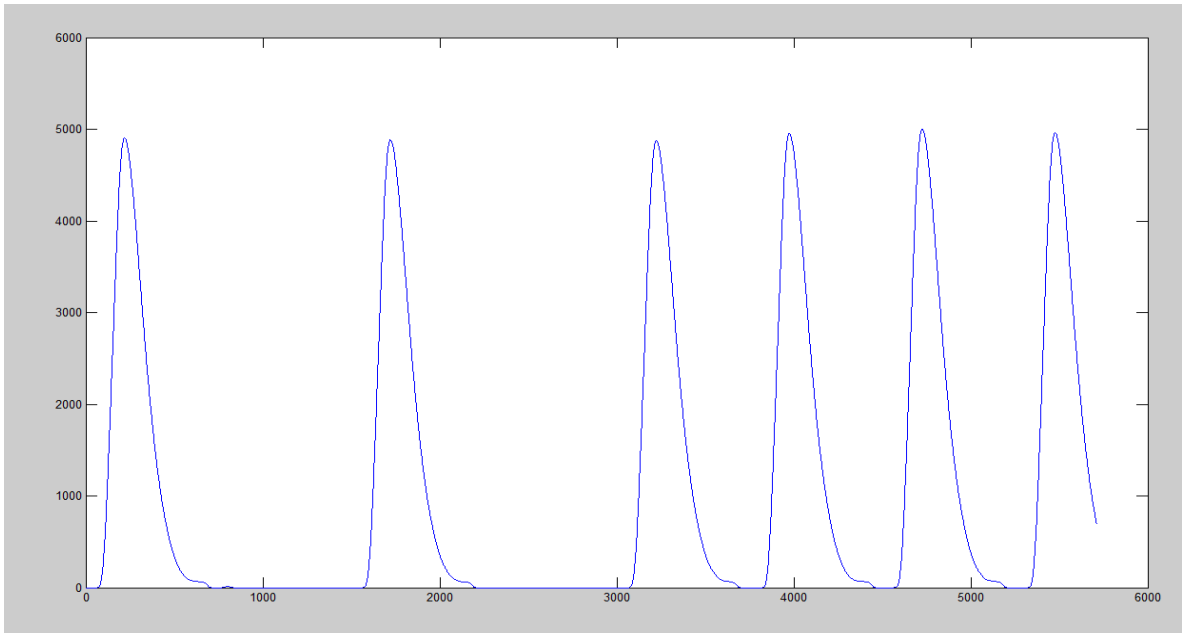
Según lo anterior, la región donde se encuentra la posición central del pulso ubicado en el centro corresponde a la transición  $\pm\pi$  7 y 8, ver figura 41. Identificando estas transiciones e interpolando la posición de fase cero se obtiene la posición central con precisión subpixel. Este proceso se repite para cada bit presente en la señal. Al final la función interpolada genera un vector de posición central con una longitud igual al número de bit 1 que posee la señal.

- **SEÑAL RECIBIDA**

Como se indica en la sección 3.2.2 se empleó la transformada de Fourier por ventana para procesar la señal recibida del transductor receptor. Debido al nivel de ruido que se obtiene en la señal para grandes distancias y ángulos con respecto al receptor se utiliza un umbral de  $0.2[V]$ . La figura 39 muestra la transformada típica de una señal recibida, se escogieron valores de  $a$  y  $b$  tal que al analizar el contenido frecuencial alrededor del máximo frecuencial.

El proceso de convolución acumulada mostrada en la ecuación 3.12 se realizó en el rango frecuencial a  $41.370[Hz]$  a  $39.148[Hz]$  con intervalos de  $37[Hz]$ .

Figura 46. Amplitud de la señal.



La figura 46 muestra la amplitud de la señal  $\bar{f}(x)$  resultante. De igual manera que en el tratamiento de la señal emitida, las envolventes permite ubicar la región donde se encuentran los bits 1 de la señal y las posiciones del máximo de la envolvente. Estas posiciones permiten obtener la región lineal de la fase discontinua, que al interpolar la posición con fase 0, determina la posición central del máximo en intensidad de cada bit 1. La función implementada genera un vector con la posición central de los bits 1 que posee la señal.}

- **CALCULO DEL RETARDO ENTRE SEÑALES**

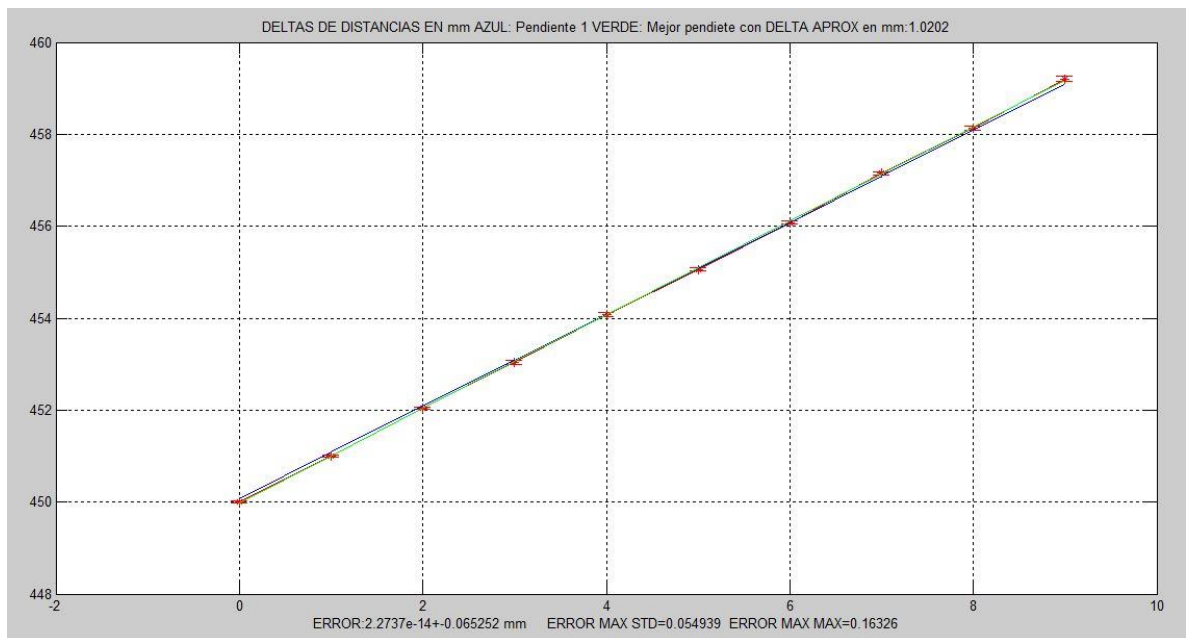
Una vez calculadas las posiciones centrales de cada bit 1 para la señal emitida y recibida, se debe identificar la correspondencia entre bits de cada señal. Se implementó una función en MATLAB para extraer los códigos de cada señal. En el caso de la figura estas corresponden a (101011110). Posteriormente se identifican los bits correspondientes. En el caso de la figura 42 serían 1E-1R, 2E-2R, 3E-3R, 4E-4R, etc. Para una distancia entre emisor y receptor superior a 3[ms], que

equivale a  $1.03[m]$ , los bits no corresponden consecutivamente, pero el algoritmo permite su identificación sin inconvenientes. Identificados los bits 1 de correspondientes entre las señales se procede a restar las posiciones encontradas. Estas posiciones están en puntos muestreados en la serie de 6750 valores y se convierten a segundos usando la frecuencia de muestreo de  $250[KHz]$ .

Cada señal muestreada toma  $27[ms]$  que para efectos de minimizar la influencia del ruido se toma 10 muestras, que equivalen a  $270[ms]$ . Del total de las series se tiene alrededor de 50 bits 1 con 50 valores de retardo, el promedio permite obtener el valor final de retardo.

Como se desea medir las variaciones en la posición del transductor receptor, el piezoeléctrico se montó en una platina de translación de  $10[\mu m]$  de resolución y se desplazó a intervalos de  $1[mm]$ .

Figura 47. Desplazamientos teóricos  $\Delta x$  vs. Desplazamientos experimentales  $\Delta x$  para  $30[cm]$ .



La figura 47 muestra los valores obtenidos del retardo multiplicado por la velocidad del sonido  $350000[\frac{mm}{s}]$  vs. Posición ideal en  $1[mm]$ . Las líneas rectas muestran los ajustes por mínimos cuadrados a la mejor recta y a la recta ideal a  $45^\circ$ . Para el caso de la recta de  $45^\circ$  (color azul) se obtiene un error de  $0,054939$  definido como la desviación estándar del error calculado entre el valor ideal y de la recta a  $45^\circ$  y el valor experimental. De igual manera usando el ajuste de la mejor recta se obtiene una pendiente de  $1.0202$  que corresponde al valor calculado del incremento en el corrimiento estimado de acuerdo a los valores experimentales, este valor debe ser  $1[mm]$ .

Los resultados indican que el sistema aunque evidencia una alta resolución, para medir una distancia con ultrasonido, se debe evaluar el error que se comete y el ángulo experimental de trabajo del dispositivo.

## **4.2 DESCRIPCION EXPERIMENTAL REALIZADA**

El procedimiento implementado para evaluar las características metodológicas del dispositivo se basaron en:

- a) Evaluar el error que comete el dispositivo.
- b) Evaluar la máxima distancia lineal entre emisor y receptor.
- c) Evaluar el máximo ángulo de medición entre el emisor y receptor.
- d) Evaluar la influencia del factor de amplificación de la señal recibida.

**4.2.1 Evaluación del error de medición.** El objetivo consiste en evaluar el error que comete el dispositivo implementado al realizar una medida de la variación de la posición del transductor receptor. Se empleó una platina de translación de  $10[\mu m]$  de resolución donde se ubica el transductor.

En el procedimiento de evaluación del error de medición se adquieren datos a una distancia de 60[cm] de separación entre los transductores emisor y receptor. Para esta distancia se tomaron datos de desplazamientos del transductor receptor a intervalos de  $\Delta x = 50, 100, 250, 500$  y  $1000$  [ $\mu m$ ]. Para cada intervalo  $\Delta x$  se realizaron 9 desplazamientos y en cada posición se tomaron 10 medidas. Los valores teóricos experimentales corresponden a valores de  $0, \Delta x, 2\Delta x, 3\Delta x, \dots, 9\Delta x$ .

Con esto se pretende verificar cual es el error que se comete al medir  $\Delta x$  con el esquema propuesto. Para esto, se calculan los promedios de los retardos y sobre esos promedios se calculan los desplazamientos  $\Delta x$ . Al resultado obtenido anteriormente se le multiplica el valor de la velocidad de las ondas acústica  $v = 345$  [ $m/s$ ], para calcular el valor de los desplazamientos  $\Delta x$ , según la expresión

$$v = \frac{x}{t} \Rightarrow x = v \times t \quad (4.1)$$

La ventaja de medir los desplazamientos  $\Delta x$  consiste en que el retardo medido entre las señales permite evaluar la suma de datos de los retardos electrónicos y el retardo causado por la distancia entre emisor y receptor. Al incrementar estas distancias en un valor  $\Delta x$  y restar retardos se eliminan todos los retardos electrónicos obteniéndose el retardo introducido por  $\Delta x$ .

Estos desplazamientos  $\Delta x$  calculados corresponden a los desplazamientos experimentales.

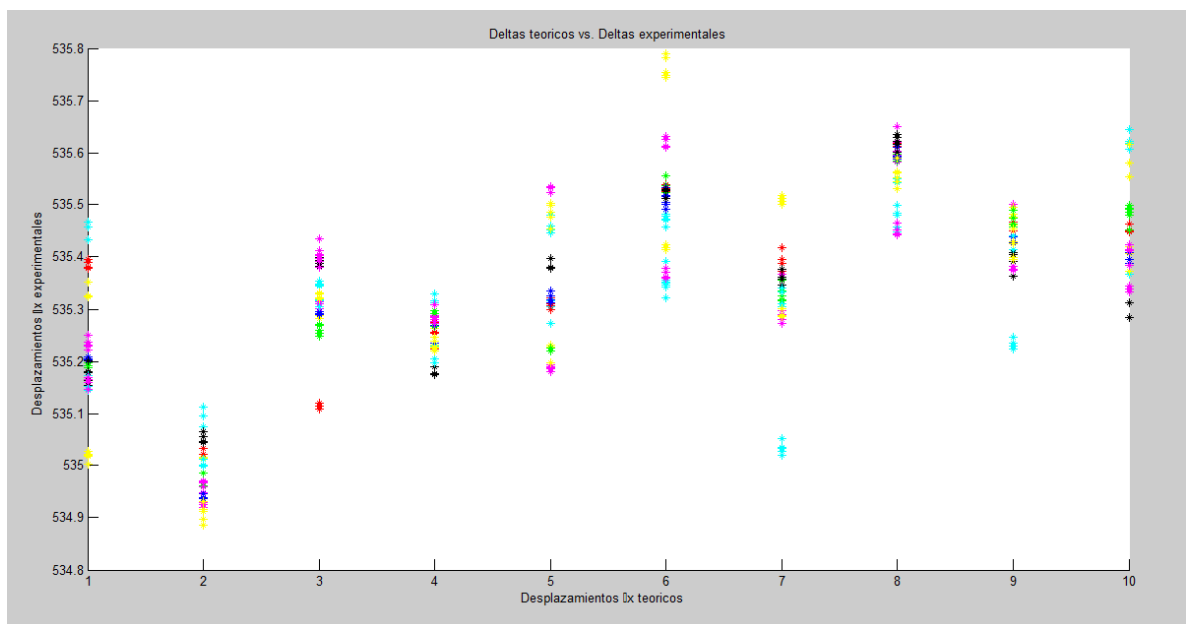
El cálculo del error en la medición se obtiene a partir de la expresión

$$error = \Delta x_{teorico} - \Delta x_{experimental} \quad (4.2)$$

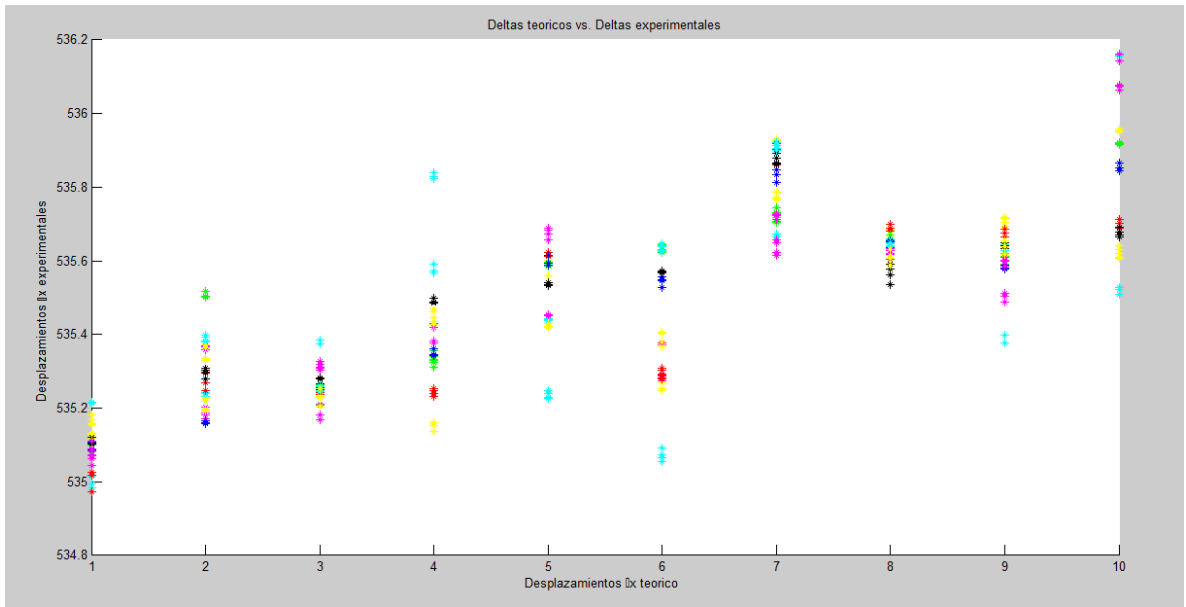
Sabiendo que  $\Delta x$  teórico se conoce. Inicialmente se desea evaluar el error que se comete al medir un  $\Delta x$ . Las siguientes figuras muestran la nube de puntos obtenidos para 50, 100, 250, 500 y 1000  $[\mu m]$  a una distancia de separación entre emisor y receptor de 60 cm. Para todos los  $\Delta x$  hay un error máximo de  $\pm 200 [\mu m]$  aproximadamente.

La figura 48 muestra las posiciones obtenidas de los retardos multiplicadas por la velocidad del sonido. Cada punto experimental corresponde al retardo obtenido entre dos bits 1 correspondientes multiplicado por la velocidad del sonido. La variable horizontal corresponde al número de desplazamientos  $\Delta x$  introducido. Las graficas A, B, C, D y E corresponde a los desplazamientos  $\Delta x = 50, 100, 250, 500$  y  $1000 [\mu m]$  respectivamente.

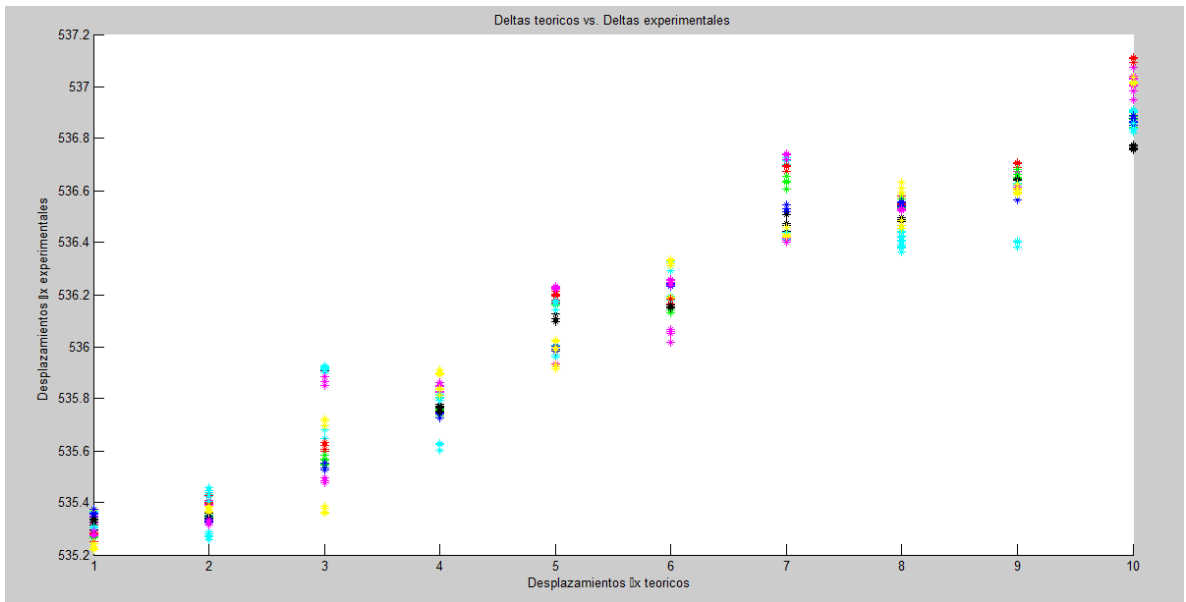
Figura 48. Desplazamientos teóricos  $\Delta x$  vs. Desplazamientos experimentales  $\Delta x$  para A) 50, B) 100, C) 250, D) 500 y E) 1000  $[\mu m]$  respectivamente.



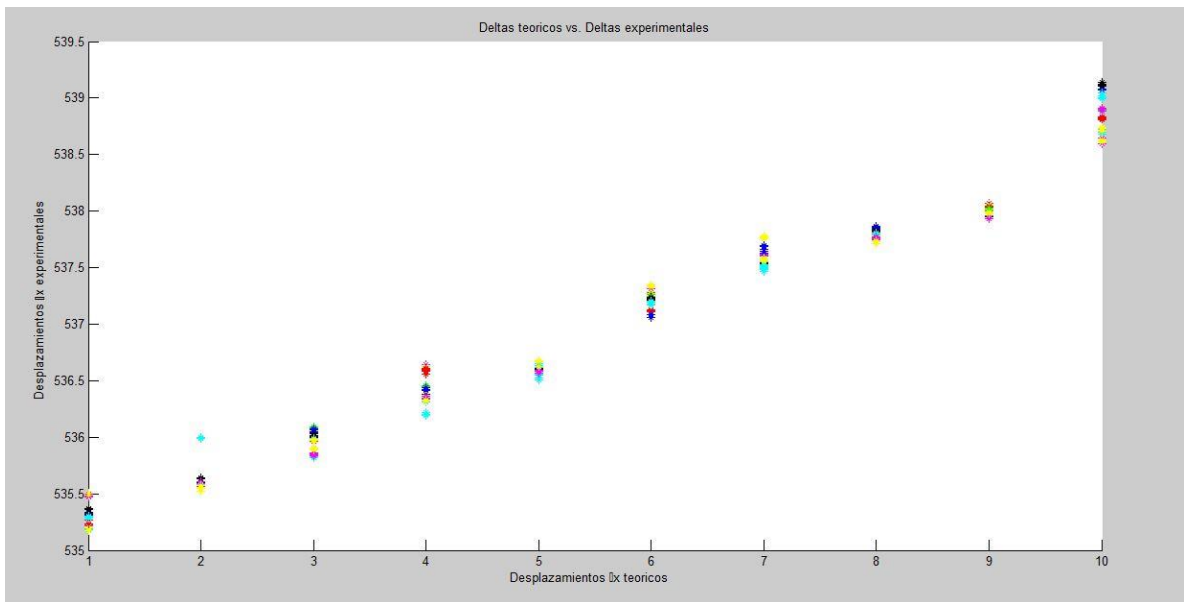
A



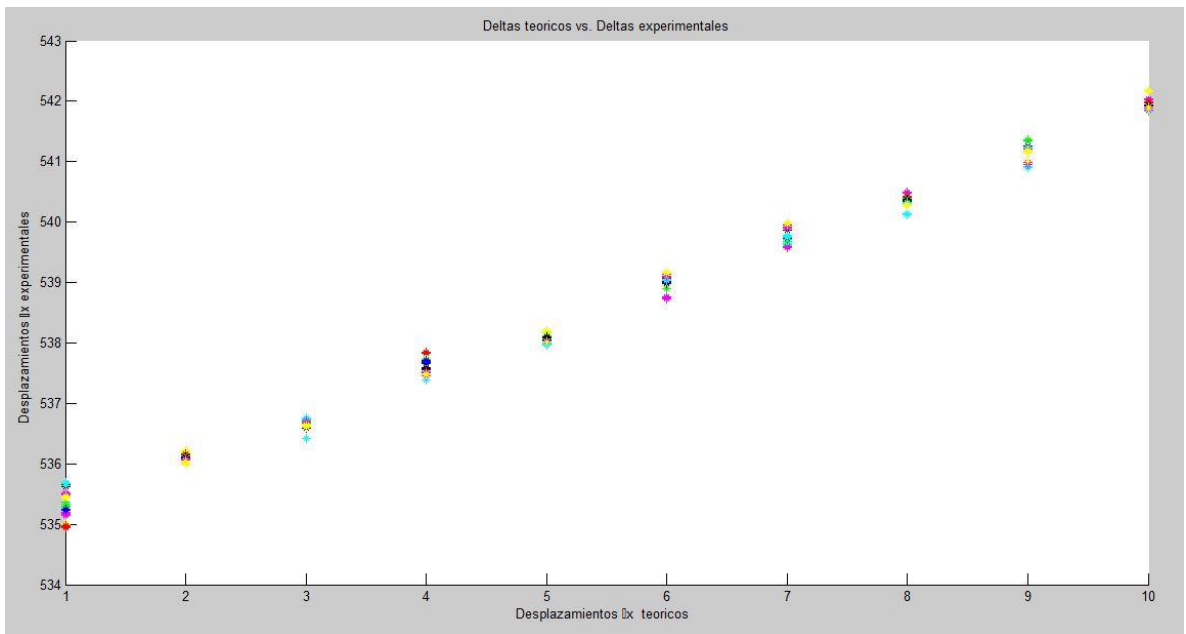
B



C

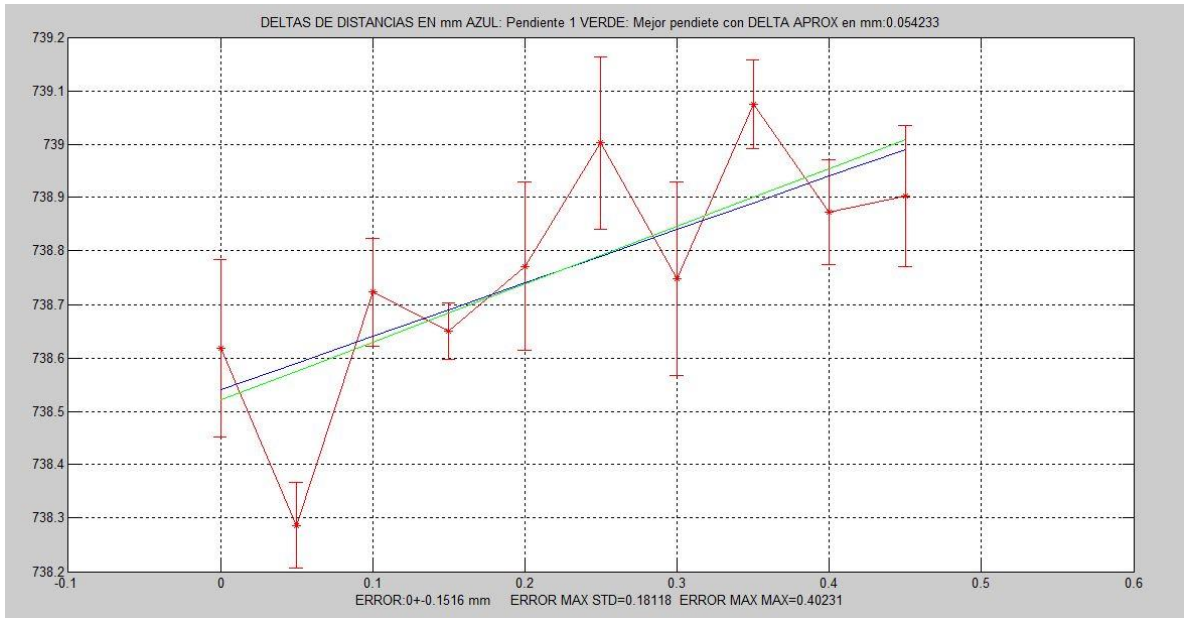


D

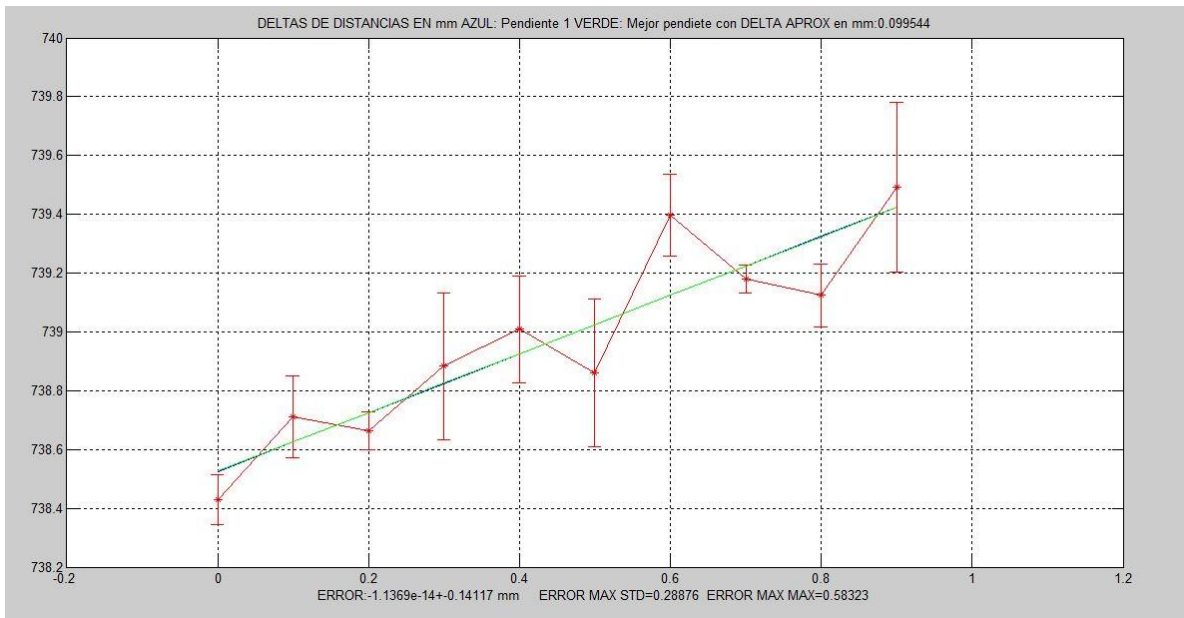


E

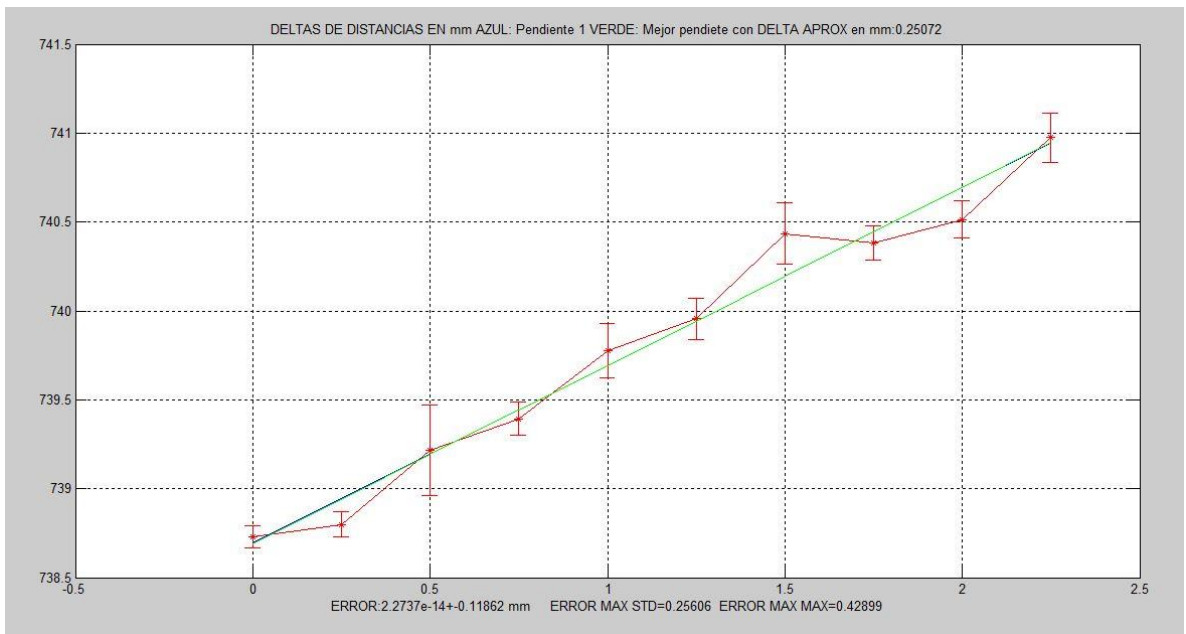
Figura 49. Desplazamientos teóricos  $\Delta x$  vs. Desplazamientos experimentales  $\Delta x$  para  $A^*)50, B^*)100, C^*)250, D^*)500$  y  $E^*)1000$  [ $\mu m$ ] respectivamente con sus respectivos errores.



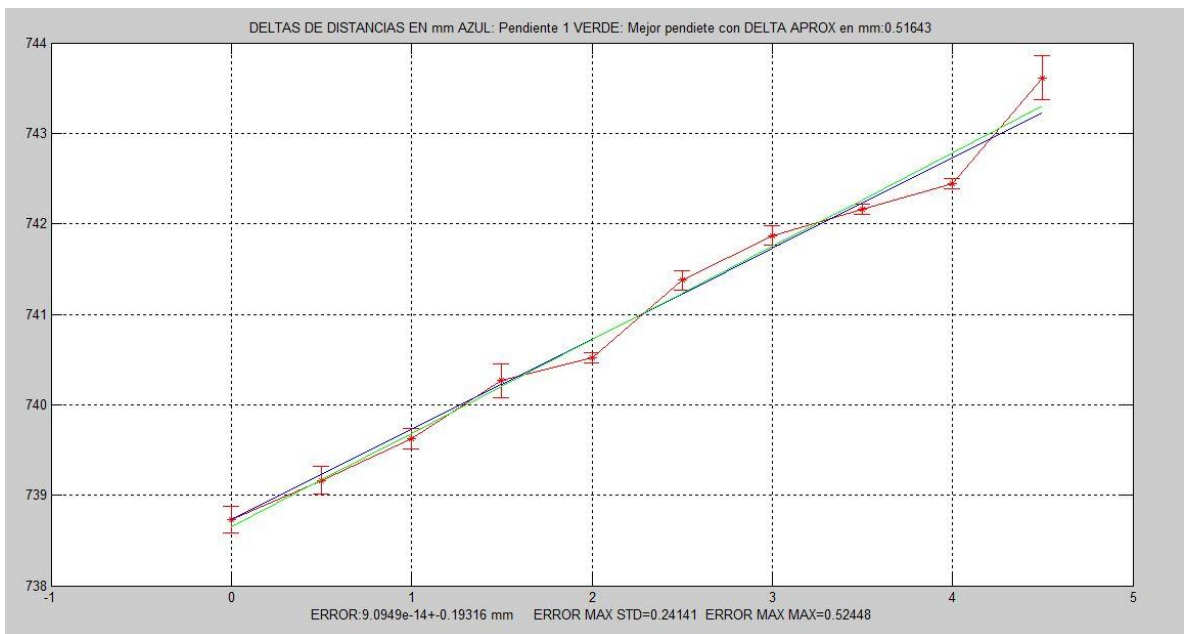
A\*



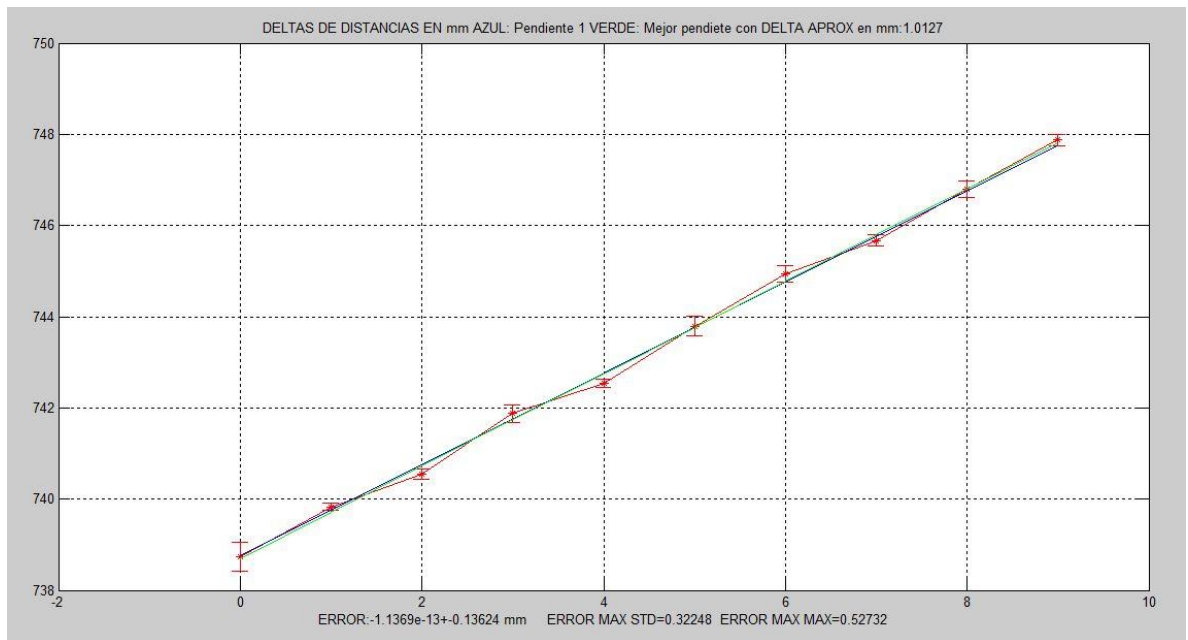
B\*



C\*



D\*



E\*

La Figura 49 muestra el procesamiento de los datos, la variable horizontal corresponde a la posición teórica a partir de 0 y calculados usando el  $\Delta x$  introducido. La posición vertical corresponde al retardo promedio para la posición respectiva con la barra de error calculada con la dispersión de los datos correspondientes (desviación estándar) los datos fueron ajustados usando la mejor línea a 45° (línea azul) y la mejor línea (línea verde) en términos de mínimos cuadrado. Usando la línea a 45° se calculó el error como la distancia entre la posición sobre la recta menos la posición teórica. La desviación estándar del error calculada con la línea a 45° se muestra en la tabla 4.

Tabla 4. Desplazamientos vs. Desviación estándar.

$\Delta x$ (Desplazamientos)	Desviación estándar
50[ $\mu m$ ]	0.152
100[ $\mu m$ ]	0.141
250[ $\mu m$ ]	0.119
500[ $\mu m$ ]	0.193
1000[ $\mu m$ ]	0.136

De la tabla se concluye que el error máximo no supera los  $0.2[mm]$ , de esto se concluye que medir un desplazamiento inferior a  $200[\mu m]$  no se puede realizar con el dispositivo. Esto se confirma visualmente al observar en las gráficas A y B de la figura 49 la fuerte dispersión de los datos y las barras de error en cada posición. Del ajuste a la mejor línea recta definida por  $y = mx + b$ ,  $m \times \Delta x$  representa los valores experimentales de los corrimientos  $\Delta x$  introducidos, la tabla 5 muestra los valores de  $m \times \Delta x$ . El error máximo en el desplazamiento medido con respecto al teórico no supera  $0.013[mm]$  que al realizar 10 intervalos el error no supera los  $0.2[mm]$ .

Tabla 5.  $\Delta x$  (Desplazamientos) vs.  $m \times \Delta x$

$\Delta x$ (Desplazamientos)	$m \times \Delta x$
50 $[\mu m]$	0.054
100 $[\mu m]$	0.099
250 $[\mu m]$	0.251
500 $[\mu m]$	0.516
1000 $[\mu m]$	1.013

#### 4.2.2 Campo de medición experimental.

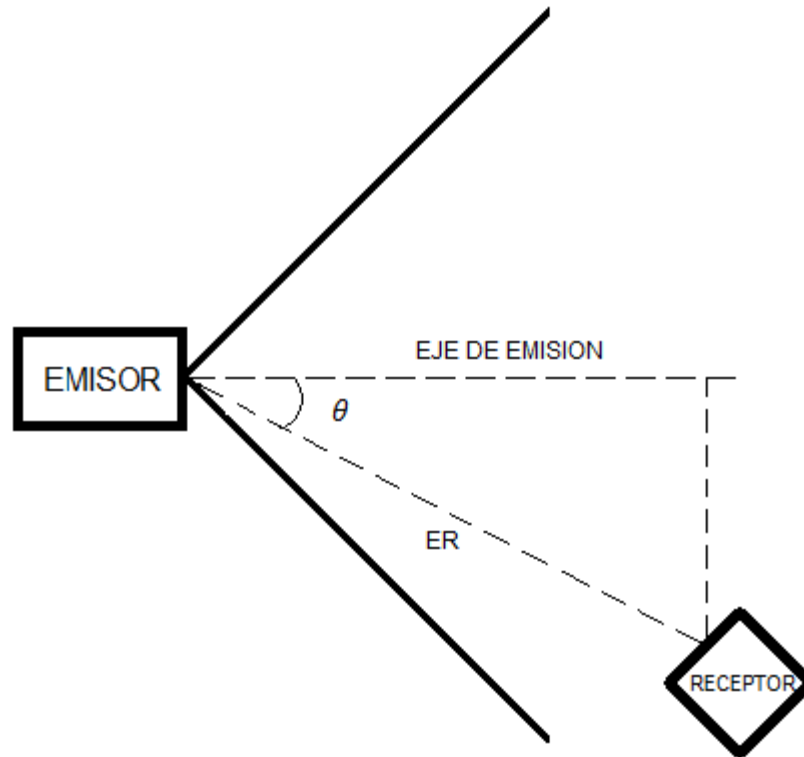
**4.2.2.1 Análisis angular.** A partir del procesamiento realizado se pretende evaluar el error que comete el dispositivo al ubicar el receptor a diferentes posiciones angulares con respecto del eje de emisión.

Para el análisis angular se tuvo en cuenta la base teórica anteriormente mencionada y se realizó el mismo procedimiento.

En el procedimiento de análisis angular se adquirieron datos a diferentes distancias de separación entre los transductores emisor y receptor de  $ER = 37.9, 50.7, 59.5 [cm]$  respectivamente, donde se tuvo en cuenta un ángulo de

abertura de  $\theta = 33^\circ, 53^\circ, 59^\circ$  respectivamente con respecto al eje de emisión, ver figura 50.

Figura 50. Angulo de abertura del receptor con respecto al emisor.

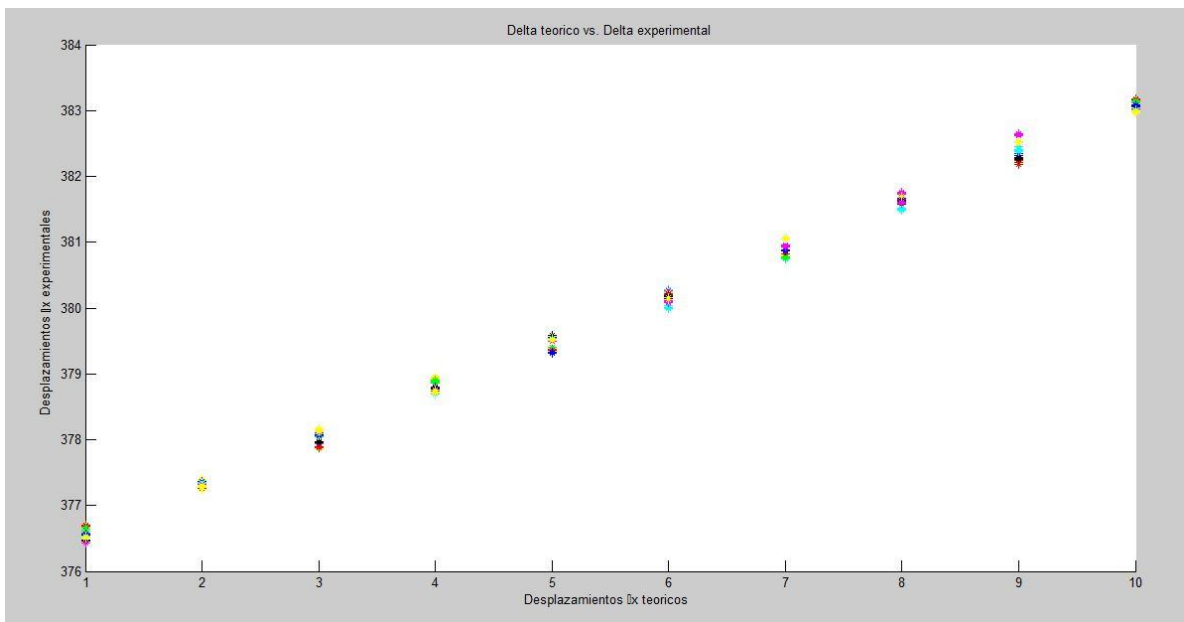


Por cada posición angular se realizaron 9 desplazamientos del transductor receptor a  $\Delta x = 1000 [\mu m]$ . Para cada posición se tomaron 10 mediciones, es decir partiendo desde  $\Delta x' = 0$  (datos de referencia), hasta  $\Delta x' = 9\Delta x$ , se almacenaron 10 datos por cada posición. De igual forma, las figuras 51 A, B y C muestran los retardos calculados entre bits 1 correspondientes para cada posición. A partir de los valores por posición se calcula la mejor línea a  $45^\circ$  y la mejor línea por ajuste a mínimos cuadrados. Las figuras 51 A\*, B\* y C\* muestran los resultados. Todas las figuras tienen la misma escala. Se observa que a medida que se aumenta el ángulo las barras de error se incrementan, lo cual indica que la relación señal a ruido disminuye. Este comportamiento es esperado debido a la

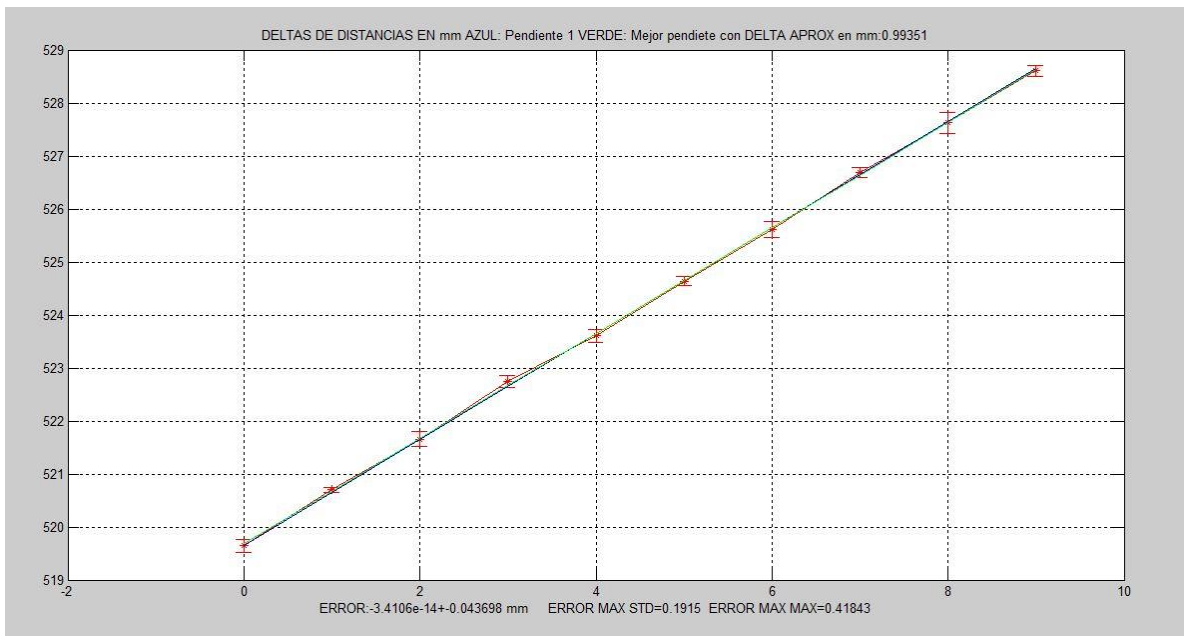
atenuación de la señal al incrementar  $\theta$ . El error máximo calculado usando la línea a  $45^\circ$  no supera los  $0.2[mm]$  (a  $59^\circ$  es  $0.165[mm]$ ).

Se concluye que el ángulo máximo para ubicar el receptor no debe superar  $\pm 59^\circ$  con respecto al eje de emisión para obtener un error en el rango máximo de  $0.2[mm]$ .

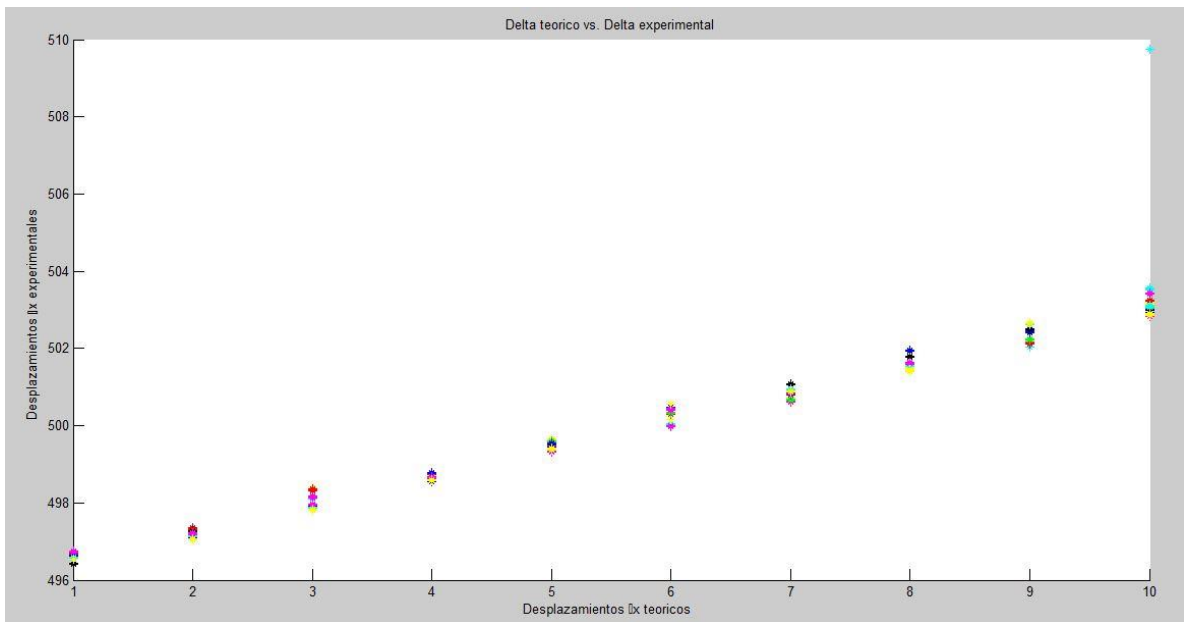
Figura 51.  $\Delta x$  teóricos vs.  $\Delta x$  experimentales para A) A\*)  $37.9[cm]$ , B) B\*)  $50.7[cm]$ , C) C\*)  $59.5[cm]$  y ángulos A) A\*)  $33^\circ$ , B) B\*)  $53^\circ$ , C) C\*)  $59^\circ$  con desplazamientos de  $1000[\mu m]$  respectivamente, con sus respectivos errores.



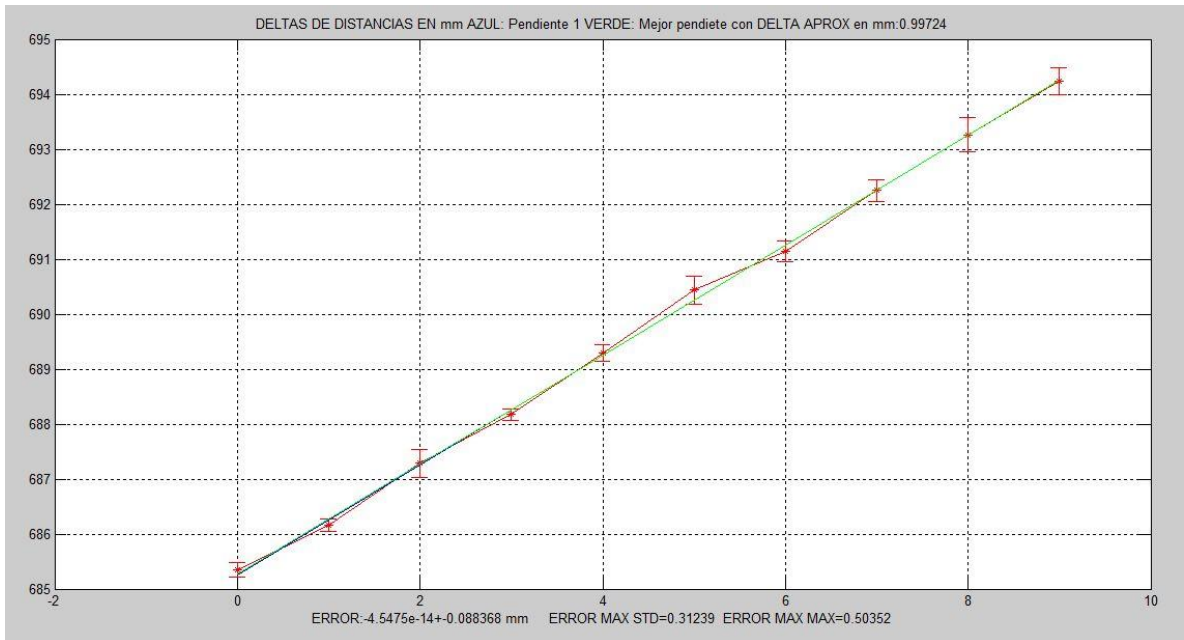
A



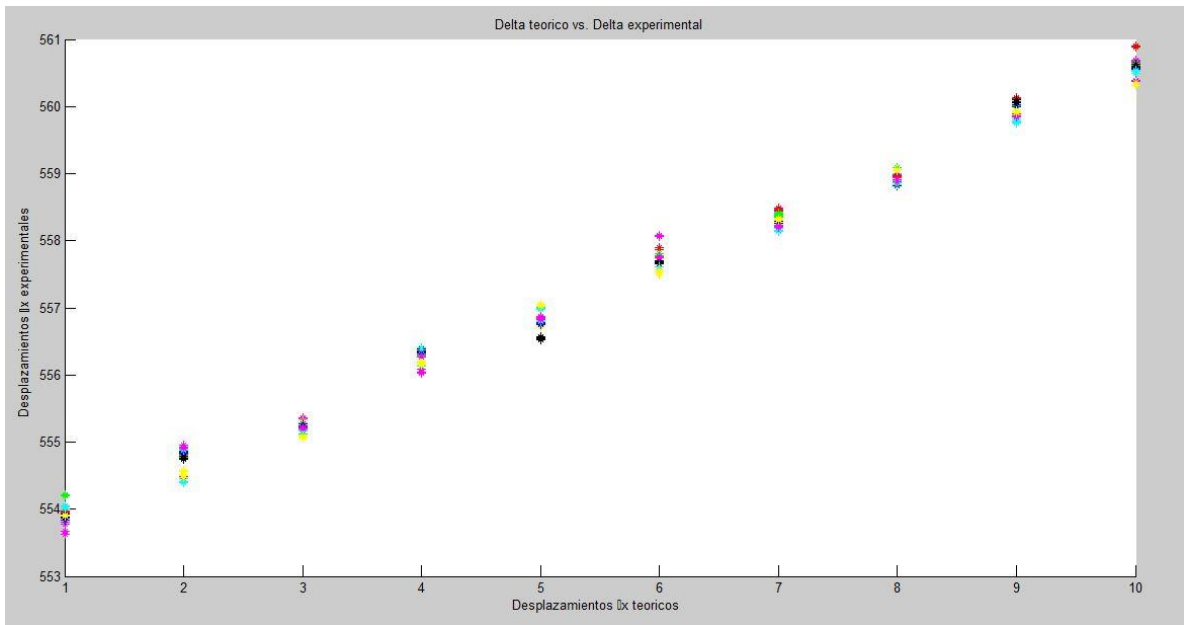
A\*



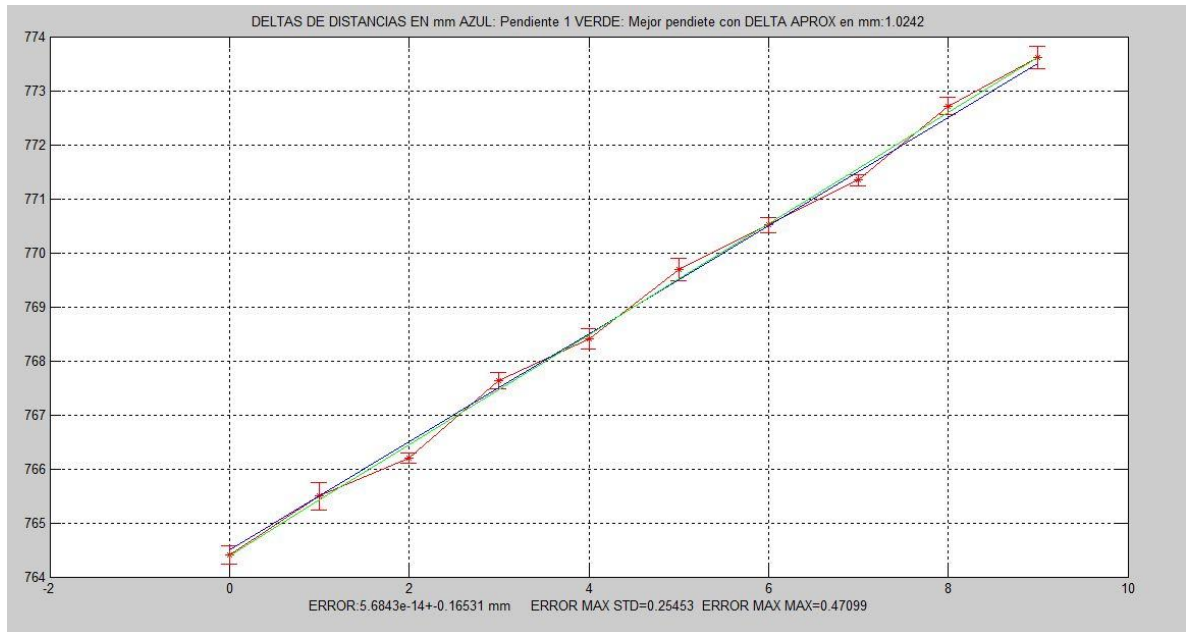
B



B\*



C



C\*

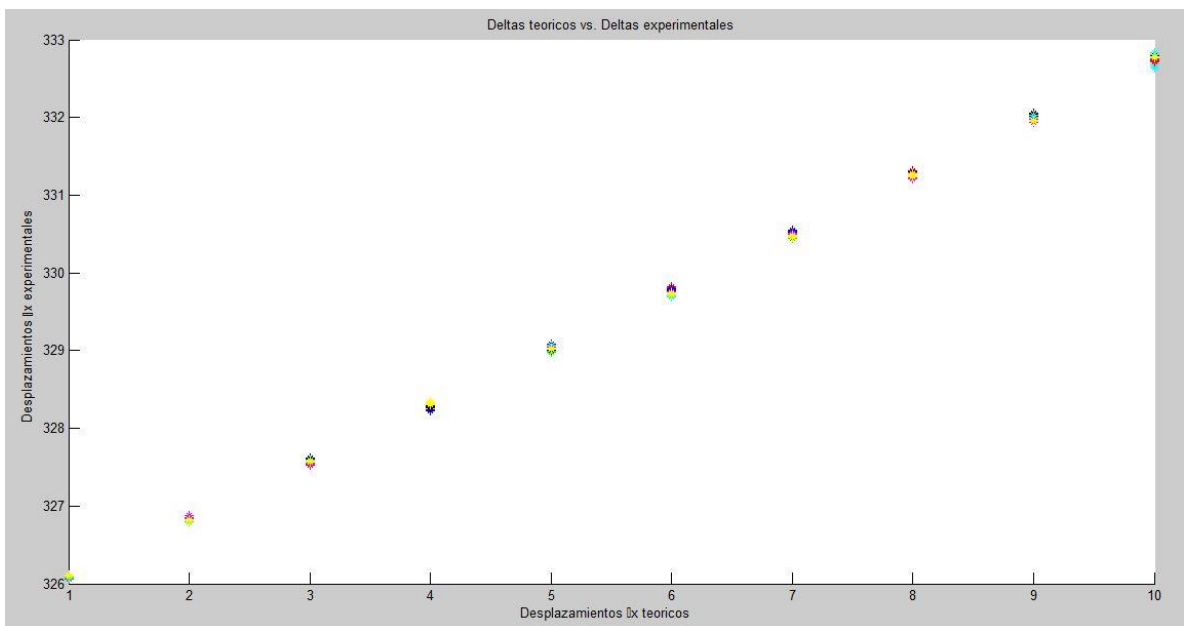
**4.2.2.2 Análisis longitudinal.** De igual forma se pretende evaluar el comportamiento del dispositivo al incrementar distancias entre emisor y receptor para  $\theta = 0$ .

Para el análisis longitudinal se tuvo en cuenta lo anteriormente descrito, teniendo en cuenta cada una de las especificaciones y procesamientos planteados anteriormente.

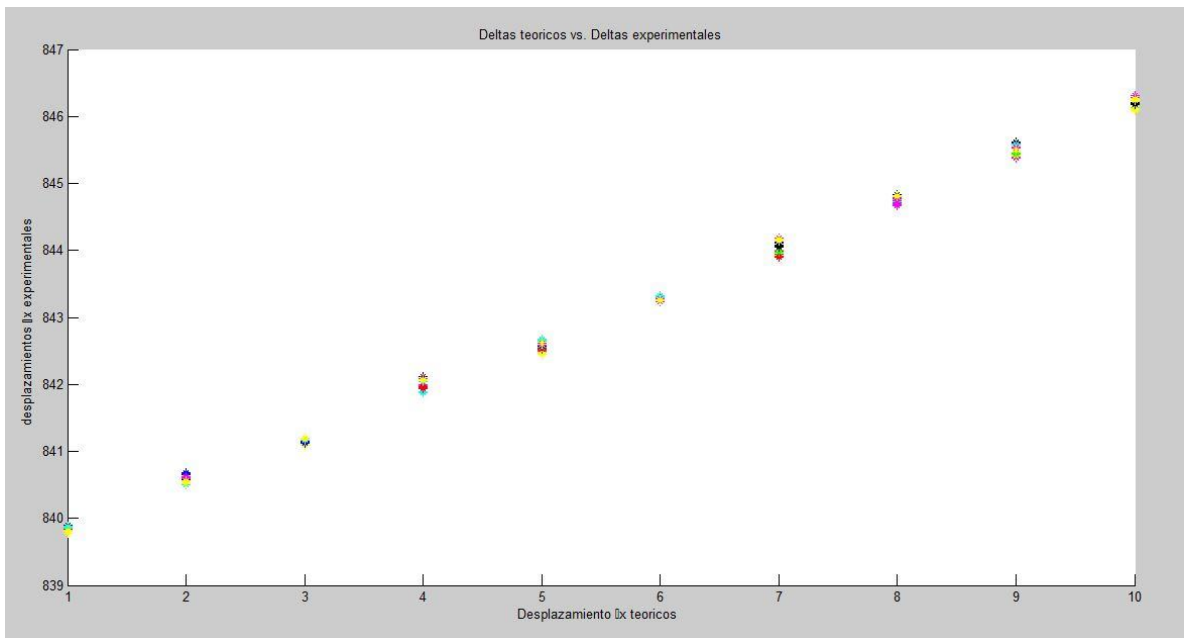
El procedimiento de análisis longitudinal se tomaron datos a una distancia de 30[cm], 100[cm], 180[cm] de separación entre los transductores emisor y receptor. Por cada distancia se tomó datos para un desplazamiento del transductor receptor de  $\Delta x = 1000 [\mu m]$  respectivamente y para cada desplazamiento  $\Delta x$  la adquisición fue de 10 datos, partiendo desde  $\Delta x' = 0$  (datos de referencia), hasta  $\Delta x' = 9\Delta x$ . Para cada  $\Delta x'$  se almacenaron 10 datos.

Con esto se pretende verificar cual es el error que se comete al medir  $\Delta x$  al incrementar la distancia emisor y receptor. Para esto, se calculan los promedios y sobre esos promedios se calculan los desplazamientos  $\Delta x$ . Al resultado obtenido anteriormente se le multiplica el valor de la velocidad de las ondas acústica  $v = 345 \text{ [m/s]}$ , para calcular el valor de los desplazamientos  $\Delta x$ , donde se obtuvieron los siguientes resultados.

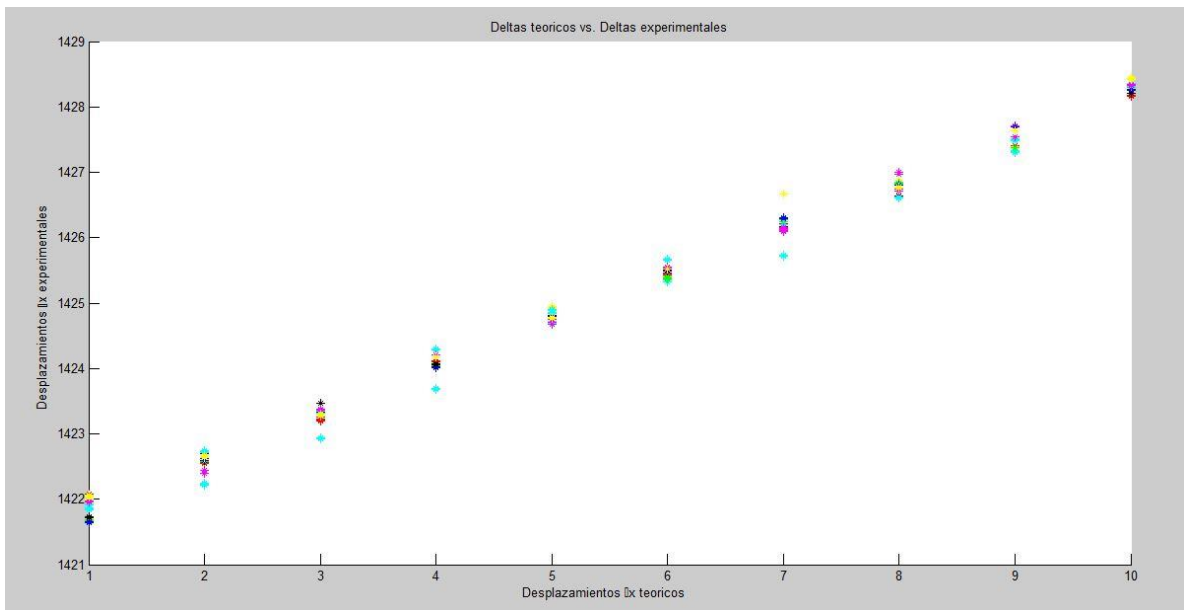
Figura 52. Desplazamientos teóricos  $\Delta x$  vs. Desplazamientos experimentales  $\Delta x$  para A) 30[cm], B) 100[cm], C) 180[cm] respectivamente.



A

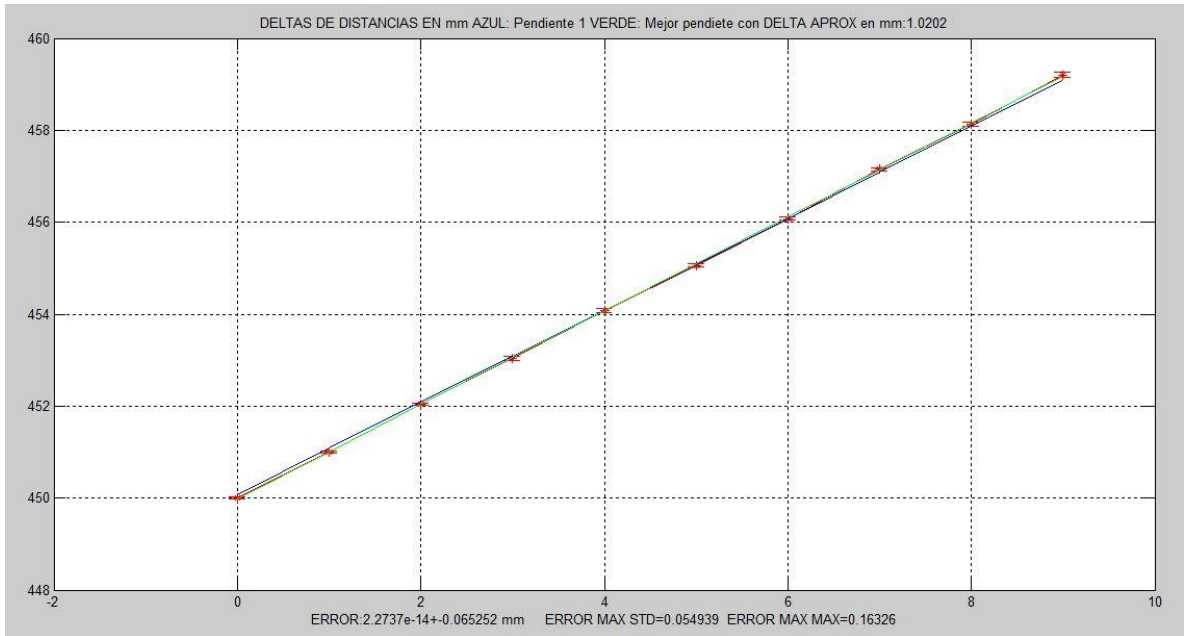


B

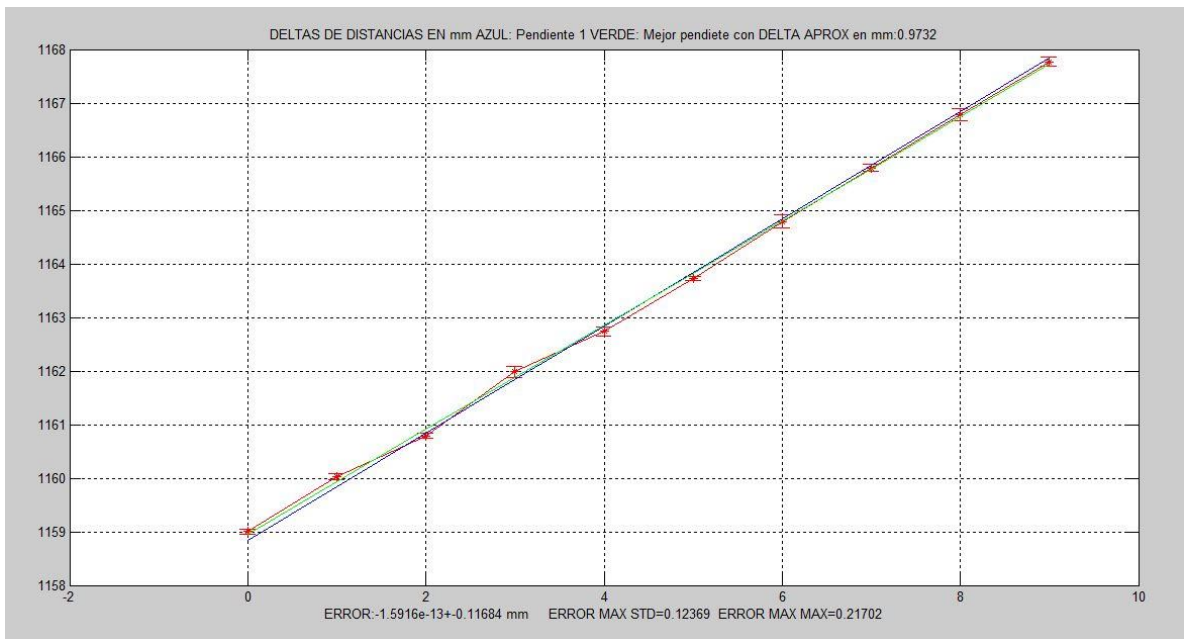


C

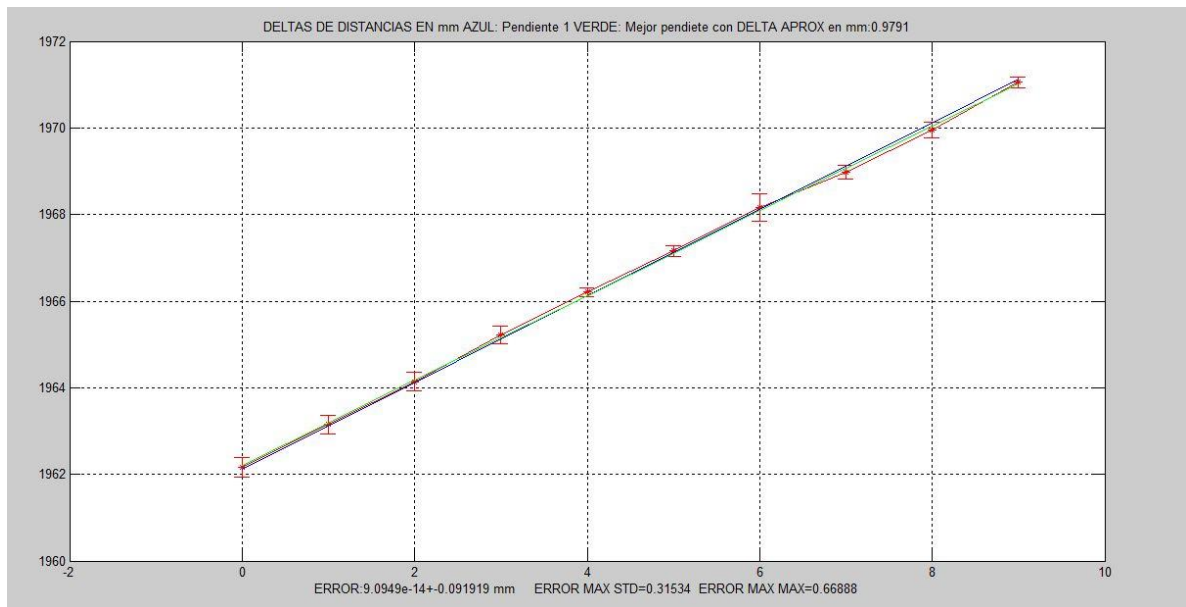
Figura 53. Desplazamientos teóricos  $\Delta x$  vs. Desplazamientos experimentales  $\Delta x$  para A\*) 30[cm], B\*) 100[cm], C\*) 180[cm] respectivamente con sus respectivos errores.



A\*



B\*



C\*

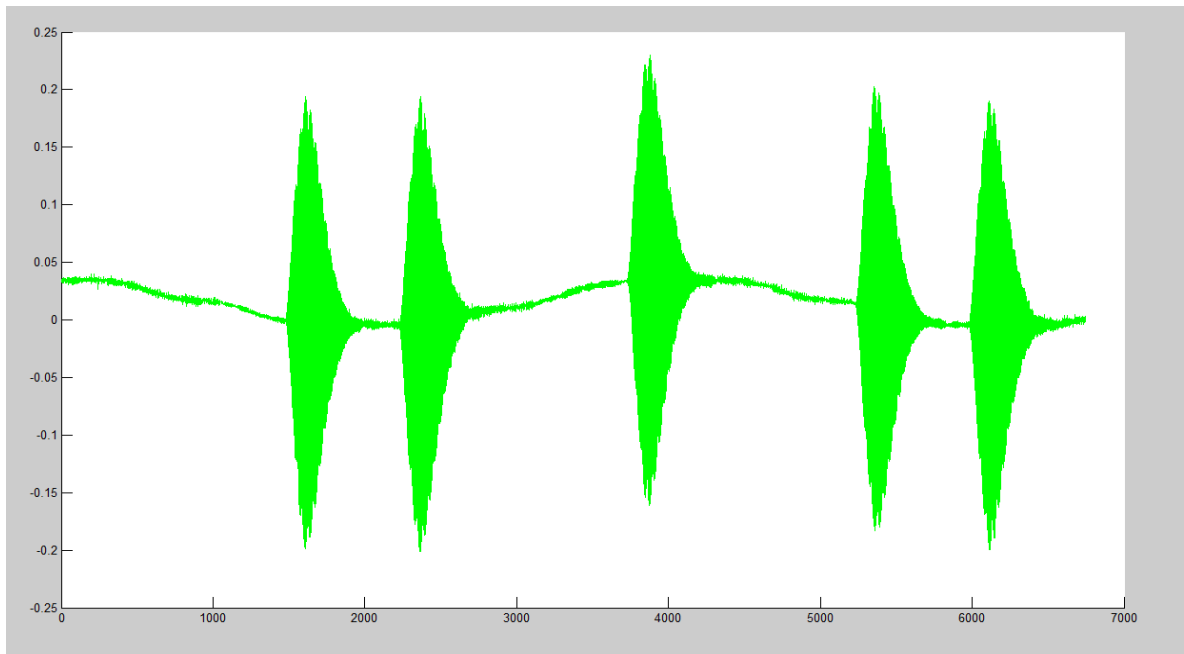
De igual forma las figuras 52 A, B y C corresponden a las posiciones 30[cm], 100[cm] y 180[cm]. Cada punto corresponde a un retardo entre dos bits 1 multiplicado por la velocidad del sonido. Los datos deben seguir un comportamiento lineal a pendiente  $m = 1$ . Las figuras 53 A\*, B\* y C\* muestran el ajuste a la mejor línea a 45° y la mejor línea por ajuste a mínimos cuadrados. De igual forma, el error se incrementa con la distancia, no siendo tan marcado que con la variación angular. Esto es explicable asumiendo que con la distancia la intensidad de la señal decae no tan fuertemente que con el ángulo, pero decae. El máximo error con respecto a la mejor línea a 45° no supera los 0.2[mm] (a 100[cm] 0.117[mm]).

**4.2.3 Factor de amplificación.** Los datos obtenidos anteriormente no tienen un factor de amplificación de la señal recibida. En esta sección se debe estudiar el comportamiento del dispositivo al amplificar la señal recibida.

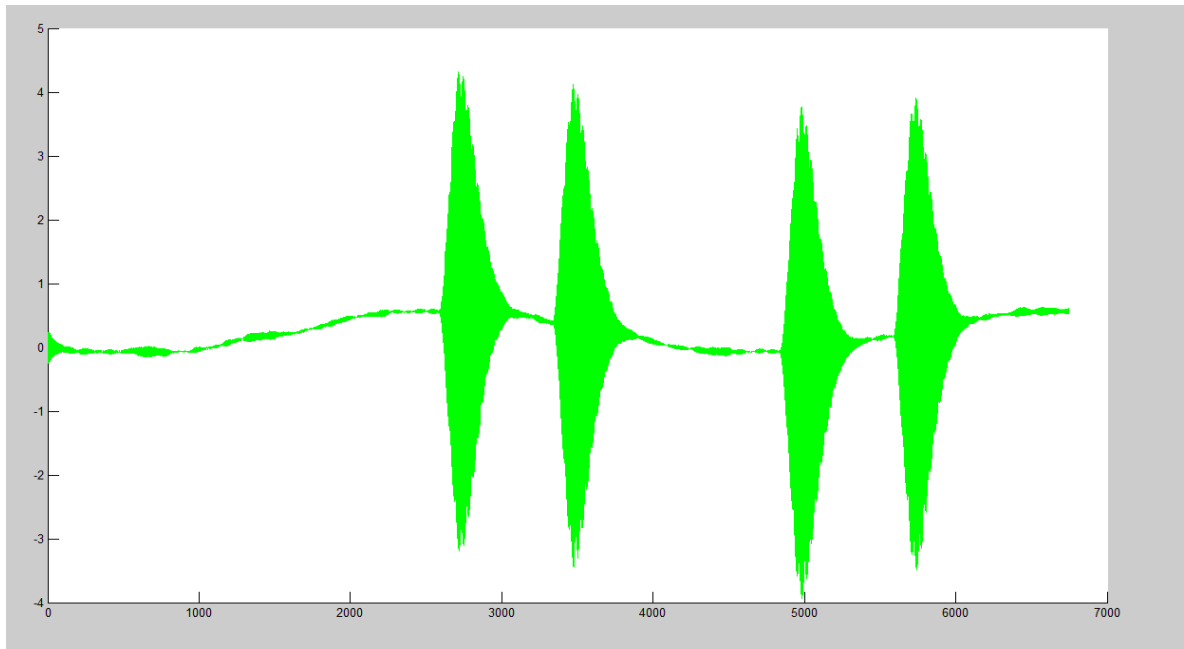
**4.2.3.1 Sin intervalos.** En este caso se ubica el receptor a una posición fija y no se introducen desplazamientos  $\Delta x$ . La perilla de ajuste del amplificador se gradúa a 5 posiciones regulares comenzando desde 0.

Para el procedimiento de análisis de factor de amplificación se tomaron datos a una distancia longitudinal de  $180[cm]$  de separación entre los transductores emisor y receptor. Por cada distancia no se realizaron desplazamientos del transductor receptor. Para cada posición del amplificador se tomaron 10 mediciones, partiendo desde 0 como punto de referencia (datos de referencia), hasta 9 paquetes de datos. Para cada paquete de datos se almacenaron 10 datos, en este caso solo se variaba la intensidad de la señal en 5 posiciones posibles, que nos brindaba el amplificador AMP-03US, donde variaba simplemente la amplitud de la señal. A  $180 [cm]$  la máxima intensidad recibida cambiaba de  $0.2[V]$  a  $4[V]$ , la figura 54 muestra algunos datos de la señal recibida para las posiciones de 0 y 4.

Figura 54. Señales recibidas en la posición A) 0 y B) 4 del amplificador.



A



B

Con esto se pretende verificar cual es el error que se comete al medir con el esquema propuesto. Para esto, se calculan los promedios. Al resultado obtenido anteriormente se le multiplica el valor de la velocidad de las ondas acústica.

Figura 55. Variación del amplificador (cinco posiciones) vs. Distancia constante.

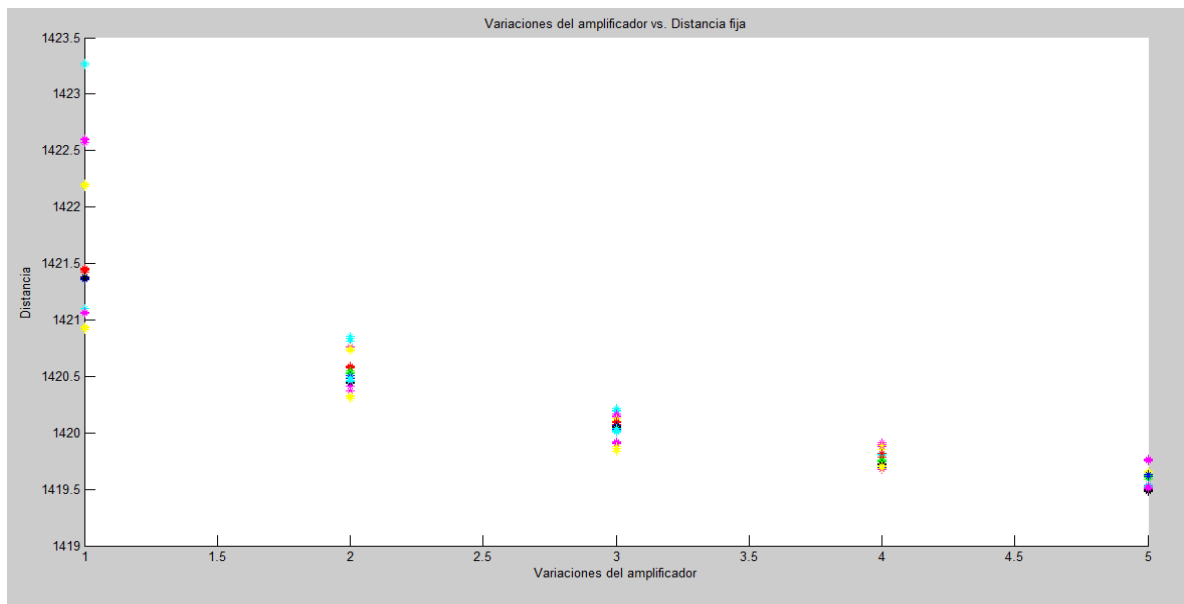
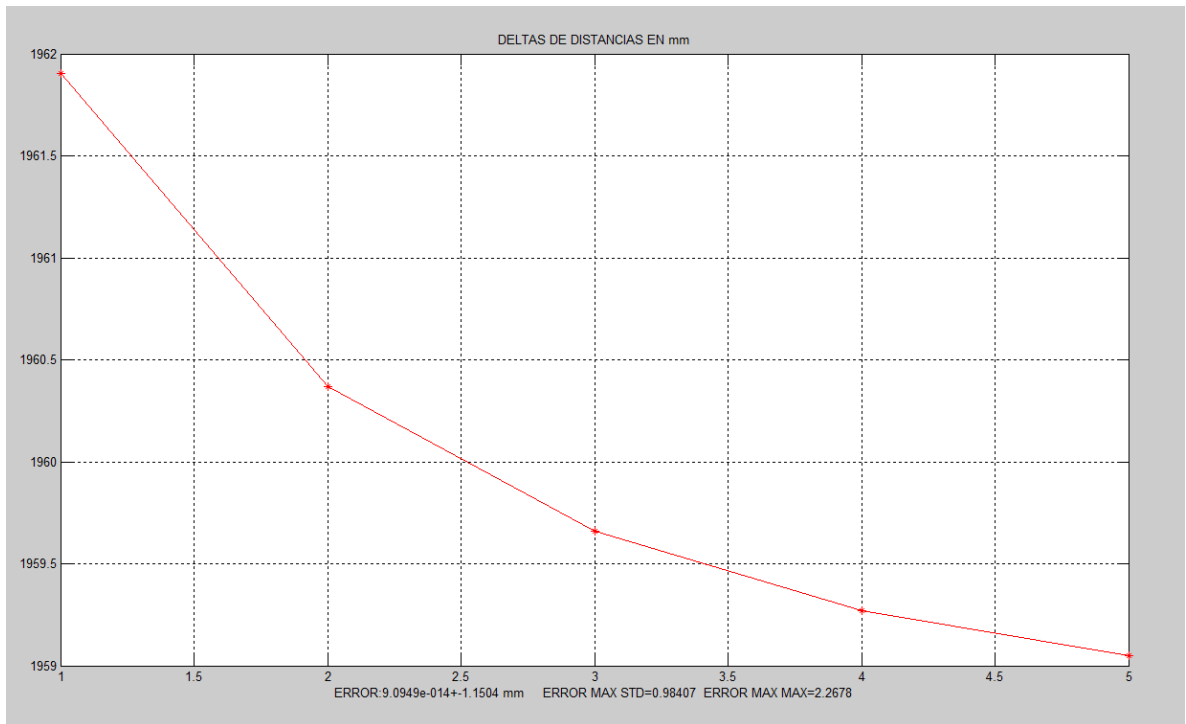


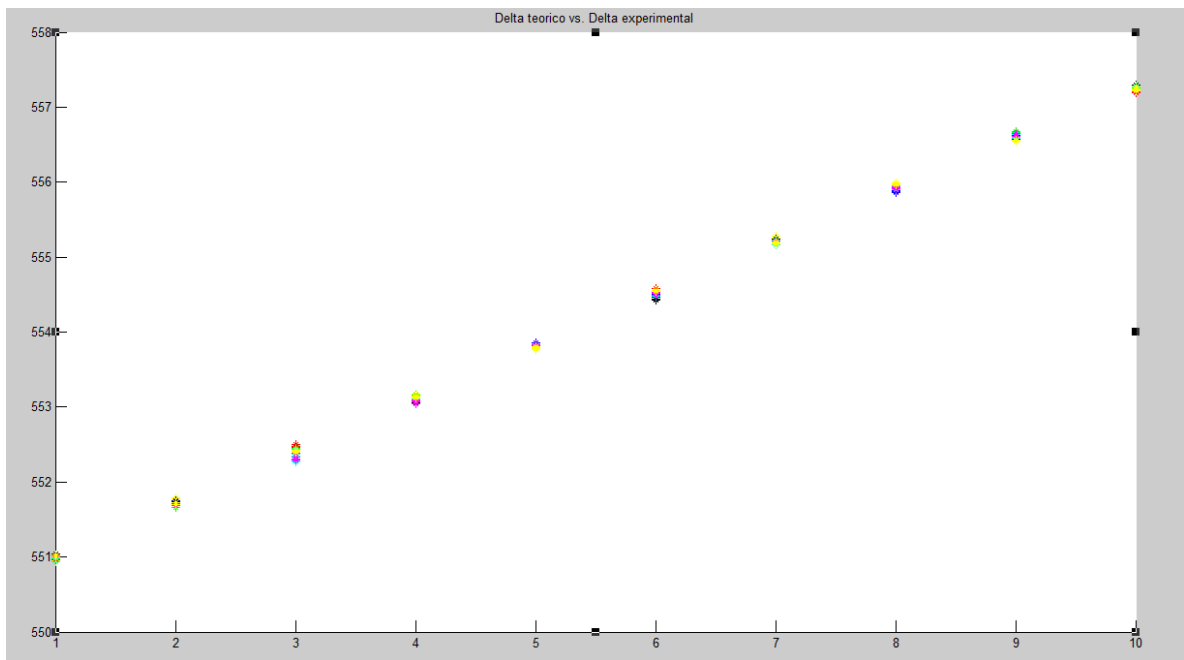
Figura 56. Variación del amplificador (cinco posiciones) vs. Distancia constante en 180[cm].



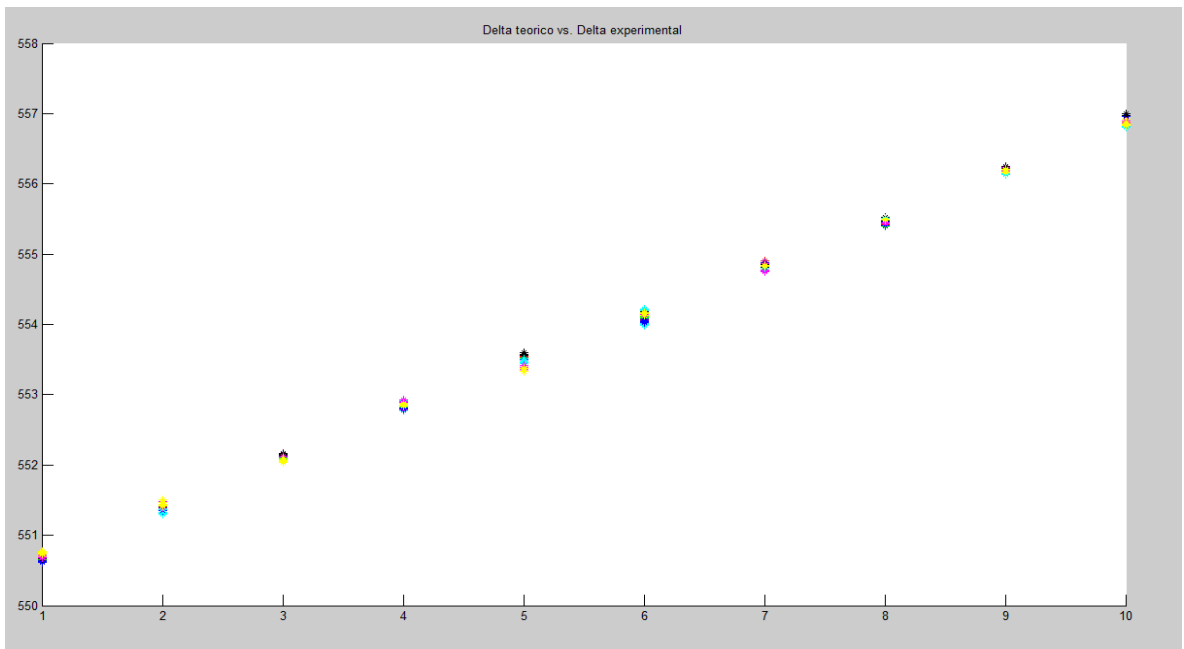
De igual manera cada punto de la figura 55 muestra el retardo en los bits 1 correspondientemente multiplicado por la velocidad del sonido, la variable horizontal indica la posición del amplificador, como la distancia emisor – receptor no cambia se espera encontrar un comportamiento constante, es decir el valor no debe cambiar. La figura 56 muestra los valores medidos vs posición del amplificador. El comportamiento no es constante, posee una variación que disminuye el retardo con el incremento de la amplificación de la señal. Como no cambia la distancia emisor – receptor, el proceso de amplificación afecta el retardo electrónico, disminuyendo el retardo total al incrementar la amplificación. La etapa siguiente consiste en determinar qué tanto afecta el amplificador en la medida de desplazamiento  $\Delta x$  del emisor.

**4.2.3.2 Con intervalos.** Para verificar la influencia del amplificador en el procesamiento de las señales, se empleó una señal con alto contenido en ruido, se ubicó el receptor a 58[cm] del emisor pero formando un ángulo de 59° con el eje de emisión. De igual manera se varió el factor de amplificación a 5 posiciones regulares comenzando desde 0. Para cada posición angular se realizó 9 desplazamientos de 1[mm] y en cada posición se tomaron 10 mediciones. Las figuras 57 A, B, C, D y E muestran los retardos entre bits 1 en función de la amplificación.

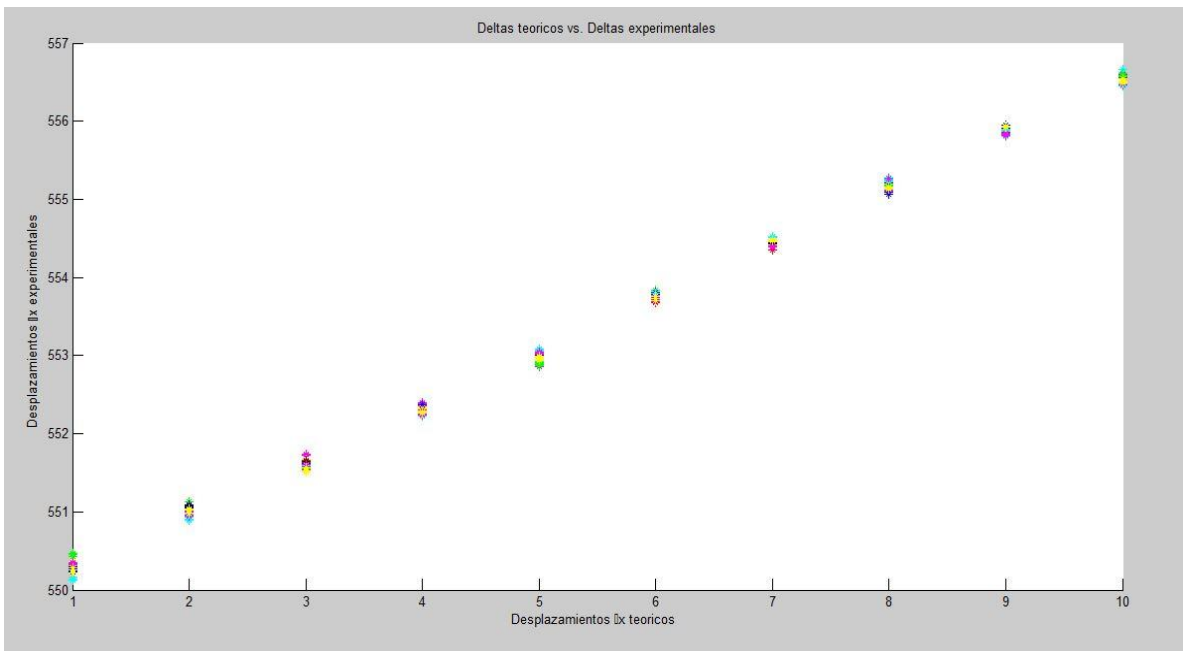
Figura 57. Desplazamientos teóricos  $\Delta x$  vs. Desplazamientos experimentales  $\Delta x$  para 58[cm] con un ángulo de 59°, cambiando la posición del amplificador [A) 0, B) 1, C) 2, D) 3, E) 4].



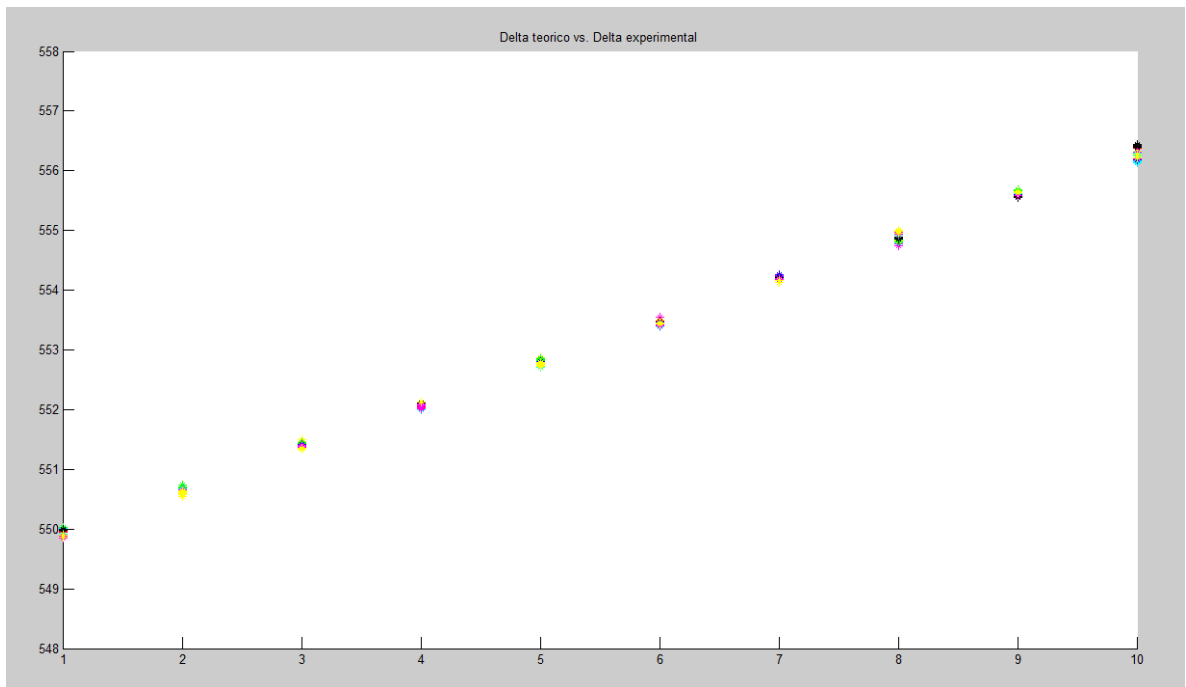
A



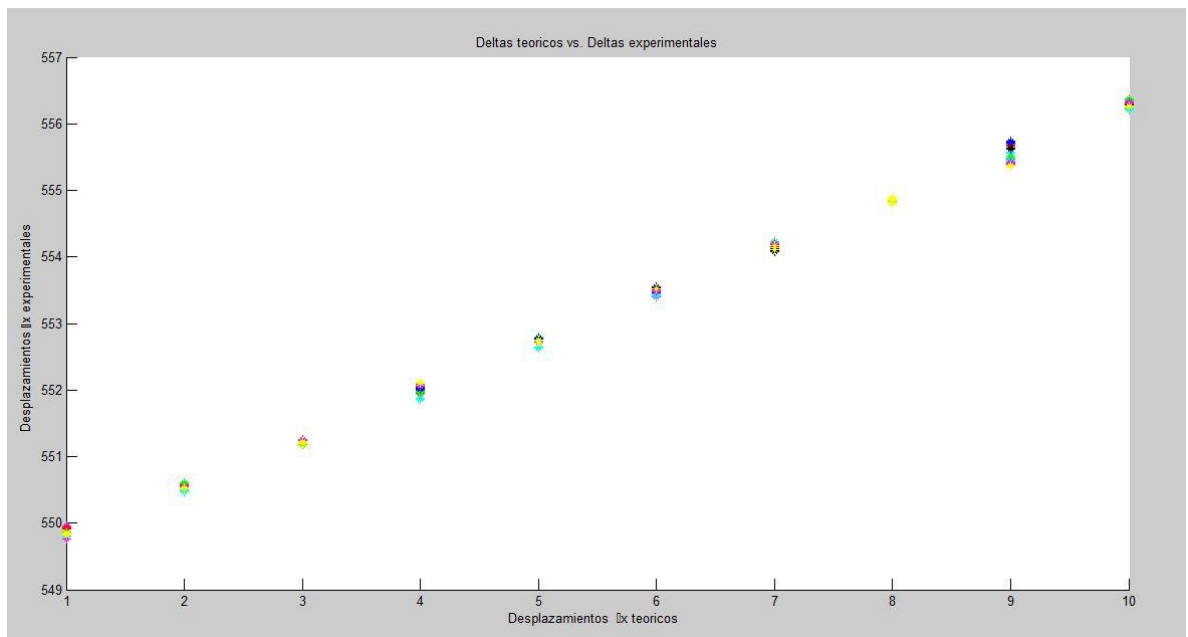
B



C

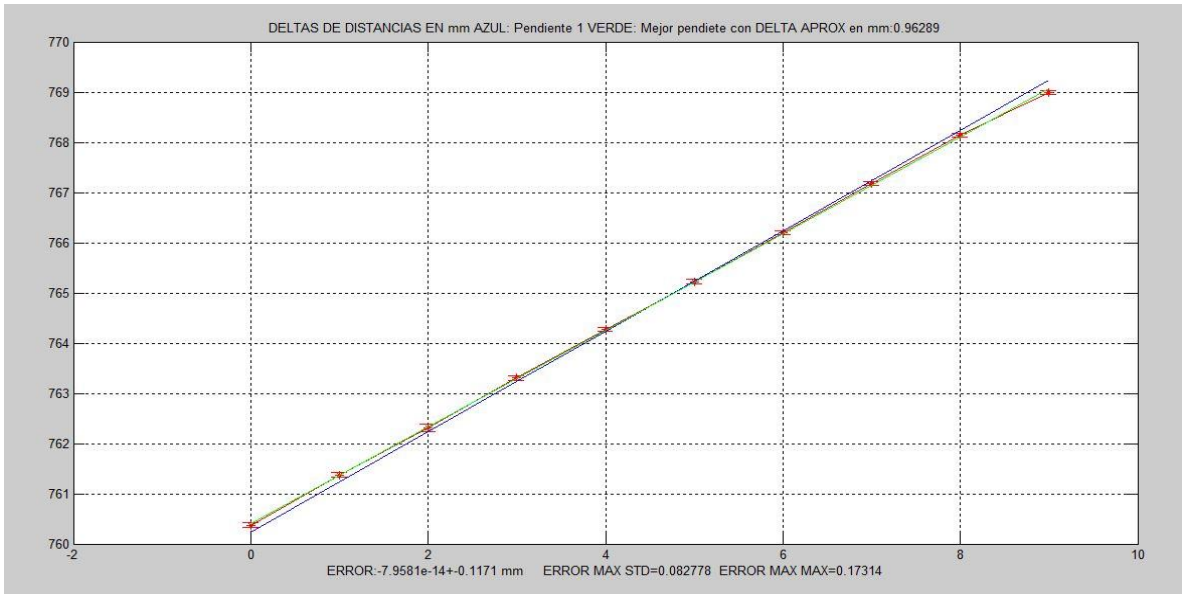


D

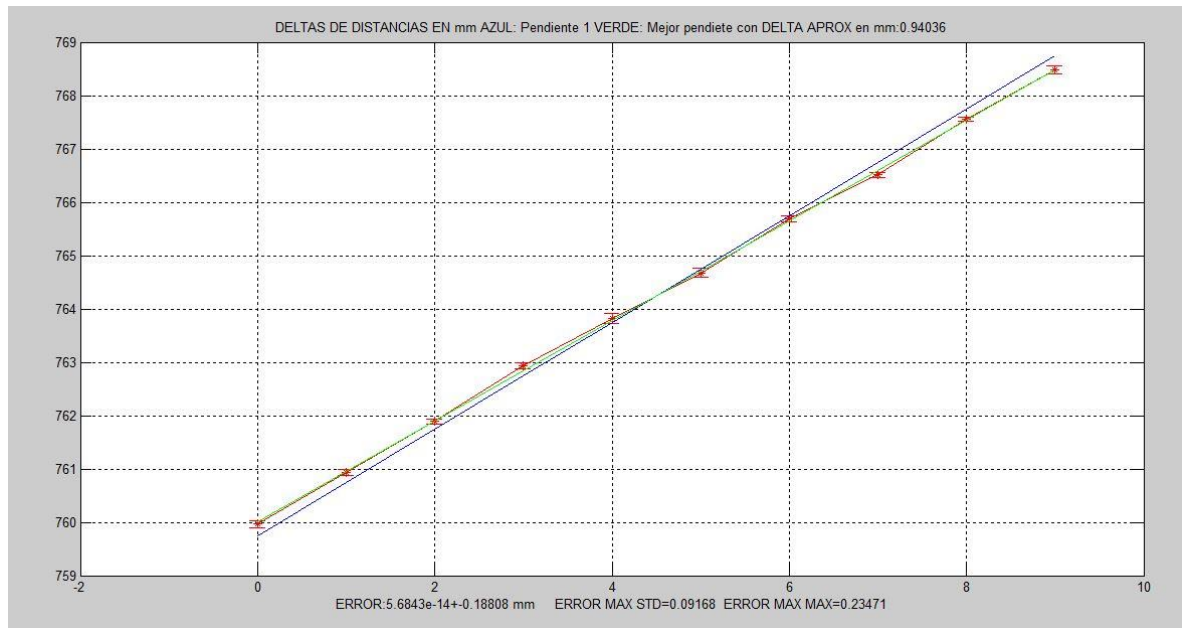


E

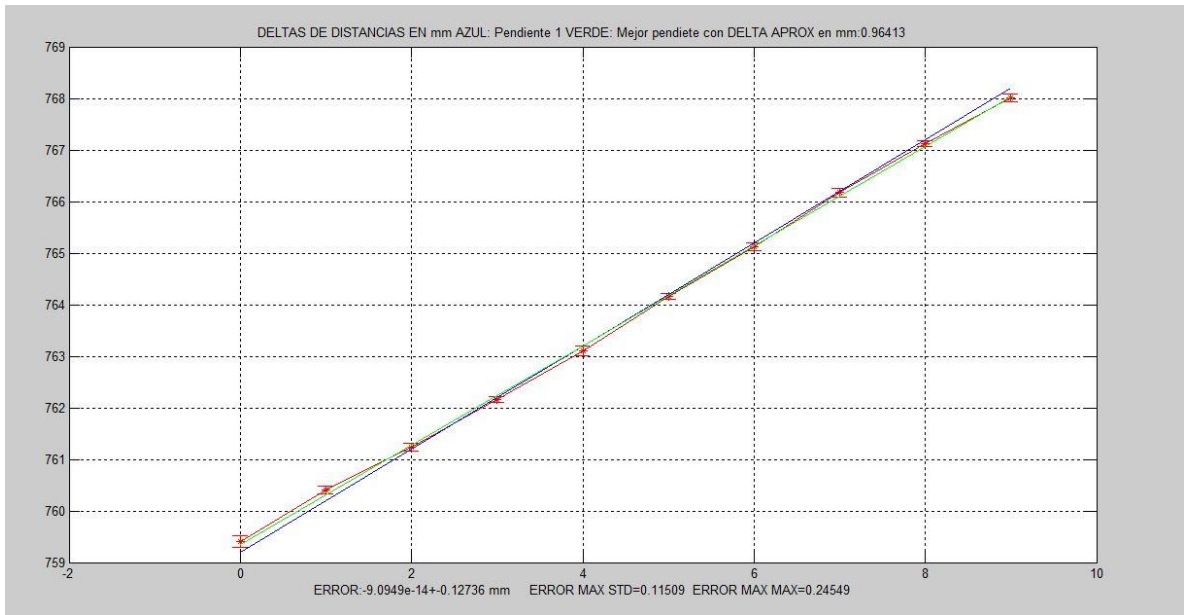
Figura 58. Desplazamientos teóricos  $\Delta x$  vs. Desplazamientos experimentales  $\Delta x$  para 58[cm] con un ángulo de  $59^\circ$ , cambiando la posición del amplificador [ $A^*$ ) 0,  $B^*$ ) 1,  $C^*$ ) 2,  $D^*$ ) 3,  $E^*$ )4] y sus respectivos errores.



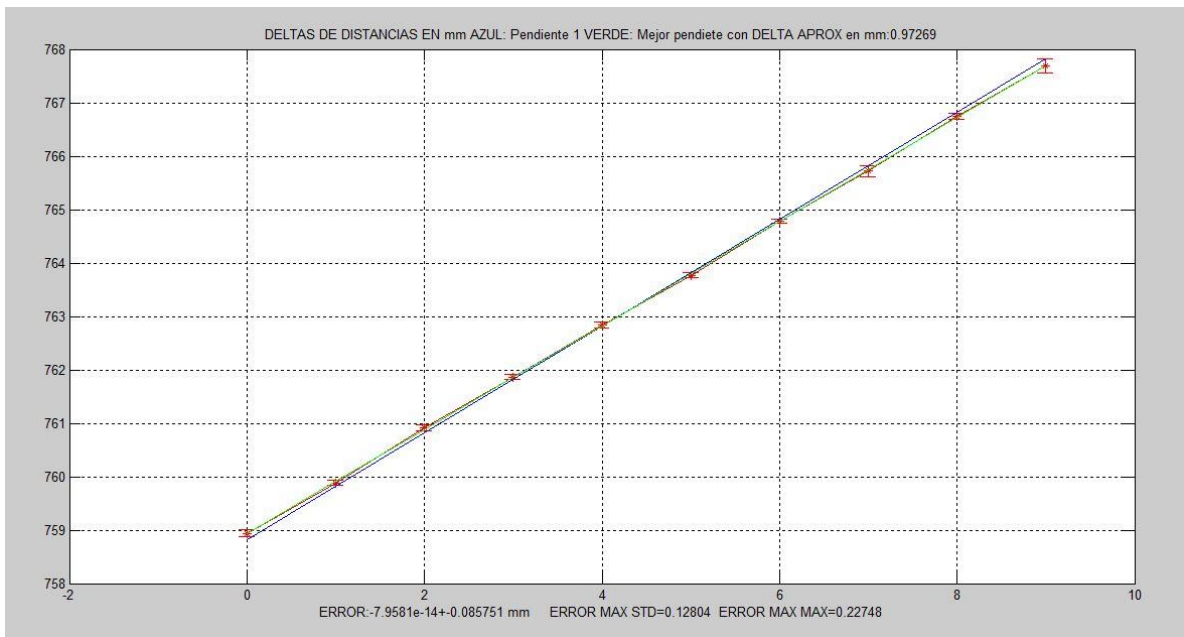
A\*



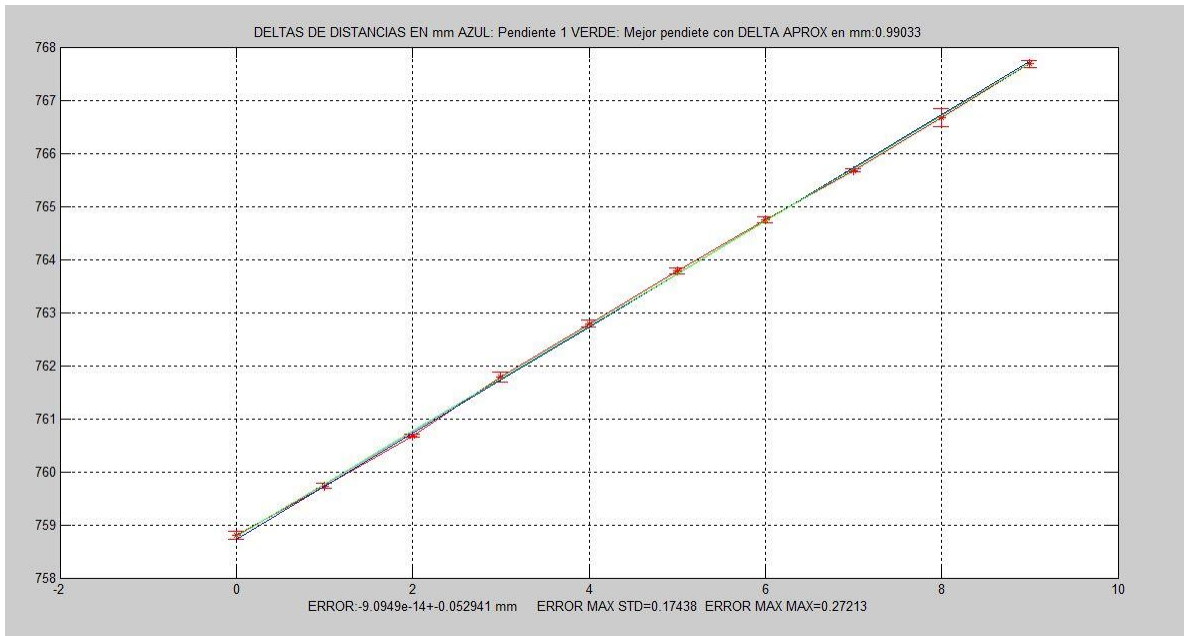
B\*



C\*



D\*



E\*

De igual manera, las figuras 58 A\*, B\*, C\*, D\* y E\* muestran los valores medios por posición angular de amplificación. El error medido con respecto al ajuste a la línea de 45° no supera los 0.2[mm], la tabla 6 muestra los valores de la desviación estándar en función de la amplificación.

Tabla 6. Desviación estándar vs. Delta de x experimental.

Desviación estándar	$\Delta x_{exp}$
0 – 0.117	0.963
1 – 0.188	0.940
2 – 0.127	0.964
3 – 0.085	0.973
4 – 0.053	0.090

De la tabla se concluye que la dispersión de los datos se reduce al aumentar la amplificación de la señal. Usando el ajuste por mínimos cuadrados a la mejor línea recta se puede calcular el incremento  $\Delta x$  experimental, que debe tener como valor de 1[mm]. La tabla muestra delta x experimental. De los resultados se concluye

que el amplificador incrementa la relación señal a ruido, reduciendo la influencia del ruido en el procesamiento de los datos.

## 5. CONCLUSIONES

Con el desarrollo del presente trabajo se evaluó una propuesta para medir distancias con ultrasonido buscando superar la resolución de los trabajos previos con este tema y la de los sensores actualmente comercializados. Del trabajo realizado se concluye:

- El sistema de adquisición empleado fue la tarjeta de adquisición NI-PCI6251, programada por LABVIEW a una frecuencia de muestreo de 250000 Hz, con una capacidad de adquisición de hasta 1GHZ y una ventana de adquisición de 27[ms].
- El análisis de datos demuestra que para el intervalo de 30[cm] a 180[cm] en distancia longitudinal, el rango de error al hacer una medida en la variación de la distancia es independiente del valor de la variación de la distancia y de la distancia entre emisor y receptor.
- Se desarrolló un procedimiento experimental para evaluar el error que se introduce al medir una variación en la distancia de separación entre emisor y receptor. Se emplearon distancias de 60[cm] y se introdujeron variaciones de 50,100,250,500,1000[ $\mu$ m]. Para esta y todas las posiciones dadas se introdujeron 10 variaciones sucesivas y para cada posición se tomaron 10 registros. De esta manera, un valor de variación en la distancia posee una población de 100 medidas. De los datos experimentales se concluye que al hacer una medida de variación de distancia en una ventana de adquisición de 27[ms] se obtiene un rango de error que no supera  $\pm 200$ [ $\mu$ m].
- Según las especificaciones de los transductores empleados, la señal en intensidad es confiable en un rango de medición de  $\pm 30^\circ$  con respecto al eje de emisión. El dispositivo implementado, incluyendo la etapa de amplificación

de la señal recibida presenta un rango angular de medición del orden de  $\pm 59^\circ$ , sin superar el rango máximo de error de  $\pm 200[\mu m]$ , en la medida de desplazamiento del transductor receptor. De igual forma la distancia longitudinal máxima usada corresponde a  $180[cm]$ , que sería el valor apropiado para la aplicación que se le desea dar en procesos de reconstrucción tridimensional. Este rango amplio de trabajo se puede obtener debido al uso la fase de la señal que no es afectada fuertemente por la influencia del nivel de ruido de la señal, comparado con los dispositivos que usan niveles de intensidad para hacer medidas de distancia.

## 6. PERSPECTIVAS

Del trabajo realizado se puede concluir que el posicionamiento por codificación en fase mejora las características de un sensor de distancia con ultrasonido. Con el fin de implementar el dispositivo y utilizarlo en ambientes industriales, se debe:

- Caracterizar los retardos electrónicos con el fin de obtener las distancias entre emisor y receptor.
- Optimizar y compactar la electrónica empleada, pensando en usar comunicación inalámbrica para la digitalización de las señales.
- Implementar un sistema de posicionamiento global en el espacio tridimensional para aplicaciones en reconstrucción tridimensional.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. BERKOVIC y E. SHAFIR, «Optical Methods for distance and displacement measurements,» Optical Sensing Group Applied Physics Division. Advances in Optics and Photonics. Optical Society of America, vol. 4., p. 31, 2012.
- [2] A. P. FRENCH, «Vibraciones y Ondas,» Reverté S.A., 1974, p. 356.
- [3] B. CARLIN, «Ultrasonics,» McGraw-Hill Book Company, 1960, p. 309 p..
- [4] E. KAMEN y B. HECK, «fundamentos de señales y sistemas usando la web y matlab,» Pearson Prentice Hall., 2008, p. 658.
- [5] J. MARTINEZ, «Conceptos generales de la emisión de ondas ultrasonicas para el control de materiales,» INACAP. Valdivia., vol. capítulo 1. 15 p., p. 15.
- [6] A. AMBANDAR, «Procesamiento de señales analógicas y digitales,» Segunda ed., Thomson Learning., 2002, p. 814.
- [7] H. RUSER, A. VOSSIEK, V. JENNA y V. MÁGORY, «Inverse filter technique for high-precision ultrasonic pulsed wave range Doppler sensor.,» Corporate Research and Development, nº 4, 1997.
- [8] Y. MURAKAMI, B. KHURI-YAKUB, G. KINO, J. RICHARDSON y A. EVANS, «The applications of adaptative filtering to defect characterization,» de First Int. Symposium on Ultrasonic Materials Characterization., Gaithersburg, MD, USA., 1978, p. 6.
- [9] J. IZARRABAL, «Medición de distancias implementando ultrasonido,» Tesis de pregrado ingeniería electrónica. Aregentina. Universidad Nacional de Misiones. Facultad de ingeniería., p. 40 , 2004.

- [10] O. BJOR, «Maximum Length Sequence.,» Norsonic AS., 1995-2000, p. 8.
- [11] K. NISHIHARA, T. YAMAGUCHI y H. HACHIYA, «Position detection of small objects in indoor environments using coded acoustic signal.,» de The Acoustical Society of Japan., 2007, p. 6.
- [12] L. X. CHAPARRO, Evaluación teórico-experimental de un procedimiento por codificación en amplitud para medir distancias con ultrasonido., Bucaramanga, Universidad Industrial de Santander: Trabajo de grado Físico, 2013.
- [13] Q. KEMAO, Windowed Fourier transform for fringe pattern analysis., vol. 43, Optical Society of America, 2004.
- [14] M. I. H. K. S. TAKEDA, Fourier-transform method of fringe-pattern analysis for computer-based topography and interferometry, vol. 72, 1982, p. 5.
- [15] K. AUDENAERT, H. PEREMANS, Y. KAWAHARA y J. VAN CAMPENHOUT, «Accurate Ranging of multiple objects using ultrasonic sensor.,» de International conference on Robotics and Automation., Belgium, 1992, p. 6.
- [16] M. L. SKOLNIK, Introduction to Radar Systems, 2nd Ed ed., 2. Ed, Ed., New York:.
- [17] T. A. PÉREZ. [En línea]. Available: <http://prof.usb.ve/tperez/docencia/2422/Capi/cap2/cap21/cap21.htm>.
- [18] S. MALLAT, A Wavelet Tour of Signal Processing, 2nd ed., San Diego, 1999.

## BIBLIOGRAFÍA

AMBANDAR, Ashok. Procesamiento de señales analógicas y digitales. Segunda ed., Thomson Learning, 2002, p. 814.

AUDENAERT, Koenraad.; PEREMANS, Herbert.; KAWAHARA, Hideki. y VAN CAMPENHOUT, Joris Van. Accurate Ranging of multiple objects using ultrasonic sensor. En: International conference on Robotics and Automation., Belgium, 1992, p. 6.

BERKOVIC, Garry y SHAFIR, Ehud. Optical Methods for distance and displacement measurements. Optical Sensing Group Applied Physics Division. Advances in Optics and Photonics. Optical Society of America, vol. 4., p. 31, 2012.

BJOR, Ole Herman. Maximum Length Sequence. Norsonic AS., 1995-2000, p. 8.

CARLIN, Benson. Ultrasonics. McGraw-Hill Book Company, 1960, p. 309 p.

CHAPARRO, Laura Ximena. Evaluación teórico-experimental de un procedimiento por codificación en amplitud para medir distancias con ultrasonido. Universidad Industrial de Santander. Física. Bucaramanga, 2013.

FRENCH, Anthony. Vibraciones y Ondas. Reverté S.A., 1974, p. 356.

IZARRABAL, Juan Manuel. Medición de distancias implementando ultrasonido. Universidad Nacional de Misiones. Facultad de ingeniería. Ingeniería electrónica. Argentina. 2004. p. 40.

KAMEN, Edward y HECK, Bonnie. Fundamentos de señales y sistemas usando la web y matlab. Pearson Prentice Hall., 2008, p. 658.

KEMAO, Qian. Windowed Fourier transform for fringe pattern analysis., vol. 43, Optical Society of America, 2004.

MALLAT, Stéphane. A Wavelet Tour of Signal Processing, 2nd ed. San Diego, 1999.

MARTINEZ, José Alejandro. Conceptos generales de la emisión de ondas ultrasónicas para el control de materiales. INACAP. Valdivia., vol. capítulo 1. 15 p., p. 15.

MURAKAMI, Yau.; KHURI-YAKUB, Butrus.; KINO, Gordon.; RICHARDSON, James. y EVANS, Arthur. The applications of adaptative filtering to defect characterization. de First Int. Symposium on Ultrasonic Materials Characterization., Gaithersburg, MD, USA., 1978, p. 6.

NISHIHARA, Clarence K.; YAMAGUCHI, Tau. y HACHIYA, Hirotaka. Position detection of small objects in indoor environments using coded acoustic signal. En: The Acoustical Society of Japan., 2007, p. 6.

PÉREZ. Triana Adrián. comunicaciones I. Disponible en: <http://prof.usb.ve/tperez/docencia/2422/Capi/cap2/cap21/cap21.htm>.

RUSER, Heinrich.; VOSSIEK, Martin.; JENNA, Von y MÁGORY, Valentin. Inverse filter technique for high-precision ultrasonic pulsed wave range Doppler sensor. Corporate Research and Development, nº 4, 1997.

SKOLNIK, Michael L. Introduction to Radar Systems, 2nd Ed ed., 2. Ed, Ed., New York.

TAKEDA, Mau. Fourier-transform method of fringe-pattern analysis for computer-based topography and interferometry, vol. 72, 1982, p. 5.