

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE SONAR PARA LA DETECCION DE BLANCOS
ACUSTICOS EN EL AIRE**

GONZALO DIAZ HOYOS

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLIVAR
FACULTAD DE INGENIERIA
PROGRAMA DE INGENIERIA ELACTRONICA
CARTAGENA
2004**

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE SONAR PARA LA DETECCIÓN DE BLANCOS
ACUSTICOS EN EL AIRE**

GONZALO DIAZ HOYOS

Tesis

**Director
MSc. Eduardo Gómez**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLIVAR
FACULTAD DE INGENIERIA
PROGRAMA DE INGENIERIA ELECTRONICA
CARTAGENA
2004**

Cartagena de Indias D.T. y C., Junio 6 de 2004

Señores

**COMITE CURRICULAR DEL PROGRAMA DE INGENIERIA ELECTRONICA
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLIVAR**

L.C.

Distinguidos señores:

La presente tiene como objeto presentar a ustedes, para su estudio y aprobación, el proyecto titulado “**Diseño de un sistema de sonar para la detección de blancos acústicos en el aire**”; como requisito para optar el título de Ingeniero Electrónico.

Agradezco de antemano la atención prestada a la presente.

Atentamente,

Gonzalo Díaz Hoyos

c.c. 73'186.354 de Cartagena

cod: 00-04-400

Estudiante de 9º nivel de Ingeniería Electrónica.

Cartagena de Indias D.T. y C., Junio 7 de 2004

Señores

**COMITE CURRICULAR DEL PROGRAMA DE INGENIERIA ELECTRONICA
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLIVAR**

L.C.

Distinguidos señores:

Me permito informarles que; a petición del estudiante Gonzalo Diaz Hoyos, del programa de ingeniería electrónica; he aceptado participar como director del proyecto de grado titulado “**Diseño de un sistema de sonar para la detección de blancos acústicos en el aire**”, el cual es requisito para que el estudiante mencionado obtenga el título de Ingeniero Electrónico.

Agradezco de antemano la atención prestada a la presente.

Atentamente,

MSc. Eduardo Gómez

Aprobado por los señores miembros del Jurado nombrados por la facultad de Ingeniería Electrónica, en cumplimiento de los requisitos exigidos para optar el título de Ingeniero Electrónico

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Cartagena de Indias, 11 de abril de 2004

Dedico esta tesis de grado a la memoria de mi padre quien con su ejemplo y legado de amor iluminó mi camino, mostrándome que si existe la voluntad, no hay imposibles para el hombre convencido de su destino.

De igual forma dedico este trabajo y todo el esfuerzo realizado a mi madre por su dedicación abnegada a mi crianza, por el amor que siempre me ha profesado y por su ejemplo de vida, sin el cual; seguramente; no hubiera podido llevar a cabo tan grande y bella empresa.

AGRADECIMIENTOS

El autor expresa su agradecimiento a las siguientes personas y entidades:

MSc Eduardo Gómez, director de tesis, por su apoyo y estímulo en el proceso de desarrollo de la investigación.

PhD Carlos Andrade, Docente investigador del GIO de la Escuela Naval de Cadetes Almirante Padilla por su orientación y ejemplo con respecto al significado y metodología de un verdadero investigador.

CN Ernesto Diaz Andrade, Comandante de la Base Naval ARC “Bolívar” por permitir la realización de mis prácticas profesionales en su unidad, sin las que no hubiera sido posible desarrollar el proyecto.

División de investigación y desarrollo del departamento de armas y electrónica de la Base Naval ARC “Bolívar”, por el apoyo moral, técnico, tecnológico y financiero que hizo posible el desarrollo material del proyecto.

CC (MSc) Alejandro Mejía, Investigador de la división de investigación y desarrollo por su orientación constante y abnegada, así como por su paciencia y dedicación en el proceso de desarrollo de la investigación.

CC Alfredo Ponce, Investigador de la división de investigación y desarrollo por su colaboración irrestricta en el desarrollo de la investigación.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCION	18
1. OBJETIVOS DE LA INVESTIGACION	21
1.1 OBJETIVO GENERAL	21
1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS	21
2. MARCO TEORICO	22
2.1 ECUACION LINEAL DE ONDA	22
2.1.1 Potencial de velocidad	24
2.1.2 Velocidad del sonido	25
2.2 POTENCIALES RETARDADOS	26
2.3 LA ECUACION DE HELMHOLTZ	27
2.4 APROXIMACIONES DE LA FUNCION DE GREEN	30
2.4.1 Aproximación binomial	31

2. 4. 2 Aproximaciones para el espacio cercano	31
2. 4. 3 Aproximación de Fresnel	31
2. 4. 4 Fronteras del espacio cercano	32
2. 4. 5 Aproximación de Fraunhofer	33
2. 5 TRANSDUCTORES	34
2. 5. 1 Transductores piezoeléctricos	34
2. 5. 2 Método resonante y circuito equivalente	35
2. 5. 3 Patrón de haz para transductores circulares planos	36
2. 6 ARREGLOS DE DESFASAMIENTO	37
2. 6. 1 Arreglo lineal	38
2. 6. 2 Función del arreglo lineal	39
3. DISEÑO DEL PROTOTIPO	41
3. 1 DISEÑO DEL CIRCUITO	41
3. 1. 1 Diseño del circuito de control	41
3. 1. 2 Caracterización del transductor	45

3. 1. 2. 1 Patrón de radiación del transductor	49
3. 1. 3 Definición de parámetros de diseño de la etapa de potencia	51
3. 1. 4 Diseño del circuito de potencia	53
3. 1. 5 Diseño del circuito detector de eco	54
3. 2 DISEÑO DEL PROGRAMA PARA EL CIRCUITO DE DETECCION	58
3. 2. 1 Generación del pulso	59
3. 2. 1. 1 Configuración de la interrupción TMR2IF	61
3. 2. 2 Medida del tiempo de vuelo	61
3. 2. 2. 1 Configuración de la interrupción por cambio del puerto B	63
3. 2. 2. 2 Configuración de la interrupción por desbordamiento del TMR1	64
3. 2. 2. 3 Configuración del puerto serial asincrónico	64
3. 3 DISEÑO DEL PROGRAMA DE VISUALIZACIÓN	64
3. 3. 1 Recepción de la trama datos	65
3. 3. 2 Cálculo de los valores medidos	66
3. 2. 3 Visualización de los datos procesados	66

4. RESULTADOS	68
4.1 FUNCIONAMIENTO DEL PROTOTIPO	68
4.1.1 Señales de salida	68
4.2 EXPERIMENTOS PROPUESTOS	73
4.2.1 Experimento en modo activo	73
4.2.2 Experimento en modo pasivo	75
4.3 PROGRAMA DE VISUALIZACIÓN	78
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	81
BIBLIOGRAFIA	85
ANEXOS	87

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Distribución de fuente en el espacio	27
Figura 2. Representación del transductor como un sistema lineal	29
Figura 3. Campos de Fresnel y Fraunhofer	33
Figura 4. Impedancia de la cerámica piezoeléctrica en resonancia	35
Figura 5. Circuito de Van Dyke's	36
Figura 6. Modelo del transductor piezoeléctrico con carga	36
Figura 7. Arreglo lineal de transductores equidistantes	39
Figura 8. Desfasamiento entre dos transductores adyacentes	42
Figura 9. Diagrama de pines del PIC16F877	43
Figura 10. Configuración mínima del PIC16F877	44
Figura 11. Módulo del puerto serial	46
Figura 12. Gráfica de impedancia y admitancia del transductor 0D24K2	47
Figura 13. Gradiente de impedancia contra frecuencia	48
Figura 14. Patrón de radiación del transductor 2D24K2	50
Figura 15. Pérdida de desviación	51
Figura 16. Circuito Básico del amplificador push-pull	52
Figura 17. Función de Green	55
Figura 18. Diagrama de bloques del detector de eco	55

Figura 19. Buffer inversor	56
Figura 20. Amplificadores inversores	57
Figura 21. Amplificador regenerador de la onda monopolar	59
Figura 22. Señal de excitación del circuito de potencia	60
Figura 23. Forma de onda del proceso de generación del tren de pulsos	62
Figura 24. Forma de onda del proceso de medición de tiempo de vuelo	64
Figura 25. Estructura de la trama de datos	65
Figura 26. Señal RB1	69
Figura 27. Señal RB2	69
Figura 28. Señal del secundario del transformador de desacople	70
Figura 29. Voltaje de las resistencias de emisor	71
Figura 30. Voltaje colector-emisor de los transistores de potencia	71
Figura 31. Voltaje de salida de la etapa de potencia	72
Figura 32. Distribución en frecuencia del pulso de salida	72
Figura 33. Experimento para la medición de distancia	73
Figura 34. Experimento para la medición de la posición angular	73
Figura 35. Señal recibida	74
Figura 36. Datos del experimento de modo activo	76
Figura 37. Datos del experimento de modo pasivo	78
Figura 38. Programa para experimentos con un grado de libertad	80
Figura 39. Programa para experimentos con dos grados de libertad	80
Figura 40. Ejemplo de visualización en matlab	81
Figura 41. Grafica de contorno del cañón Perth	85

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1 Valores de resistencia y capacitancia contra frecuencia	48
Tabla 2 Valores tabulados de la prueba a distintas temperaturas	75
Tabla 3 Datos característicos de la interfase	79

LISTA DE ANEXOS

	Pag.
Anexo A Circuito impreso del prototipo	CD
Anexo B Esquemáticos del prototipo	CD
Anexo C Código fuente	CD
Anexo D Hojas características de los circuitos integrados	CD

RESUMEN

En esta tesis de grado se propone un método de detección de blancos acústicos en el aire, el cual se desarrolló teniendo en cuenta un modelo simplificado del aire como un medio continuo, isobárico e isotérmico. Con base en los resultados arrojados por dicho modelo se diseñó un prototipo de sonar que, haciendo uso de arreglos de desfasamiento, es capaz de detectar un blanco en modo activo y calcular la distancia a la que se encuentra, así como estimar la posición angular en modo pasivo de una fuente de ondas mecánicas de características conocidas o lo que se conoce como telémetro pasivo.

En la etapa de experimentación se llevaron a cabo una serie de pruebas para la medición de los efectos de la propagación del frente de onda, el patrón de radiación de los transductores y los límites para las diversas regiones del campo de propagación. Con la serie de datos obtenidos de estas pruebas fue posible comparar los valores calculados con los valores prácticos, logrando verificar la viabilidad del modelo seleccionado para el desarrollo de la investigación.

De igual manera, se diseñó un software de procesamiento de los datos en bruto provenientes de la tarjeta del prototipo; tanto para las pruebas en modo activo como para las pasivas; el cual permite la visualización de las magnitudes físicas detectadas por el prototipo, facilitando el análisis de los resultados y la comprensión del fenómeno de reconstrucción propuesto en esta investigación.

INTRODUCCION

Sin importar la afirmación de que la ciencia del sonar se remonta al primer cuarto del siglo XX, se sabe que las observaciones de los fenómenos básicos de dicha tecnología, fueron documentadas por primera vez por da Vinci, cuando describía una curiosa manera de detectar la presencia de embarcaciones en las inmediaciones, mediante el uso de un tubo inmerso en el mar, lo que no es más que un rudimentario sistema pasivo de sonar.

Sin embargo, la primera medición cuantitativa de la acústica submarina se dio a finales del siglo XIX, cuando Colladon y Sturm, tomaron medidas, tendientes a obtener un valor de la velocidad de propagación del sonido en el mar.

Ya a finales del siglo XIX, un gran numero de físicos realizaron una gran cantidad de investigaciones en el área de la transducción o conversión de electricidad en sonido y viceversa. Fueron Jacques y Pierre Curie; a quienes se le atribuye el descubrimiento de la piezoelectricidad; los primeros en observar el desarrollo de cargas eléctricas en determinadas caras de cristales bajo estrés, aunque anteriormente, físicos como Coulomb y Röntgen escribieron una serie de documentos en los que se planteaba la posibilidad de generar electricidad al aplicar fuerzas sobre determinadas estructuras cristalinas.

A principios del siglo XX, las primeras aplicaciones de la teoría del sonar, fueron para posicionamiento con campanas submarinas, aunque al iniciar la primera guerra mundial se empezó una carrera por desarrollar sistemas militares, lo cual ha seguido su camino hasta hoy liderando el desarrollo de las nuevas tecnologías de detección.

Sin embargo, más avanzado el siglo XX, se iniciaron una serie de investigaciones en el área de las aplicaciones médicas y no militares para la navegación civil, llegando hasta las mas

recientes investigaciones en la aplicación de la teoría del sonar para el desarrollo de sistemas de detección en el aire.

No obstante la intención inicial de este proyecto, este no pudo abarcar la aplicación del sistema desarrollado en el mar, debido a las limitaciones presupuestales propuestas por la labor de adquisición de los sensores de la calidad y cantidades requeridas para dicho fin. Es por esta razón que se propuso la aplicación del sistema en el aire, con un número reducido de sensores, lo que delimita el trabajo del circuito, a la detección de una única fuente, ya sea activa o pasiva, dentro de los límites propuestos por la misma naturaleza del aire como fluido elástico.

Con base en lo anterior, el objetivo fundamental es el diseño de un sistema de sonar que permita la detección de la existencia de un blanco acústico en el aire; el cual; en el caso de ser pasivo, nos permitirá obtener su ubicación en función al ángulo, o si por el contrario es activo nos permitirá obtener una indicación de su posición.

Para el desarrollo del proyecto, en primer lugar se planteó el sistema en función de la física que rige la propagación de ondas acústicas en los fluidos, formación de haz y dispersión en un medio, siendo esta la base sobre la cual se manejó el concepto desde los sistemas de ecuaciones, pasando por las simulaciones y la caracterización de los transductores, hasta el diseño y aplicación final del sistema de sonar.

Para aplicar la técnica y probar la viabilidad del concepto, se desarrolló el diseño y prueba de un sistema de sonar activo monohaz con un solo elemento transductor de alta potencia, para luego, con base en la información recopilada, extender la aplicación de los circuitos desarrollados hasta su aplicación en arreglos lineales ubicados en un montaje proyector-receptor. Este receptor estará conectado a la etapa de acondicionamiento de la señal que consistirá en una etapa de acondicionamiento análogo de señal y detección de eco la que a su vez enviará los datos en tiempo real hacia el sistema de procesamiento por

microcontrolador y de ahí hacia el ordenador en el cual se realizará la visualización mediante una herramienta de software desarrollada para tal fin.

Se llevaron a cabo dos experimentos. Uno de pulso directo en el cual se espera visualizar una fuente acústica ubicada en el espacio lejano o lo que se conoce como una prueba en modo pasivo y un experimento de sondeo o backscattering en el cual se logro visualizar la posición de objetivos experimentales en modo activo.

1. OBJETIVOS DE LA INVESTIGACION

1.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar y construir un prototipo de sonar con microcontrolador, mediante el uso de arreglos de desfasamiento, para la detección y visualización de la posición de fuentes y blancos acústicos en el aire.

1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Plantear los fundamentos matemáticos y físicos del fenómeno ondulatorio, de los arreglos de desfasamiento necesarios para la ejecución metodológica y diseño del prototipo.
- Diseñar y construir los circuitos del prototipo de sonar con arreglos de desfasamiento.
- Desarrollar un programa de computador para la visualización ángulo y distancia de los blancos o fuentes acústicas a un punto de referencia dado.
- Crear el sistema prototipo de detección de distancia con un alcance máximo aproximado de 1m en modo activo con un grado de libertad y con un ángulo máximo de detección de +/- 45° grados para los experimentos de medición angular con dos grados de libertad en modo pasivo.

2. MARCO TEORICO

Para realizar la detección activa de blancos, se requiere que estos sean iluminados con ondas que estén dentro del rango acústico; siendo este, fundamentalmente, un problema de reconstrucción; en el que se aplica una señal de excitación conocida al canal, y en base a la señal retornada por el blanco hacia el arreglo de transductores, se pretende conocer tanto su posición angular como la distancia de este con respecto a un punto de referencia dado.

En este capítulo se estudiarán algunos conceptos básicos de la propagación de ondas acústicas y las diversas herramientas matemáticas que nos permitirán aplicar dichos conceptos a la detección de blancos acústicos en fluidos reales.

2.1 ECUACION LINEAL DE ONDA

De acuerdo con la naturaleza del fenómeno de propagación de ondas acústicas; en un fluido como el aire; este puede considerarse como un problema de mecánica de medios continuos en los que no se establece un régimen estable de flujo, debido a que las partículas, al experimentar un desplazamiento y debido a su interacción con las partículas adyacentes, tienden a volver a su posición de origen, pudiendo obtener la ecuación de onda a partir de la ecuación de onda para sólidos.¹

Dada la ecuación constitutiva

$$\sigma_{ij} = 2\mu e_{ij} + \lambda e_{kk} \delta_{ij} \quad (2.1.1)$$

cuya derivada covariante es

$$\sigma_{ij \triangleright j} = 2\mu e_{ij \triangleright j} + \lambda e_{kk \triangleright j} \delta_{ij}; \quad (2.1.2)$$

¹ HEINBOCKEL, J.H.. Introduction to tensor calculus and continuum mechanics. s./.: Old dominion University, 1996. p.255-325.

la derivada covariante del tensor de esfuerzo²

$$e_{ij,r} = \frac{1}{2}(u_{i,rj} + u_{j,ri}); \quad (2.1.3)$$

donde u_i es un campo de desplazamiento. Considerando el caso en el que se tiene una dilatación

$$e_{rr} = \frac{1}{2}(u_{r,r} + u_{r,r}) = u_{r,r} \quad (2.1.4)$$

de la cual, se obtiene la derivada covariante

$$e_{kk,r} = u_{k,kr} \quad (2.1.5)$$

se podría expresar la derivada covariante del estrés en términos de un campo de desplazamiento

$$\sigma_{ij,r} = (\lambda + \mu)u_{kk,ri} + u_{i,rj}. \quad (2.1.6)$$

Reemplazado en la ecuación de conservación de momentos lineales

$$\sigma_{,i}^{ij} + \rho b^j = \rho f^j \quad (2.1.7)$$

se obtiene la ecuación de Navier

$$(\lambda + \mu)u_{k,ki} + \mu u_{i,rj} + \rho b_i = \rho f_i \quad i, j, k = 1, 2, 3. \quad (2.1.8)$$

Que vectorialmente, tendría la forma

$$(\lambda + \mu)\nabla(\nabla\bar{u}) + \mu\nabla^2\bar{u} + \rho\bar{b} = \rho\bar{f}, \quad (2.1.9)$$

donde \bar{u} es el vector de desplazamiento, \bar{b} es la fuerza del cuerpo por unidad de masa y \bar{f} es la aceleración.

Y considerando $\bar{b} = 0$ queda

$$(\lambda + \mu)\nabla(\nabla\bar{u}) + \mu\nabla^2\bar{u} = \rho\bar{f}, \quad (2.1.10)$$

ecuación en la que se puede expresar el campo de desplazamientos en función de un campo de velocidades

² SOKOLNICOFF, I.S. Análisis tensorial: teoría y aplicaciones a la geometría y mecánica de los medios continuos. Barcelona: Editorial INDEX, 1979. p.399.

$$u_i = \int_0^t v_i dt \quad (2.1.11)$$

quedando la ecuación vectorial

$$(\lambda + \mu) \nabla (\nabla \cdot \vec{v}) + \mu \nabla^2 \vec{v} = \rho \frac{\partial^2 \vec{v}}{\partial t^2} \quad (2.1.12)$$

en la cual \vec{v} es un campo de velocidad.

2. 1. 1 Potencial de velocidad. Para el caso particular de la propagación de ondas, se considera el fluido como no rotacional, lo que quiere decir que,

$$\epsilon_{ijk} v_{k,j} \equiv 0 \quad i, j, k = 1, 2, 3. \quad (2.1.13)$$

Entonces, se puede decir que el campo de fluido puede representarse como una función escalar ϕ tal que

$$v^i \equiv -g^{im} \phi_{,m} \quad i, j, k = 1, 2, 3. \quad (2.1.14)$$

Donde la función ϕ o potencial de velocidad es; en su forma tensorial cartesiana; función del tiempo y de las coordenadas espaciales del punto x^i para $i, j, k = 1, 2, 3$.

Tomando la ecuación vectorial en función de la velocidad, y considerando que esta tiene una forma $\vec{v} = \vec{v}^{(1)} + \vec{v}^{(2)}$; donde $\vec{v}^{(1)}$ es un campo solenoide y $\vec{v}^{(2)}$ es un campo no rotacional; se obtiene

$$\rho \left(\frac{\partial^2 \vec{v}^{(1)}}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 \vec{v}^{(2)}}{\partial t^2} \right) = (\lambda + \mu) \nabla (\nabla \cdot \vec{v}^{(2)}) + \mu \nabla^2 \vec{v}^{(1)} + \mu \nabla^2 \vec{v}^{(2)} \quad (2.1.15)$$

El campo vectorial $\vec{v}^{(1)}$ puede ser eliminado, hallando la divergencia de los dos lados de la ecuación

$$\rho \left(\frac{\partial^2 \nabla \cdot \vec{v}^{(2)}}{\partial t^2} \right) = (\lambda + \mu) \nabla^2 (\nabla \cdot \vec{v}^{(2)}) + \mu \nabla \cdot \nabla^2 \vec{v}^{(2)}. \quad (2.1.16)$$

Y como se considera que el campo de velocidad es continuo, se pueden intercambiar los operadores ∇ y ∇^2 quedando

$$\nabla \left(\rho \left(\frac{\partial^2 \vec{v}^{(2)}}{\partial t^2} \right) - (\lambda + 2\mu) \nabla^2 \vec{v}^{(2)} \right) = 0. \quad (2.1.17)$$

Ecuación que implica que

$$\nabla^2 \vec{v}^{(2)} - \frac{\rho}{(\lambda + 2\mu)} \left(\frac{\partial^2 \vec{v}^{(2)}}{\partial t^2} \right) = 0 \quad (2.1.18)$$

o de otra forma

$$\nabla^2 \phi(\vec{r}, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \phi(\vec{r}, t) = 0 \quad (2.1.19)$$

que es la ecuación de onda para medios continuos.

2. 1. 2 Velocidad del sonido. De la ecuación de onda, se tiene que

$$c^2 = \frac{\lambda + 2\mu}{\rho} \quad (2.1.20)$$

y considerando que $\lambda + 2\mu \approx B$, la expresión anterior queda como

$$c = \sqrt{\frac{B}{\rho}} = \sqrt{\frac{\partial P}{\partial \rho}} \quad (2.1.21)$$

donde B es el módulo de Bulk.

Para el caso particular de el aire, tenemos que si desarrollamos la ecuación (2.1.21) y reemplazamos los valores correspondientes en la ecuación resultante, tenemos que

$$c = \sqrt{\frac{1.4(8.314J/molK)}{0.02895Kg/mol}} \sqrt{T}, \quad (2.1.22)$$

con base en la cual, se obtiene una expresión aproximada de la velocidad

$$c = 331.4 + 0.6T_{c_c}, \quad (2.1.23)$$

la cual servirá para la definición de la velocidad linealizada para una temperatura de trabajo

$$T_{c_c} = 24.5^\circ C \quad (2.1.24)$$

Quedando definido el medio como isotérmico y con una velocidad del sonido

$$c = 346.1 \frac{m}{sg} \quad (2.1.25)$$

La cual se consideró como constante a lo largo de toda la investigación.

2.2 POTENCIALES RETARDADOS

Dada la ecuación de onda en su forma tensorial cartesiana, se obtiene su equivalente vectorial cartesiana

$$\nabla^2 \phi(\vec{r}, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \phi(\vec{r}, t) = f(\vec{r}, t) \quad (2.2.1)$$

cuya solución exacta viene dada por

$$\phi(\vec{r}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \iiint_{V_0} f(\tau, \vec{r}_0) \frac{1}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}_0|} \delta\left(t - \tau - \frac{1}{c} |\vec{r} - \vec{r}_0|\right) dV_0 d\tau \quad (2.2.2)$$

en donde se tiene que, para la integral, el tiempo de retardo $\tau = t - \frac{|\vec{r} - \vec{r}_0|}{c}$, por lo cual

$$\phi(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi} \iiint_{V_0} \frac{f\left(t - \frac{1}{c} |\vec{r} - \vec{r}_0|\right)}{|\vec{r} - \vec{r}_0|} dV_0 \quad (2.2.3)$$

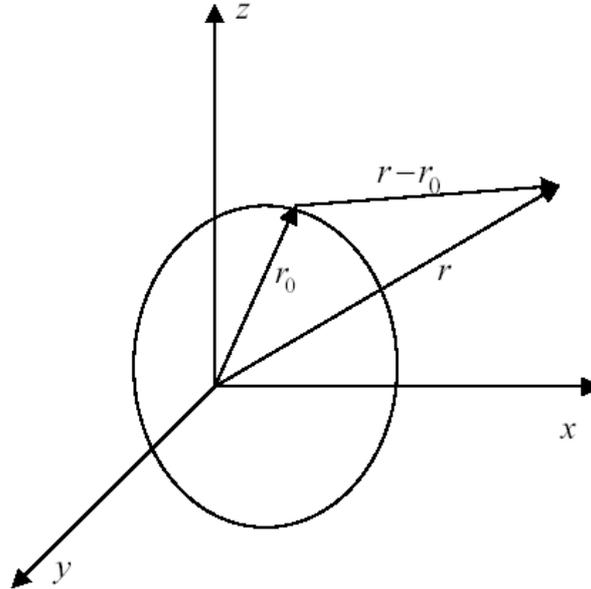
siendo \vec{r} y \vec{r}_0 , las coordenadas de un punto cualquiera en el espacio y del origen de la perturbación acústica (Figura 1).

Esta puede verse entonces como un filtro lineal, que tiene una salida $\phi(\vec{r}_0, t)$ como respuesta a una señal de excitación $f(\vec{r}_0, t)$. Estas señales se relacionan mediante la respuesta al impulso de Green.

El potencial de velocidad puede ser expresado como una presión acústica $P(\vec{r}, t)$ (Pa)

$$P(\vec{r}, t) = -\rho \frac{\partial}{\partial t} \phi(\vec{r}, t). \quad (2.2.4)$$

Figura 1. Distribución de fuente en el espacio



2.3 LA ECUACION DE HELMHOLTZ

Dada la ecuación de onda

$$\nabla^2 \phi(\vec{r}, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \phi(\vec{r}, t) = f(\vec{r}, t) \quad (2.3.1)$$

y considerando la señal de excitación armónica

$$f(\vec{r}, t) = \mu(t) \delta(\vec{r}) e^{j\omega t} \quad (2.3.2)$$

de donde; al descartar la dimensión temporal y considerando que $|\vec{r}| \ll ct$, o sea, que la fuente de la perturbación se encuentra dentro de la esfera radiante; se obtiene

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \phi(\vec{r}, t) = -\frac{\omega^2}{c^2} \phi(\vec{r}, t) = -k^2 \phi(\vec{r}, t) \quad (2.3.3)$$

quedando la ecuación de onda reducida a

$$(\nabla^2 + k^2) \phi(\vec{r}, t) = \mu(t) \delta(\vec{r}) e^{j\omega t} \quad (2.3.4)$$

por lo que, haciendo $\phi(\vec{r}, t) = \mu(t) e^{j\omega t} \psi(\vec{r}, t)$, esta ecuación se convierte en el problema de la función de Green para Helmholtz

$$(\nabla^2 + k^2) \psi(\vec{r}, t) = -\delta(\vec{r}) \quad (2.3.5)$$

cuya solución para la onda viajera que se aleja de la fuente viene dada por

$$G(\vec{r}|\vec{r}_0) = -\frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}_0|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}_0|} \quad (2.3.6)$$

que es la función de Green para el espacio libre y donde $k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda (rad/m). De la ecuación (2.3.6) se puede descartar el componente armónico $e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}_0|}$, para poder obtener la función de atenuación de la amplitud del campo de potencial como función de la distancia, lo que a su vez permite calcular valores estimados de presión (ecuación (2.2.4)) y de tensión entre terminales del receptor.

Entonces, cuando se tiene un arreglo de transductores en el punto \vec{r}_a , este se puede considerar como un sistema lineal el espacio, con una respuesta al impulso $\alpha(\vec{r}, t)$ (Figura 2). Cuando el arreglo de transductores es excitado con una señal eléctrica $x(\vec{r}_a, t)$, este produce una excitación en el medio conocida como distribución de fuente $f(\vec{r}_a, t)$, la cual no es más que la convolución de la señal de excitación eléctrica con la respuesta al impulso del arreglo de transductores

$$f(\vec{r}_a, t) = x(\vec{r}_a, t) * \alpha(\vec{r}_a, t) \quad (2.3.7)$$

Esta función puede verse del mismo modo en el dominio de la frecuencia como

$$F(\vec{r}_a, f) = X(\vec{r}_a, f) * A(\vec{r}_a, f) \quad (2.3.8)$$

donde $A(\vec{r}_a, f)$ es la función de apertura compleja y f es la frecuencia transmitida (Hz). La magnitud de la función de apertura compleja, se conoce como ventana de apertura y la fase, como el desfase en el espacio.

Así mismo, estas ecuaciones pueden expresarse en el dominio del tiempo como

$$f(\vec{r}_a, t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\vec{r}_a, f) A(\vec{r}_a, f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.3.9)$$

o de otra forma, como

$$f(\vec{r}_a, t) = \mathfrak{S}^{-1} \{ X(\vec{r}_a, f) A(\vec{r}_a, f) \} \quad (2.3.10)$$

Recíprocamente, si se tiene el arreglo de transductores trabajando en modo pasivo, este producirá una señal eléctrica en respuesta a una excitación hecha por el medio de la misma forma que el modo activo, por lo cual, al hacer el análisis en el espacio lejano se puede eliminar la distinción entre modo activo y pasivo, quedando

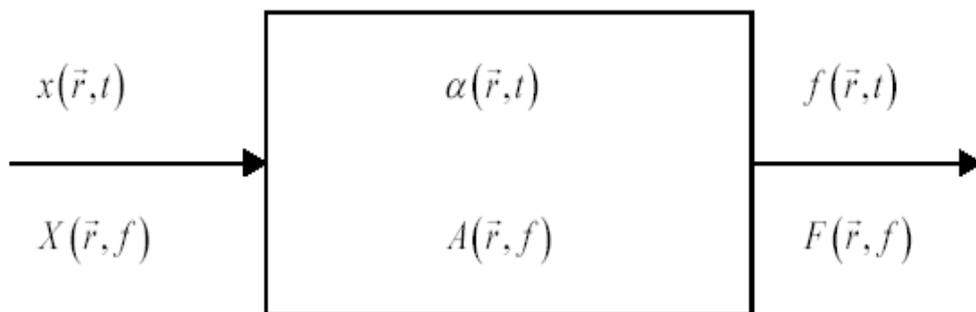
$$\phi(\vec{r}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \iiint_{V_0} X(\vec{r}_0, f) A(\vec{r}_0, f) G(\vec{r}|\vec{r}_0) dV_0 e^{j2\pi ft} df \quad (2.3.11)$$

lo cual se reduce a

$$\phi(\vec{r}, t) = \iiint_{V_0} f(\vec{r}_0, t) G(\vec{r}|\vec{r}_0) dV_0 \quad (2.3.12)$$

que representa la solución de la ecuación de onda para la onda estacionaria.

Figura 2. Representación del transductor como un sistema lineal



2.4 APROXIMACIONES DE LA FUNCION DE GREEN

A una corta distancia del proyector, se puede observar que este no irradia como una fuente puntual de sonido³. En el espacio cercano, la intensidad acústica es resultado de la contribución individual de múltiples fuentes radiantes. Es por esta razón que el campo acústico es irregular y no decrece suavemente a medida que se incrementa la distancia, como si sucede en el espacio lejano. Sobre este fenómeno, se han desarrollado una gran cantidad de estudios tendientes a establecer la frontera entre estas dos regiones.

Para este caso en particular se estudiará la aproximación al espacio cercano (Fresnel) y la de espacio lejano (Fraunhofer), así como los criterios que delimitan dichas regiones.

2.4.1 Aproximación binomial. El término $|\vec{r} - \vec{r}_0|$ en la función de Green para la onda estacionaria, define el rango dentro del cual la aproximación a la función de Green es válida. Este término puede escribirse como

$$|\vec{r} - \vec{r}_0| = r\sqrt{1+a} \quad (2.4.1)$$

donde

$$a = \left(\frac{r_0}{r}\right)^2 - 2\frac{\hat{r}\cdot\vec{r}_0}{r} \quad (2.4.2)$$

Entonces, haciendo uso de la expansión binomial, se tiene que

$$\sqrt{1+a} \approx \left(1 + \frac{a}{2} + \frac{a^2}{8} + \dots\right), \quad |a| \ll 1 \quad (2.4.3)$$

por lo que

$$|\vec{r} - \vec{r}_0| \approx r\left(1 + \frac{a}{2} + \frac{a^2}{8} + \dots\right), \quad |a| \ll 1 \quad (2.4.4)$$

³ URICK, Robert. Principles of underwater sound. New York: McGraw-Hill Book Company, 1983. p. 72.

2. 4. 2 Aproximaciones para el espacio cercano. Para hacer una aproximación del factor de fase de la función de Green, se pueden tomar los tres primeros términos de la expansión binomial, descartando los que tengan exponente por encima de dos.

$$|\vec{r} - \vec{r}_0| \approx r - \hat{r} \cdot \vec{r}_0 + \frac{r_0^2 - (\hat{r} \cdot \vec{r}_0)^2}{2r}, \quad |a| \ll 1 \quad (2.4.5)$$

Reemplazando en la función de Green, se obtiene

$$g_f(\vec{r}|\vec{r}_0) \approx -\frac{e^{-jkr}}{4\pi r} e^{jk\hat{r} \cdot \vec{r}_0} e^{\left[-jk \frac{r_0^2 - (\hat{r} \cdot \vec{r}_0)^2}{2r}\right]}, \quad |a| \ll 1 \quad (2.4.6)$$

como la expansión de la función de Green para el espacio cercano.

2. 4. 3 Aproximación de Fresnel. Si se utilizan solo los dos primeros miembros de la aproximación binomial, se obtendrá la aproximación de Fresnel para el espacio cercano

$$g_f(\vec{r}|\vec{r}_0) \approx -\frac{e^{-jkr}}{4\pi r} e^{jk\hat{r} \cdot \vec{r}_0} e^{\left[-jk \frac{r_0^2}{2r}\right]} \quad (2.4.7)$$

Comparando la aproximación anterior con la binomial, se puede observar que ellas solo difieren en el producto punto cuadrático. En base a esto, se puede calcular la validez de la aproximación de Fresnel, ya que de acuerdo a lo anteriormente descrito, se puede afirmar que

$$r_0^2 \gg (\hat{r} \cdot \vec{r}_0)^2 \quad (2.4.8)$$

Del mismo modo, se puede probar que⁴ $|a| \ll 1$ siempre que se cumpla

$$r \gg \begin{cases} r_0 \left(\sqrt{1 + \cos^2 \varphi} + \cos(\varphi) \right), & 0 \leq \varphi \leq \pi/2 \\ r_0 \left(\sqrt{1 + \cos^2 \varphi} - \cos(\varphi) \right), & \pi/2 \leq \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (2.4.9)$$

donde φ es el ángulo entre \vec{r} y \vec{r}_0 .

⁴ ZIOMEK, L. J. Acoustic field theory and space time signal processing, citado por Guarín, Humberto. Phased array sonar for three dimensional near field acoustic imaging. Coral Gables: University of Florida, 1996. p. 12.

El ángulo⁵

$$\varphi_{\min} \leq \varphi \leq \varphi_{\max} \quad (2.4.10)$$

para el cual la aproximación es válida, es

$$72^\circ \leq \varphi \leq 108^\circ \quad (2.4.11)$$

2. 4. 4 Fronteras del espacio cercano. Reemplazando los valores límite de φ , en la ecuación de la aproximación de Fresnel, se obtiene

$$r > 1.356R \quad (2.4.12)$$

donde R es la máxima distancia a un punto de la fuente o la máxima extensión del arreglo.

El factor cuadrático de fase, en la expansión binomial de la función de Green, es el responsable de la curvatura de la forma de onda, y se utiliza como medio para deducir un criterio mediante el cual se establezca la frontera entre el campo lejano y cercano. De la función expandida de Green se obtiene que este factor puede ser escrito como

$$e^{\left(-j\pi\frac{r_0^2}{\lambda r}\right)} \quad (2.4.13)$$

Cuando este factor de fase tiende a cero, el frente de onda tendrá una curvatura despreciable, lo cual ocurre cuando

$$\pi\frac{r_0^2}{\lambda r} \ll 1 \quad (2.4.14)$$

o de otra forma

$$r > \pi\frac{r_0^2}{\lambda} \quad (2.4.15)$$

Tomando los resultados de la ecuación (2.4.12) y (2.4.15), como lo muestra la Figura 3, se definen los límites de la región de espacio cercano

$$1.356R < r < \pi\frac{R^2}{\lambda} \quad (2.4.16)$$

⁵ Ibid., p. 12.

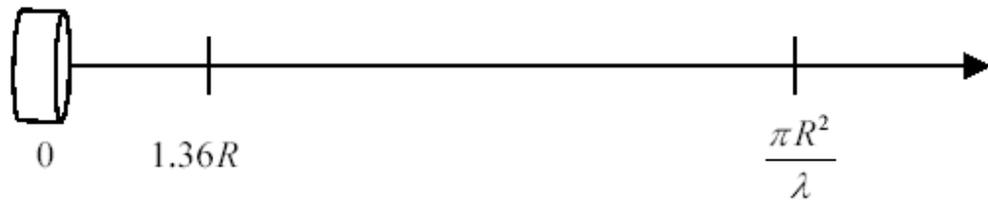
y los de espacio lejano

$$r) \pi \frac{R^2}{\lambda}. \quad (2.4.17)$$

2. 4. 5 Aproximación de Fraunhofer. De la aproximación de Fresnel para el espacio cercano, se puede obtener una aproximación para el espacio lejano, si se desprecia el término cuadrático de fase, quedando la aproximación de Fraunhofer para el espacio lejano que viene dada por:

$$g_f(\vec{r}|\vec{r}_0) \approx -\frac{1}{4\pi} e^{-jkr} e^{jk\vec{r}\cdot\vec{r}_0}, \quad |a| \ll 1. \quad (2.4.18)$$

Figura 3. Campos de Fresnel y Fraunhofer



De las ecuaciones (2.4.12) y (2.4.17) se puede deducir que para el caso de los transductores seleccionados para el desarrollo práctico de la investigación, lejano es

$$r > 12.86cm \quad (2.5.1)$$

Tomando R como el diámetro del transductor

$$R = 24.3mm \quad (2.5.2)$$

2.5 TRANSDUCTORES

Según Horton, <<Cualquier parte de un sistema de transmisión de energía la cual, por conveniencia, se puede considerar como una subdivisión con distintas propiedades, se conoce como transductor>>⁶. Un transductor puede definirse de manera formal como un elemento de un sistema de transmisión de energía que conecta una parte de dicho sistema, conocida como fuente, con una segunda, conocida como carga. Esta definición se puede aplicar tanto a sistemas en los que la energía transmitida de la fuente a la carga no cambia de forma, como a sistemas en los que esta energía experimenta un cambio de una forma a otra. En este caso, nuestro estudio se centra en transductores que además de transmitir energía de una parte del sistema a otro, realicen al mismo tiempo un cambio de energía eléctrica a acústica o viceversa. sin importar la dirección en la que se de la conversión, estos elementos se conocen como transductores electroacústicos. Un transductor que se utilice para transmitir energía acústica a un medio, se conoce como proyector. Un transductor que se utilice para recibir ondas acústicas se conoce como receptor o hidrófono. Una gran cantidad de transductores en el mercado pueden realizar las dos funciones, por lo que se conocen como transreceptores o de manera general como transductores de sonar.

2.5.1 Transductores piezoeléctricos. Según Jordan y Ounaies, el efecto piezoeléctrico se define como <<Un efecto lineal que se relaciona con la estructura microscópica de los sólidos>>⁷. Algunos materiales cerámicos se polarizan al experimentar un esfuerzo; este fenómeno lineal y reversible se conoce como efecto piezoeléctrico directo. Este efecto piezoeléctrico directo siempre se encuentra acompañado de un efecto piezoeléctrico inverso, en el cual un sólido sufre un esfuerzo en presencia de un campo eléctrico. El efecto piezoeléctrico se debe fundamentalmente a la distribución microscópica de cargas iónicas dentro de la estructura de un cristal. En ausencia de estrés, las cargas se distribuyen de manera simétrica y el momento del dipolo es cero. Cuando se aplica un esfuerzo, estas

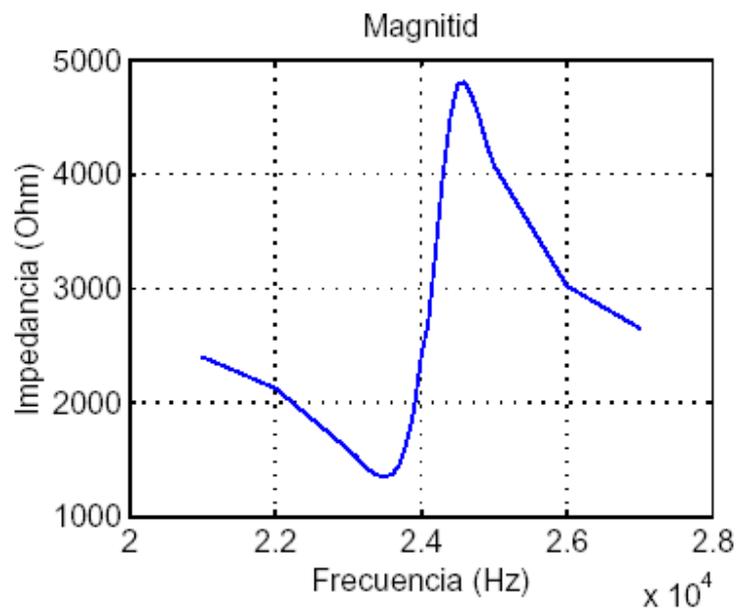
⁶ HORTON, Warren. Fundamentals of sonar. Annapolis: United States Naval Institute, 1957. p. 121.

⁷ JORDAN, T. L. Piezoelectric ceramic characterization. Hampton: Langley Research Center, 2001. p. 2.

cargas iónicas se desplazan, haciendo que la distribución no sea simétrica, llevando a una polarización de la red cristalina, lo que a su vez resulta en un campo eléctrico externo.

2. 5. 2 Método resonante y circuito equivalente. Cualquier cuerpo con masa, posee cierta frecuencia en la cual tiende a resonar. Cuando es excitado a dicha frecuencia, f_r , el cuerpo resonará a mayor amplitud que en otras frecuencias. Siguiendo a la frecuencia resonante, se encuentra la frecuencia anti-resonante, f_a , la cual se encuentra en el punto en el que la impedancia es máxima y el cuerpo oscila a mínima amplitud. Un ejemplo de un comportamiento típico de la impedancia de un transductor cerámico se muestra en la Figura 4.

Figura 4. Impedancia de la cerámica piezoeléctrica en resonancia



En resonancia, un transductor puede ser modelado mediante el circuito de la Figura 5. Este circuito se conoce comúnmente como el modelo de Van Dyke's⁸ y es el recomendado por la estándar de piezoelectricidad de la IEEE. El modelo de Van Dyke's puede aplicarse en transductores de alto factor de calidad en los que la disipación térmica puede despreciarse. Para efectos del análisis de los transductores reales, se considera un circuito equivalente con carga mecánica, mostrado en la figura 6, en el cual se diferencian tanto el sistema eléctrico como el mecánico y será el modelo con el cual se realizará la caracterización del sistema transductor.

Figura 5. Circuito de Van Dyke's

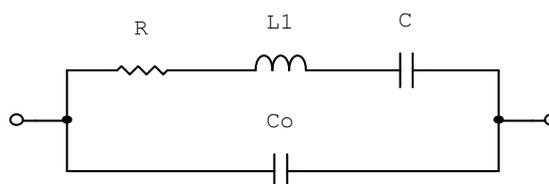
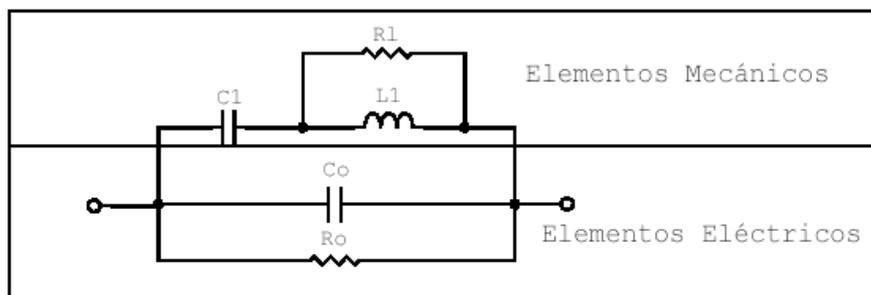


Figura 6. Modelo del transductor piezoeléctrico con carga



2. 5. 3 Patrón de haz para transductores circulares planos. Cuando el transductor está construido de tal forma que se pueda considerar que sus elementos constitutivos estén muy

⁸ JORDAN, T. L. Op. cit., p. 90.

cercanos entre sí, el arreglo se torna continuo y el patrón de radiación se halla mediante una integral y no mediante una sumatoria finita.

Para un transductor circular de diámetro D, el patrón de radiación viene dado por⁹

$$v(\theta) = \left[\frac{2J_1 \left[\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \sin(\theta - \theta_0) \right]}{\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \sin(\theta - \theta_0)} \right]^2 \quad (2.5.3)$$

Donde $J_1 \left[\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \sin(\theta - \theta_0) \right]$ es la función de Bessel de primer orden del argumento $\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \sin(\theta - \theta_0)$ y viene dada por¹⁰

$$J_n(x) = \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(-1)^r \left(\frac{x}{2} \right)^{n+2r}}{r!(n+r)!} \quad (2.5.4)$$

Haciendo que el orden n sea igual a 1.

El resultado de la simulación de la ecuación (2.5.3) permitió la obtención de los estimados teóricos máximos para el calculo del ángulo de incidencia de la onda en las pruebas en modo pasivo.

2.6 ARREGLOS DE DESFASAMIENTO

Para el análisis del comportamiento de los arreglos de desfaseamiento, se tomara como punto de partida el comportamiento en el espacio lejano, con base en lo cual se estudiara las implicaciones de este tipo de sistema en la detección y visualización de fuentes acústicas.

Tomando en cuenta el análisis matemático de este tipo de arreglos, se podrá probar que las características y patrones de radiación pueden ser alterados mediante la variación de la amplitud y la fase, tanto de la señal transmitida, como de la recibida.

⁹ URICK, Op. cit., p. 59

¹⁰ LAMBEE C.G.. Ecuaciones diferenciales para ingenieros y científicos. México: UTEHA, 1964. p.181

Para efectos prácticos, se considerarán arreglos de transductores idénticos, lo que a su vez implica que los patrones de radiación vendrían solo a depender del posicionamiento espacial de los transductores y de la relación de interferencia entre las diversas señales radiadas por estos sistemas.

2. 6. 1 Arreglo lineal. El patrón de radiación de una línea de transductores equidistantes y de igual fase, puede deducirse, considerando un frente de onda de presión plano, incidente con un ángulo θ a la línea de M de tales elementos (Figura 7).

Cada transductor presentará una respuesta de voltaje entre sus terminales $v(n,t)$, como resultado de una señal de presión $P(\vec{r},t)$ en el espacio lejano. La señal recibida en el transductor “0” es

$$v(\theta) = R_0 e^{-j\omega t} = R_0 e^{-j2\pi ft} \quad (2.6.1)$$

en donde la respuesta en amplitud y fase viene dada por

$$R_m = a_m e^{j\theta_m} \quad (2.6.2)$$

Asumiendo una potencia de entrada unitaria y un canal de transmisión sin pérdidas, se tiene que la diferencia de camino entre los rayos que llegan al transductor “0” y “1”, es

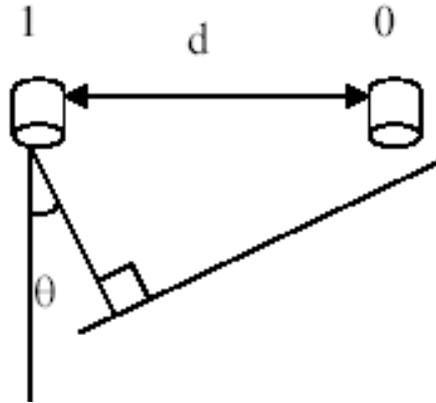
$$l_m = m d_x \sin \theta \quad (2.6.3)$$

lo que puede expresarse como diferencial de tiempo de la forma

$$\tau = \frac{d_x}{c} \sin \theta \quad (2.6.4)$$

que es a su vez la diferencia de tiempo que hay entre la llegada de un rayo al transductor “0” y la llegada del mismo rayo al transductor “1”.

Figura 7. Arreglo lineal de transductores equidistantes



La señal recibida en el transductor “1” en función de θ es

$$v_1(\theta) = R_1 e^{-j(t-\tau)} = R_1 e^{-j(2\pi ft - kd_x \sin \theta)} \quad (2.6.5)$$

$$v(\theta) = R_1 e^{-j(2\pi ft - \alpha_x)} \quad (2.6.6)$$

donde $k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el numero de onda, c es la velocidad del sonido y α , que viene dada por:

$$\alpha_x = kd_x \sin \theta \quad (2.6.7)$$

es el cambio de fase entre dos transductores consecutivos.

Sumando las contribuciones individuales de cada transductor, se obtiene

$$v(\theta) = \sum_{m=-M}^M R_m e^{j(2\pi ft - m\alpha_x)} \quad (2.6.8)$$

2. 6. 2 Función del arreglo lineal. La función del arreglo lineal, independiente del tiempo y apuntada hacia el ángulo θ_0 , es

$$v(\theta) = \sum_{m=-M}^M R_m e^{jm(\alpha_x - \alpha_{x0})} \quad (2.6.9)$$

donde

$$\alpha_{x_0} = kd_x \sin \theta_0 \quad (2.6.10)$$

Si se considera que $R_m = 1$, para un arreglo de $M_x = 2M + 1$ transductores simétricos con respecto a un transductor de referencia central, se puede decir que

$$v(\theta) = \left\{ \frac{\sin \left(\frac{M_x \pi d_x}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right)}{\sin \left(\frac{\pi d_x}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right)} \right\} \quad (2.6.11)$$

en donde el arreglo se encuentra centrado en el eje cuando $\theta_0 = 0$.

3. DISEÑO DEL PROTOTIPO

El sistema propuesto consta de una fuente transmisora coherente, de frecuencia controlada por medio de un microcontrolador; y de un arreglo lineal de 2 transductores, cuyas señales serán utilizadas para realizar la detección de la presencia de un eco, permitiendo su uso en el cálculo de la posición del blanco o del desfase entre los frentes de onda recibidos por el arreglo de transductores.

En este capítulo se discutirán las características de transmisión y recepción de los transductores utilizados, el diseño, construcción y calibración del circuito de transmisión, recepción y control; así como de los programas desarrollados para el microcontrolador central de la tarjeta madre y de visualización en un PC. Para el desarrollo de este proyecto se tuvo como premisa de diseño la capacidad de permitir la ampliación del número de canales en múltiplos de 2, mediante la adición de circuitos adicionales y con cambios en los programas de control y visualización.

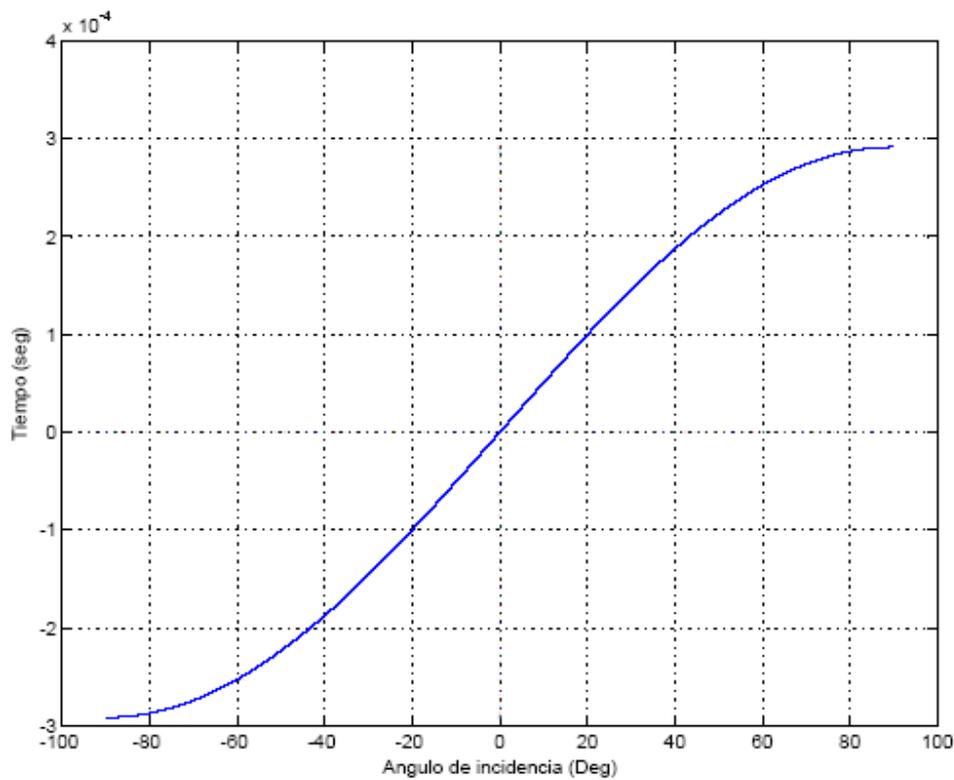
3.1 DISEÑO DEL CIRCUITO

Para el diseño del circuito se consideró en primer lugar la necesidad de realizar una caracterización de los transductores seleccionados para el arreglo de transmisión y de recepción, para luego, teniendo en cuenta los resultados de las pruebas, diseñar el arreglo de transductores receptores, el circuito de potencia para la transmisión y los circuitos de detección de eco necesarios para calcular la posición de los blancos acústicos.

3.1.1 Diseño del circuito de control. El circuito de control se diseñó teniendo en cuenta en primer lugar la aplicabilidad de diversos protocolos de comunicación, de tal forma que se pudieran interconectar un número no definido de tarjetas madre, logrando así

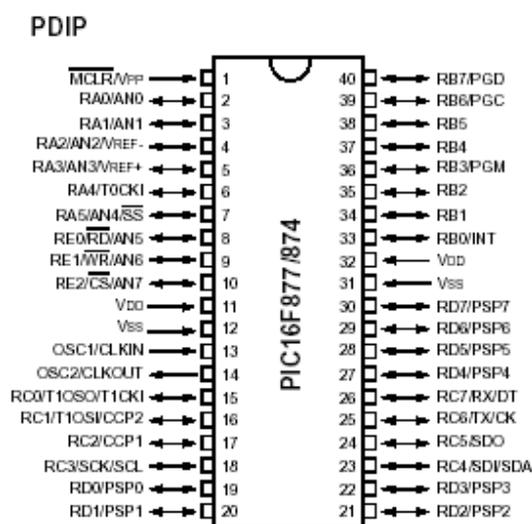
versatilidad a la hora de experimentar con otros esquemas de detección diferentes al propuesto inicialmente. Otro parámetro importante fue la necesidad de que la programación del microcontrolador se hiciera in-circuit vía RS232, acortando de esta forma los tiempos de reprogramación y dinamizando el proceso de desarrollo del programa de control de los dispositivos periféricos. Otro parámetro importante fue la estimación teórica de la diferencia de los tiempos de vuelo del frente de onda recibido entre dos transductores adyacentes para el experimento del cálculo del ángulo de incidencia (Figura 8), con lo que se pudo obtener una apreciación de los intervalos de tiempo que tendrían que ser medidos por el circuito de control y determinar si el microcontrolador seleccionado era capaz de temporizar dicho fenómeno.

Figura 8. Desfasamiento entre dos transductores adyacentes



La tarjeta madre tiene como núcleo principal, un microcontrolador CMOS FLASH Microchip® PIC16F877 de 40 pines (Figura 9), el cual es una CPU RISC de alto rendimiento de arquitectura HARVARD, con una velocidad de procesamiento máxima de 20MHz. Este microcontrolador fue seleccionado debido a que en primer lugar permite la programación in-circuit vía RS232 con los programas con los que se contó desde el principio de la investigación y sin requerir del uso del ICSP. De igual forma se tuvo en cuenta que este integrado tiene 3 temporizadores, de los que se presupuestó utilizar 2 y dejar uno disponible para cualquier eventualidad futura no contemplada en los objetivos de la investigación, así como el hecho de que posee interrupciones por cambio en el puerto B, indispensables para el planteamiento metodológico del circuito de detección. Otra característica importante es que posee 8 canales analógicos que pueden ser utilizados en futuras investigaciones, de igual forma como puede interconectarse por medio de diversos protocolos de comunicación serial y paralela.

Figura 9. Diagrama de pines del PIC16F877



Microchip® Technology Inc.

comunicación por medio de los protocolos habilitados por el fabricante para el dispositivo en particular.

De acuerdo con los parámetros de versatilidad y viabilidad de interconexión de las tarjetas diseñadas, se habilitaron todos los puertos disponibles en el PIC16F877, quedando a disposición del programador, listos para cualquier otra aplicación no contemplada inicialmente, siendo el puerto B el único con pull-up externo configurable por jumpers dando un gran margen en las posibilidades de configuración del puerto B incrementando así la versatilidad en el uso del mismo a lo largo de la investigación.

Otra característica importante del diseño de la tarjeta es la habilitación de un puerto independiente para la comunicación con el PC vía RS232 (Figura 9), para lo cual se destinaron los pines RC6 y RC7 del integrado, y se desarrolló un módulo de interconexión para el puerto serial, que contiene un buffer de transmisión y recepción de dos vías de referencia MAX232 (Figura 11). Así mismo se configuró el puerto análogo RA0 para la medición de la temperatura ambiente y posterior cálculo de la velocidad del sonido de acuerdo con la ecuación (2.1.23).

3. 1. 2 Caracterización del transductor. El transductor seleccionado para el diseño del prototipo es un transductor de tipo piezoeléctrico de referencia 0D24K2, del cual no se tenían datos técnicos a cerca de su comportamiento eléctrico, mecánico ni de los límites de funcionamiento óptimo.

En primer lugar, se realizó una serie de mediciones de impedancia contra frecuencia de excitación (Tabla 1) haciendo uso de un medidor de elementos eléctricos de frecuencia variable, con lo cual se pudo obtener una representación gráfica de dicho comportamiento y de acuerdo con el modelo de transductor piezoeléctrico planteado en la sección 1.5.2, se calculó tanto su comportamiento en magnitud, como de fase para el intervalo cercano a la

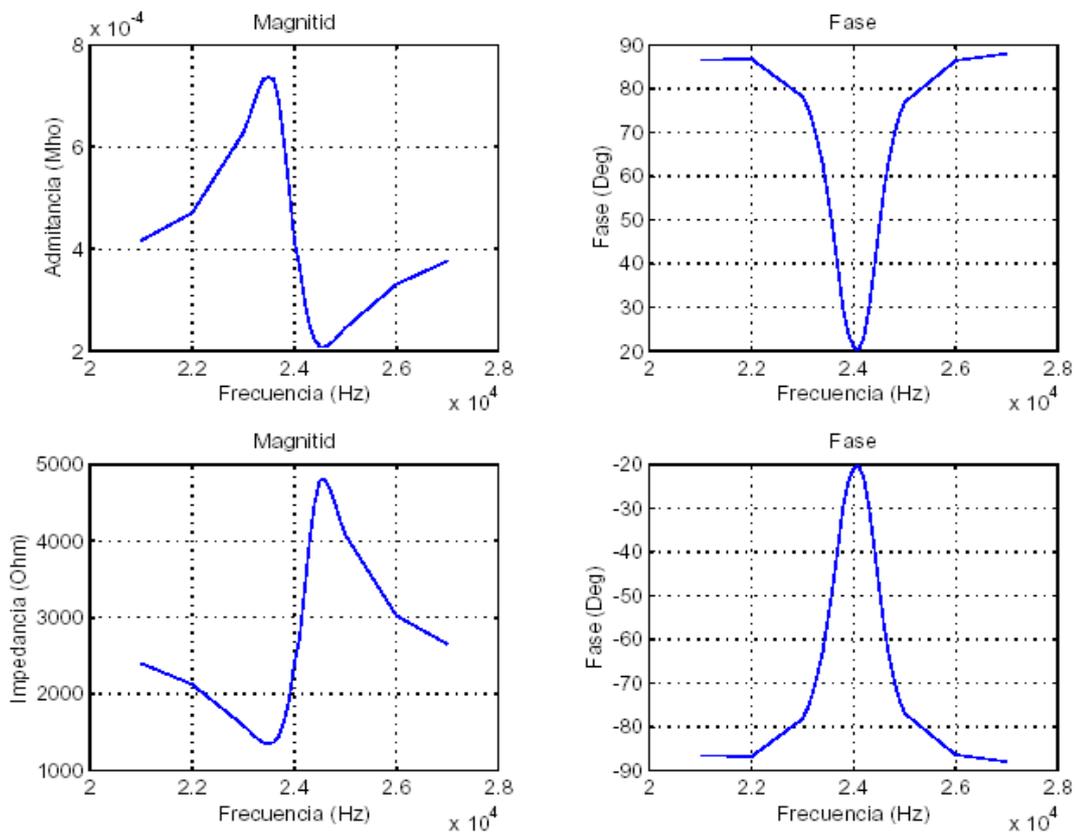
Que a su vez definen el factor de calidad²²

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} = 23.5 \quad (3.1.5)$$

Y la frecuencia central de trabajo

$$f_T = 24\text{KHz} \quad (3.1.6)$$

Figura 12. Grafica de impedancia y admittancia del transductor 0D24K2



²² AIRMAR TECHNOLOGY CORP. Sensor design fundamentals. S./ : AIRMAR TECHNOLOGY CORP. p.1- 30.

Figura 13. Gradiente de impedancia contra frecuencia

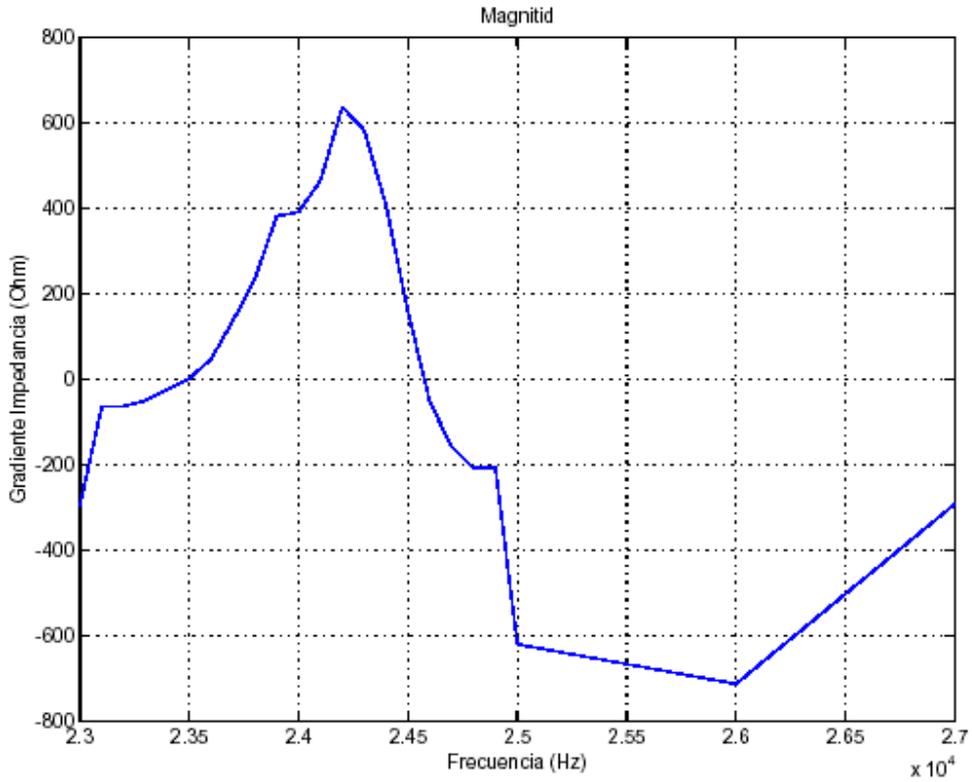


Tabla 1. Valores de resistencia y capacitancia contra frecuencia

F (Hz)	C (faradios)	R (Ohmios)
5.000000e+001	2.9100000e-009	7.0820000e+007
1.0000000e+002	2.9000000e-009	3.5000000e+007
1.0000000e+003	2.8000000e-009	3.5000000e+006
1.0000000e+004	2.8000000e-009	3.1350000e+005
2.0000000e+004	3.0000000e-009	6.1320000e+004
2.1000000e+004	3.1500000e-009	3.9510000e+004
2.2000000e+004	3.4000000e-009	3.8100000e+004
2.3000000e+004	4.2500000e-009	7.8000000e+003
2.3100000e+004	4.3600000e-009	6.2000000e+003
2.3200000e+004	4.4600000e-009	4.8000000e+003
2.3300000e+004	4.5000000e-009	3.7000000e+003
2.3400000e+004	4.4300000e-009	2.9700000e+003
2.3500000e+004	4.1000000e-009	2.3800000e+003

2.3600000e+004	3.6400000e-009	2.0200000e+003
2.3700000e+004	2.8700000e-009	1.8500000e+003
2.3800000e+004	2.0000000e-009	1.8800000e+003
2.3900000e+004	1.4000000e-009	2.1000000e+003
2.4000000e+004	9.8500000e-010	2.5700000e+003
2.4100000e+004	8.4500000e-010	2.8800000e+003
2.4200000e+004	7.7440000e-010	3.6200000e+003
2.4300000e+004	8.1230000e-010	4.5700000e+003
2.4400000e+004	9.0350000e-010	5.7400000e+003
2.4500000e+004	1.0100000e-009	7.1700000e+003
2.4600000e+004	1.1300000e-009	8.8600000e+003
2.4700000e+004	1.2400000e-009	1.0780000e+004
2.4800000e+004	1.3400000e-009	1.2950000e+004
2.4900000e+004	1.4400000e-009	1.5370000e+004
2.5000000e+004	1.5200000e-009	1.8000000e+004
2.6000000e+004	2.0200000e-009	4.7920000e+004
2.7000000e+004	2.2200000e-009	7.5250000e+004
2.8000000e+004	2.3300000e-009	9.3130000e+004
2.9000000e+004	2.4000000e-009	1.0260000e+005
3.0000000e+004	2.4400000e-009	1.0610000e+005
4.0000000e+004	2.6200000e-009	8.0400000e+004
5.0000000e+004	2.7000000e-009	5.1500000e+004
6.0000000e+004	5.4000000e-009	8.4320000e+005
7.0000000e+004	2.3300000e-009	4.8400000e+004
1.0000000e+005	1.7700000e-009	8.2000000e+003
2.0000000e+005	3.0000000e-009	5.5000000e+003
3.0000000e+005	2.9560000e-010	2.4490000e+003

3. 1. 2. 1 Patrón de radiación del transductor. Basados en la ecuación para transductores circulares planos continuos definida por la ecuación (1.5.1), se pudo obtener el patrón de radiación de transductor 0D24K2, basado en sus medidas físicas y la longitud de onda de trabajo

$$D = 24.3mm \quad (3.1.7)$$

$$\lambda = 14.3mm \quad (3.1.8)$$

En primer lugar se estudió una gráfica de presión relativa, en la que se pudo observar la posición del lóbulo principal y los secundarios (Figura 14a), su representación en escala

logarítmica (Figura 14b), así como se pudo obtener el modelo para su aplicación en el diseño del arreglo de transductores.

Del mismo modo, se obtuvo la gráfica de pérdida vs. ángulo con base en el cual se pudo obtener una estimación teórica del ancho del lóbulo principal del transductor, el cual se utilizó para definir los límites teóricos de detección angular y los objetivos propuestos. Este se encuentra entre los extremos del intervalo que se encuentra sobre los -3dB (Figura 15) y que es igual a

$$-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ \quad (3.1.9)$$

Experimentalmente se pudo cuantificar el ancho del lóbulo, midiendo el punto de -3dB, el cual se encontró a 45° del eje central del transductor.

Figura 14. Patrón de radiación del transductor 2D24K2

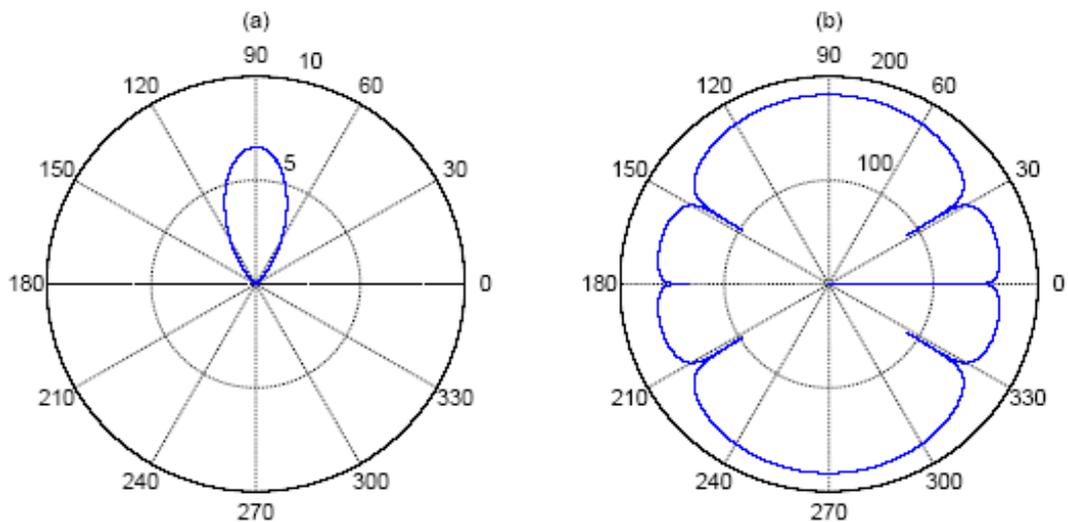
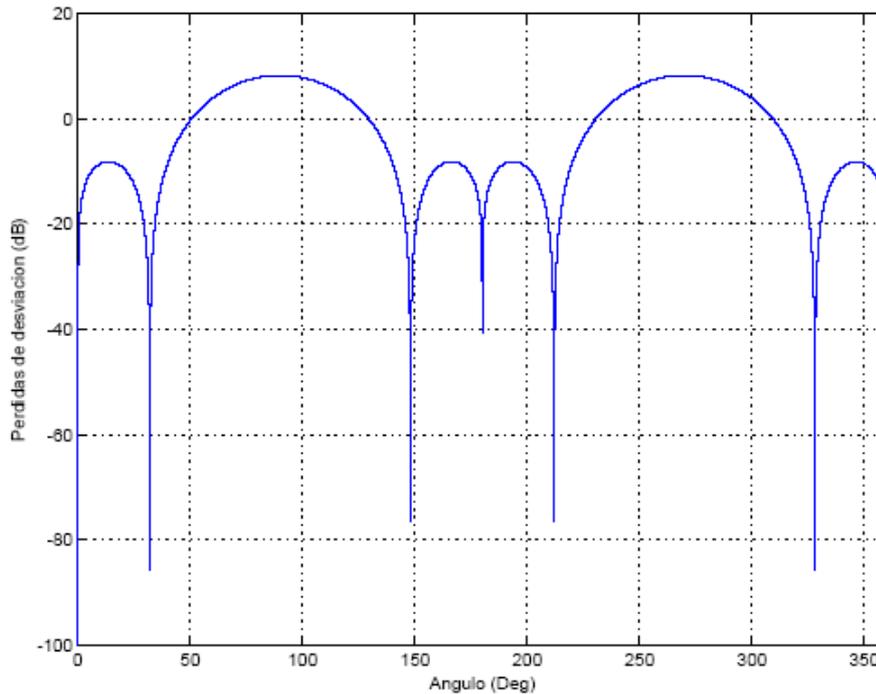


Figura 15. Perdida de desviación



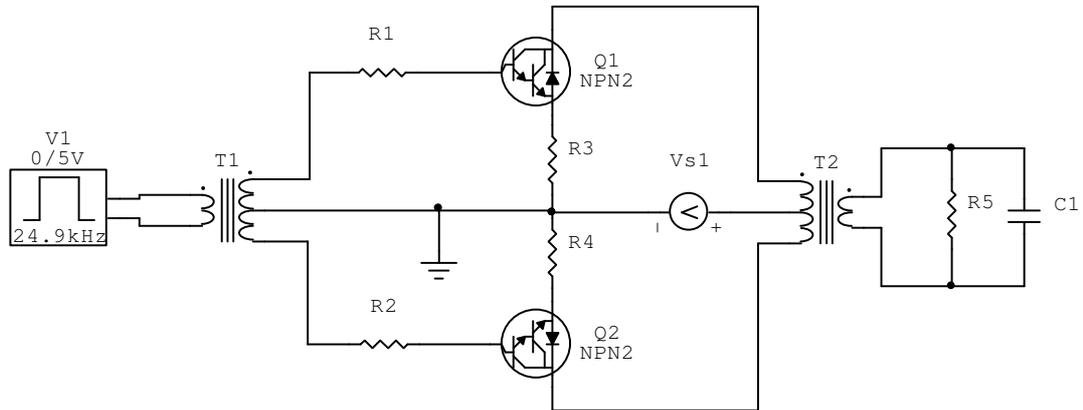
3. 1. 3 Definición de parámetros de diseño de la etapa de potencia. La etapa de potencia diseñada consta de dos transistores BJT de potencia en configuración clase B push-pull²³ (Figura 16), los cuales son excitados por una señal bipolar, la cual tuvo que ser generada con base en un microcontrolador que solo genera señales monopolares. Este efecto se logró creando un flujo magnético alternante en el núcleo de un transformador de desacople, debido a dos trenes de pulso monopolares desfasados 180° que alimentan el primario de dicho transformador, el cual se seleccionó teniendo en cuenta los siguientes parámetros

$$f_{HTx1} \geq 24KHz \quad (3.1.10)$$

$$\frac{N_L}{N_C} \approx 1 \quad (3.1.11)$$

²³ GIACOLETTO, L.J.. Electronics designers' handbook. New York: McGraw-Hill, 1977. p. 14-31

Figura 16. Circuito Básico del amplificador clase B push-pull



Para seleccionar el transformador de potencia se tuvieron en cuenta los siguientes parámetros

$$f_{HTx2} \geq 24KHz \quad (3.1.12)$$

$$\frac{N_L}{N_C} \geq 5 \quad (3.1.13)$$

$$Z_{ij} \approx 0 \quad i, j = 1, 2 \quad (3.1.14)$$

Para la alimentación de la etapa de potencia del prototipo se seleccionó una fuente monopolar de mínimo $V_{S1} = 5V_{DC}$, de tal forma que se pudieran realizar las pruebas de resistencia física de los transductores de potencia, definir el alcance del prototipo, variar la potencia de salida y facilitar la experimentación.

Finalmente, se definió que la totalidad del circuito del prototipo debía ser alimentada por la misma fuente de tensión.

Del mismo modo, se consideraron los siguientes factores referentes a la fuente de la señal²⁴

$$I_{I/OMax} = 25mA \quad (3.1.15)$$

$$V_{OH} = V_{DD} - 0.7 \quad (3.1.16)$$

los cuales deben ser considerados a la hora de calcular los valores del lado de base de la etapa de potencia.

3. 1. 4 Diseño del circuito de potencia. De acuerdo con los resultados obtenidos en la etapa de caracterización del transductor de potencia, al modelo matemático y al principio físico que rige el fenómeno piezoeléctrico, se pudo definir que la señal de excitación requerida entre las terminales del transductor debía ser un tren de pulsos bipolar de frecuencia (Tabla 1)

$$f_{tren} = 24KHz \quad (3.1.17)$$

El cual debía ser obtenido, partiendo de un tren de pulsos monopolar de frecuencia controlada producido por el sistema de microcontrolador.

Este resultado se logró mediante la producción de un tren de pulsos monopulares diferenciales entre los pines RB1 y RB2 del microcontrolador, los cuales se encuentran desfasados 180° y sirven para alimentar las dos terminales del primario del transformador de desacople con relación de transformación 1:1.2 y generar un flujo magnético variable en su núcleo, obteniendo de esta forma dos señales bipolares entre las terminales del secundario del transformador y la derivación central del mismo.

Según los parámetros de diseño del circuito de potencia y a las características propias de la señal de excitación del transductor de potencia, se decidió trabajar el arreglo push-pull de transistores en modo de conmutación, para lo cual se tuvo que seleccionar un valor de resistencia de base que limitara el valor de la corriente $I_{I/O}$.

²⁴ Microchip Technology Inc.. PIC16F87X Data Sheet. s./ : Microchip Technology Inc. p.151-190.

Para el prototipo se seleccionó una resistencia de base

$$R_b = 4.7k\Omega \quad (3.1.18)$$

La cual, junto con la resistencia de emisor

$$R_E = 1\Omega \quad (3.1.19)$$

Limitarán tanto la corriente de base como la de colector del arreglo de transistores, permitiendo controlar la potencia de salida del amplificador de potencia y de la fuente del tren de pulsos.

Como transformador de potencia se seleccionó un transformador con relaciones de transformación 1:10 y 1:6, con núcleo de ferrita y baja impedancia de entrada y salida, con lo cual no se altera el funcionamiento calculado para el circuito de potencia.

3. 1. 5 Diseño del circuito detector de eco. El circuito de detección de eco consta primordialmente del transductor, el cual; según la caracterización del sistema; es a su vez un filtro pasa banda con frecuencia central de trabajo de 24KHz, un ancho de banda de 1KHz y un $Q = 23.5$, un seguidor inversor de voltaje como etapa de desacople, dos amplificadores inversores de saturación; los cuales son configurados teniendo en cuenta la información obtenida de la simulación del caso de la onda estacionaria (Figura 17), la cual está definida por el componente no armónico de la ecuación (2.3.6) (la que al ser aplicable a un campo de potencial de velocidad y este poderse expresar como un campo de presiones independiente de la distancia (ecuación (2.4.4)) y este al interactuar con un transductor piezoeléctrico produce una diferencia de potencial) permitiendo definir teóricamente la disminución del voltaje medido al variar la distancia del receptor y los niveles de tensión esperados en la entrada de la etapa de detección y se simula según Urick²⁵ tomando como constante el máximo valor de tensión medido en las inmediaciones del transmisor asumiéndose esta como la intensidad de salida del transmisor y factor constante del componente no armónico de la ecuación (2.4.4) y que para este caso fue medido como 1V.

²⁵ URICK, Robert. Principles of underwater sound. New York: McGraw-Hill Book Company, 1983. p. 22.

El sistema detector consta a su vez de una etapa de regeneración del tren de pulsos monopolar, un detector de envolvente y una etapa comparadora que da una señal lógica de la existencia del eco (Figura 18).

Figura 17. Función de Green

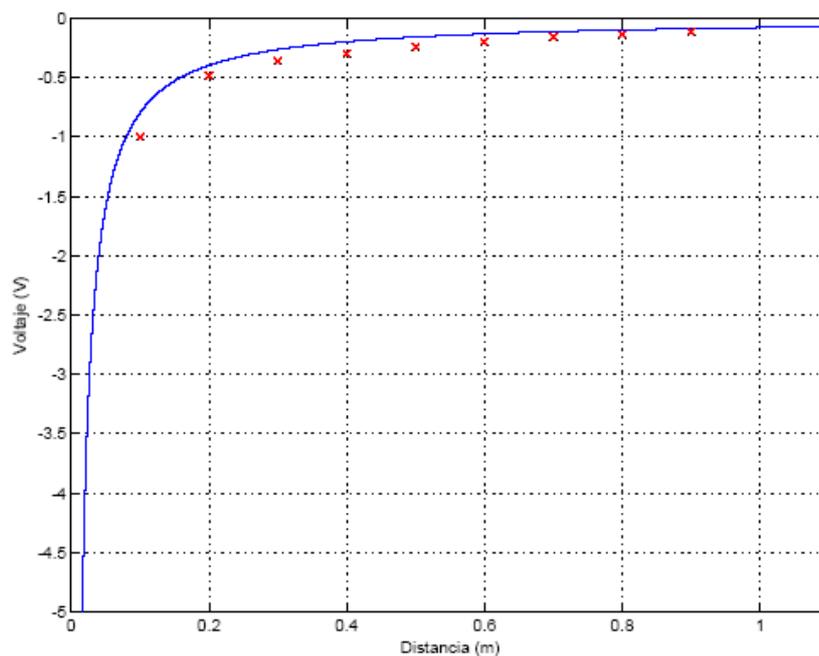
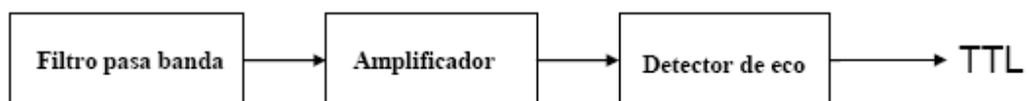


Figura 18. Diagrama de bloques del detector de eco



La primera etapa del circuito de detección es el transductor receptor, el cual, según los datos obtenidos en 2.1.2 es un filtro pasa banda con frecuencia central de 24KHz, con lo que solo queda diseñar un buffer inversor de entrada con fuente de alimentación monopolar (Figura 19), para el cual se seleccionaron los siguientes valores de

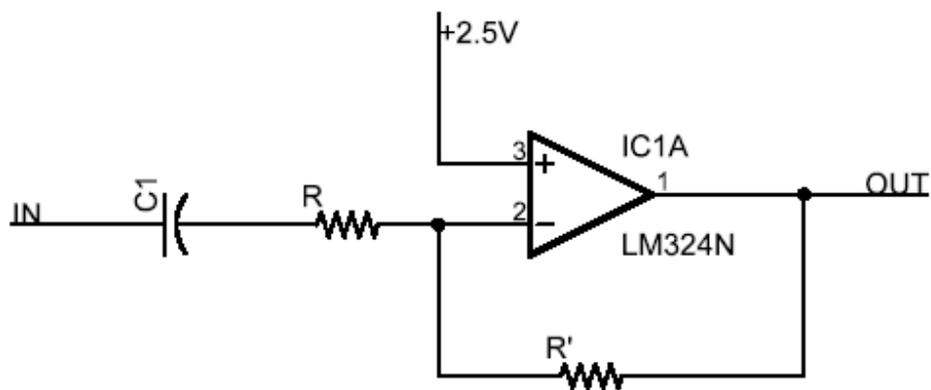
$$R' = 10M\Omega \quad (3.1.20)$$

$$R = 10M\Omega \quad (3.1.21)$$

$$C_1 = 20nF \quad (3.1.22)$$

y un voltaje $V_{DC} = 2.5V$ en el terminal inversor que nos permitió amplificar la señal bipolar de entrada con la alimentación seleccionada para los amplificadores operacionales.

Figura 19. Buffer inversor



Las siguientes dos etapas de el circuito detector son amplificadores inversores, el primero con una ganancia fija de $A_v = 100$ y el segundo con una ganancia variable de $A_v \geq 200$, lo cual se logra asumiendo las resistencias $R' = 10M\Omega$, con lo que, según

$$A_v = \frac{R'}{R} \quad (3.1.23)$$

se obtuvieron los valores de

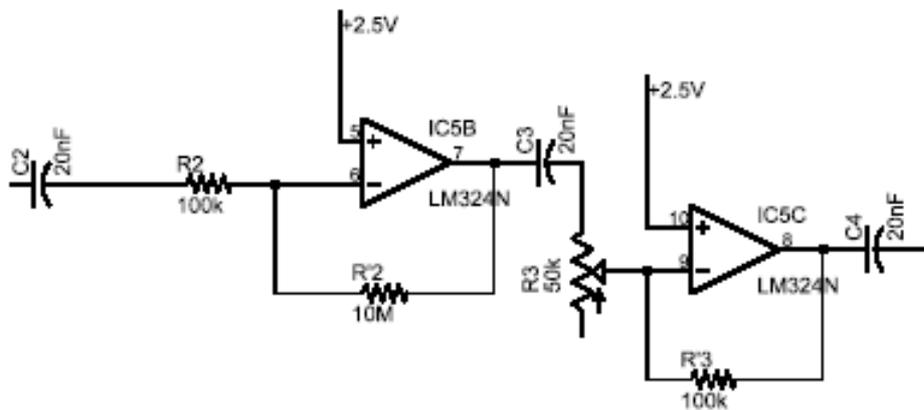
$$R_2 = 100k\Omega \quad (3.1.24)$$

$$R_3 \leq 50k\Omega \quad (3.1.25)$$

Con condensadores de desacople (Figura 20)

$$C_2 = C_3 = 20nF \quad (3.1.26)$$

Figura 20. Amplificadores inversores



Una vez que la señal es amplificada, pasa por un condensador de desacople

$$C_4 = 20nF \quad (3.1.27)$$

y es regenerada como una señal monopolar mediante un amplificador de emisor común con transistor polarizado por divisor de tensión variable (Figura 21), con el cual se regula el nivel de voltaje requerido para hacer entrar el transistor en conmutación y obtener un tren de pulsos de eco.

Para el diseño del amplificador de emisor común, se seleccionó una resistencia variable

$$R_4 = 10k\Omega \quad (3.1.28)$$

para conformar el divisor de tensión variable y permitir la fácil calibración del dispositivo, mediante el cambio de la ganancia, en la etapa experimental. Para la resistencia de colector se asumió una resistencia

$$R_5 = 10k\Omega \quad (3.1.29)$$

Con la señal resultante de la etapa anterior, se realizó una operación de detección de envolvente mediante la red conectada en el terminal no inversor del amplificador en configuración de comparador (Figura 21), formada por un diodo 1N4004,

$$C_5 = 20nF \quad (3.1.30)$$

$$R_7 = 100k\Omega \quad (3.1.31)$$

el cual se activa tomando como referencia el nivel de voltaje definido por el la resistencia variable

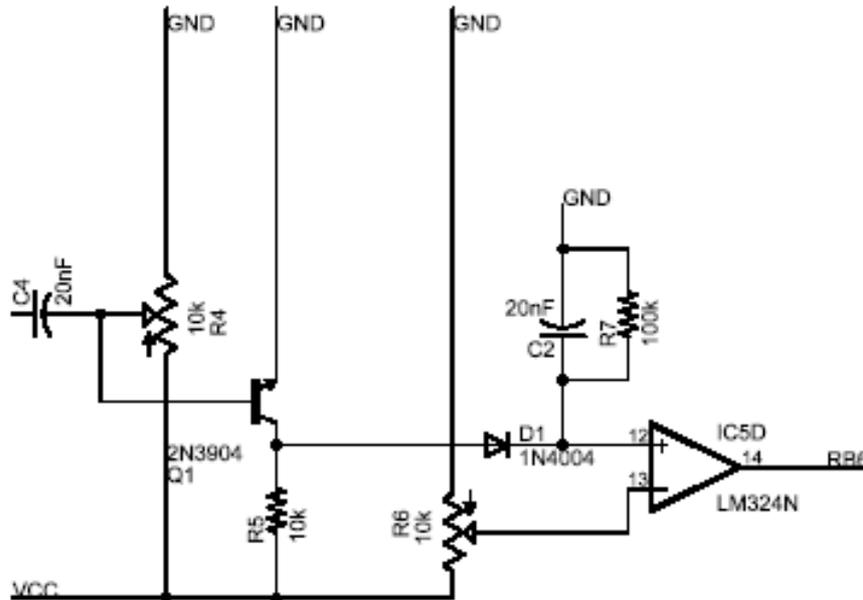
$$R_6 = 10k\Omega \quad (3.1.32)$$

conectada como divisor de tensión al terminal no inversor del comparador.

3. 2 DISEÑO DEL PROGRAMA PARA EL CIRCUITO DE DETECCION

Una vez diseñado el circuito del prototipo, se hizo necesario el diseño del software que fuera capaz de realizar las tareas requeridas por el planteamiento teórico del diseño, tanto para la generación de las señales, el cálculo de las distancias recorridas por el frente de onda y el valor de trabajo de la velocidad del sonido para la temperatura del medio.

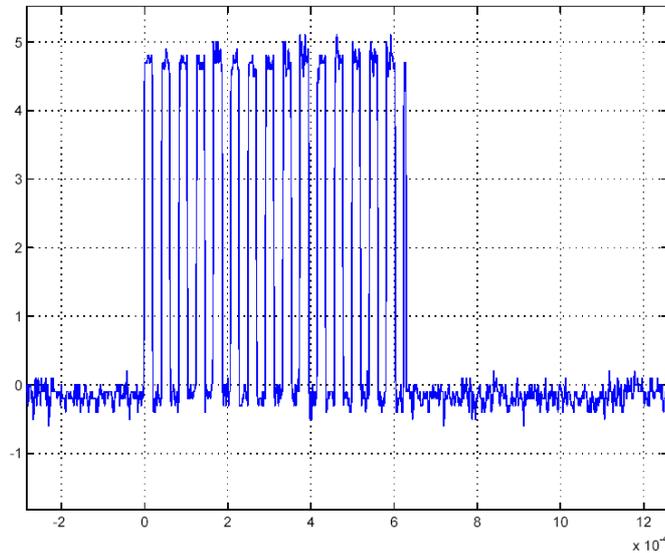
Figura 21. Amplificador regenerador de la onda monopolar



Para desarrollar el programa del microcontrolador utilizado en la tarjeta del prototipo, se utilizó un paquete de desarrollo basado en C++ y un paquete para la programación in-circuit.

3. 2. 1 Generación del pulso. Las señales requeridas para poner en funcionamiento los transductores seleccionados son dos trenes de pulsos de duración finita, con una frecuencia de 24 KHz (Figura 22), desfasados 180°, los cuales se generaron alternando valores lógicos en un puerto de salida digital, mediante el uso de un temporizador que activa una interrupción cada 20.83 μ sg o medio periodo de la señal .

Figura 22. Señal de excitación del circuito de potencia



Para la generación del tren de pulsos controlado por software se optó por utilizar el módulo TIMER2 del microcontrolador, el cual es un temporizador de 8 bits, el cual puede ser configurado mediante un registro preescalador y uno postescalador. El registro TMR2 permite realizar tareas de lectura y escritura, y es limpiado cada vez que el dispositivo es reseteado.

Para el módulo seleccionado, se tiene que, si la entrada de reloj ($F_{osc}/4$) es de

$$\frac{F_{osc}}{4} = 5MHz \quad (3.2.1)$$

donde $F_{osc} = 20MHz$, el preescalador debe ser configurado en 1:1, haciendo que los bits T2CKPS1 y T2CKPS2 sean 0, quedando con un periodo de temporización

$$T_{TIMER2} = 0.2\mu s \quad (3.2.2)$$

Para configurar el funcionamiento del temporizador, es necesario desarrollar una rutina en el microcontrolador, la cual escriba en el registro de configuración del módulo TIMER2, el

valor hexadecimal que lo inicialice para cumplir con los requerimientos planteados en la sección anterior.

Según los cálculos realizados, el valor del registro T2CON requerido para generar la señal de reloj obtenida en la ecuación (3.2.2), es

$$T2CON = 00h \quad (3.2.3)$$

con lo que se coloca tanto el preescalador como el postescalador en escala 1:1 y se mantiene apagado el módulo temporizador.

Con base en la interrupción del TIMER2, se diseñó una función que alternara los valores del puerto de salida seleccionada (PORTB1 y PORTB2), cada vez que la bandera TMR2IF fuera activada (figura 22).

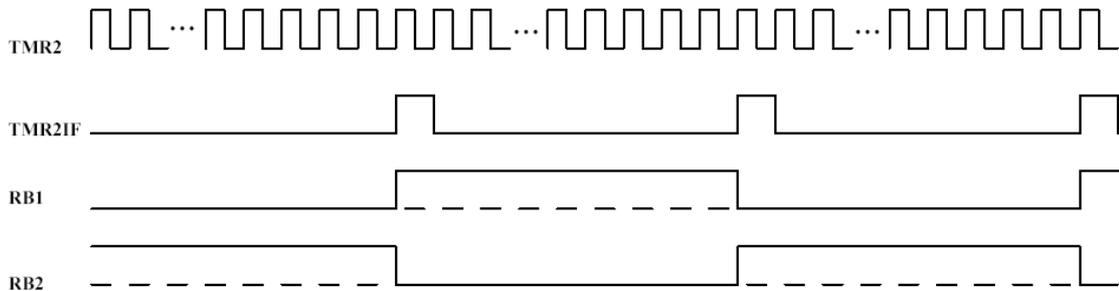
3. 2. 1. 1 Configuración de la interrupción TMR2IF. El módulo TIMER2 tiene un registro de periodo de 8 bits llamado PR2. El temporizador incrementa su valor desde 00h hasta que es igual al valor de PR2, para luego resetearse a 00h en el próximo ciclo de incremento. Para lograr un tiempo de reinicialización igual a 20.83 μ Sg, se calcula

$$PR2 = \frac{20.83\mu sg}{0.2\mu sg} - 1 = 103 \quad (3.2.4)$$

La salida acoplada del módulo TMR2, pasa por un postescalador de 4 bits, el cual genera la interrupción marcada por la bandera TMR2IF (Figura 23).

3. 2. 2 Medida del tiempo de vuelo. Una vez generado el tren de pulsos, el sistema debe pasar a modo de escucha y obtener una medida del tiempo de vuelo del frente de onda hasta que este alcance los transductores receptores, haciendo uso de una interrupción especial del PIC16F877 que se genera al cambiar el valor del puerto B.

Figura 23. Forma de onda del proceso de generación del tren de pulsos



Con base en un estudio de los dos temporizadores que quedaron disponibles del microcontrolador, se pudo seleccionar el módulo TIMER1, el cual es un temporizador de 16 bits, el cual permite obtener, de acuerdo con la configuración del módulo, un valor de tiempo de vuelo con una resolución que se adapta a los requerimientos de precisión y alcance.

Según los datos dados por el fabricante en la hoja característica del microcontrolador²⁶, el módulo TIMER1 consta de dos registros de 8 bits, los cuales son incrementados desde 0x0000h hasta 0xffffh en cada ciclo de instrucción; de acuerdo al valor definido para el preescalador; para luego retornar a 0x0000h.

Considerando que el frente de onda generado iba a desplazarse en el aire, se calculó el alcance máximo del temporizador en la frecuencia máxima de incremento

$$F_{CLK} = \frac{F_{OSC}}{4} \quad (3.2.5)$$

En función de la velocidad del sonido, definida en 1. 1. 2 como

$$c = \sqrt{\frac{1.4(8.314J/molK)}{0.02895Kg/mol}} \sqrt{T} \quad (3.2.6)$$

²⁶ Microchip Technology Inc., Op. cit., p. 51-54.

la cual, a temperatura ambiente (25°C) tiene un valor de

$$c = 346.1 \frac{m}{sg} \quad (3.2.7)$$

Entonces si se considera que el numero de ciclos de incremento que se dan hasta que se active la bandera de desbordamiento TMR1IF es

$$C_{of} = 2^{16} = 65536 \quad (3.2.8)$$

Los cuales, según la ecuación (3.2.5), tienen una duración individual de

$$T_{CLK} = 0.2 \mu sg \quad (3.2.9)$$

Por lo que el máximo intervalo cuantificable por el módulo TMR1 es

$$\Delta T = C_{of} T_{CLK} = 13.107 msg \quad (3.2.10)$$

Lo cual significa una distancia máxima en modo activo de

$$D_{max} = 2.26 m \quad (3.2.11)$$

Con un intervalo de escala

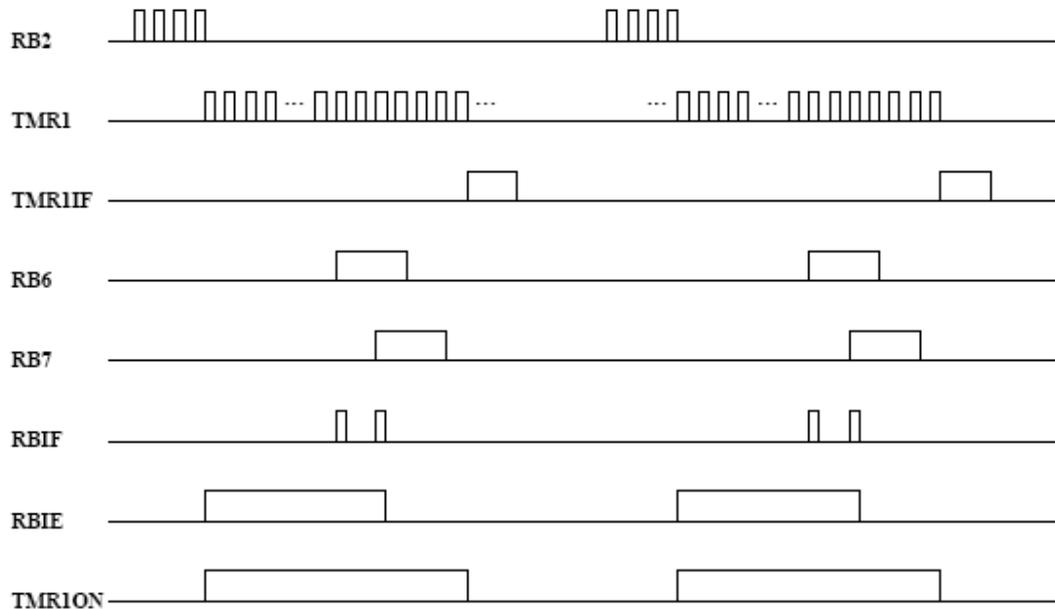
$$IE = 69 \mu m \quad (3.2.12)$$

Basados en los cálculos anteriores, se definió que el módulo debía ser configurado en preescala 1:1 con el reloj interno como fuente de reloj para el temporizador, por lo que se debe hacer

$$T1CON = 0x00h \quad (3.2.13)$$

3. 2. 2. 1 Configuración de la interrupción por cambio del puerto B. Para lograr obtener una medida del tiempo medido al momento de recibir un eco, es necesario hacer uso de la interrupción por cambio del puerto B, la cual se configura para que se genere solo para los pines 6 y 7 del puerto B. Una vez generada la interrupción se captura el valor de los registros del TIMER1 las veces que sea necesaria antes de terminar un ciclo del temporizador (Figura 24), para luego construir una trama de datos para ser enviada vía RS232.

Figura 24. Forma de onda del proceso de medición de tiempo de vuelo



3. 2. 2. 2 Configuración de la interrupción por desbordamiento del TMR1. Para el cálculo de los valores de distancia y ángulo de incidencia de la onda es necesario conocer el valor de la temperatura del medio, la cual es medida haciendo uso del desbordamiento presente en el TMR1 cada vez que se genera un tren de pulsos.

Esta interrupción se configuró haciendo uso de una rutina anidada que permitió enviar una medida del voltaje del puerto análogo RA0 a intervalos regulares mayores que el de emisión de pulsos y sin que ésta medida alterara la generación de los mismos.

3. 2. 2. 3 Configuración del puerto serial asincrónico. Cada vez que se termina un ciclo del temporizador por desbordamiento, el sistema empaqueta los datos en una trama diseñada para un protocolo tipo punto a punto, basado en la estructura de HDLC para la

medición de distancia en una dimensión y para la medición de la posición angular (Figura 25), que luego es enviada vía RS232 big endian a

$$Baud = 19200Bps \quad (3.2.14)$$

Para el cálculo de la velocidad del sonido en función de la temperatura se utiliza la misma estructura de trama con una diferencia en el valor del encabezamiento y la naturaleza de los datos localizados en los tres contenedores de la trama.

3.3 DISEÑO DEL PROGRAMA DE VISUALIZACIÓN

Después de haber realizado todo el procesamiento de los datos en la tarjeta madre del prototipo y de haber sido enviados por medio del puerto serial al computador, se hizo necesario computar los resultados en bruto del proceso del microcontrolador para permitir su visualización definitiva en tiempo real en una interfase de usuario amigable y fácil de interpretar.

Figura 25. Estructura de la trama de datos

Inicio	Datos	Espacio	Datos	Espacio	Datos
---------------	--------------	----------------	--------------	----------------	--------------

Inicio: 8 bits
Datos: 8bits (distancia), 16bits (temperatura)
Espacio: 8bits

La interfase de usuario se diseño haciendo uso de la suite de diseño Delphi 7 de Borand como herramienta de programación y de un componente gratuito de manejo del puerto

serial llamado Cport264 el cual permite la configuración, recepción y manejo de todos los formatos de datos permitidos por el estándar de dicho protocolo.

3.3.1 Recepción de la trama datos. De acuerdo con los procedimientos del componente Cport264 se configuró una función basada en una interrupción que recibe una cadena de caracteres, los cuales son almacenados en un buffer circular, del cual se extraen los datos para en primer lugar identificar el inicio de trama.

Luego de identificado el inicio de trama, se procede a desentramar los valores de los registros del microcontrolador para ser almacenados en variables que luego serían procesadas para permitir su conversión a un formato visual y numérico en el sistema MKS de medidas.

3.3.2 Cálculo de los valores medidos. Una vez almacenados los datos brutos en la memoria es necesario cambiar el tipo de variable de los datos, ya que para lograr su transmisión fue necesario trabajarlos como caracteres. Entonces lo que se hizo fue un cambio de carácter a entero para poder computar estos valores dentro de las ecuaciones que se desarrollaron para procesar los datos brutos.

Para obtener el valor del registro del TIMER1, fue necesario reconstruir la variable de 16 bits, partiendo de los bytes alto y bajo del mismo registro por medio de la ecuación

$$T_1^{16bits} = 256T_{1h}^{8bits} + T_{1l}^{8bits} \quad (3.2.15)$$

con la cual se pudo calcular la distancia del blanco en modo activo mediante el uso de la ecuación del sonar

$$d = \frac{ct}{2} \quad (3.2.16)$$

o el ángulo de incidencia del frente de onda con la ecuación (2.6.4).

3. 2. 3 Visualización de los datos procesados. Con base en los valores calculados por el código se desarrolló una función de visualización que; usando canvas; presenta una gráfica en tiempo real de distancia vs. tiempo lo que permite hacer un seguimiento de la posición del blanco con respecto a la posición del arreglo de transductores.

Para el experimento de un grado de libertad, se utilizó una sola rutina de dibujo de la posición, ya que solo se necesita el valor de distancia derivada del tiempo de vuelo de la onda.

De manera algo similar, se puede trabajar la graficación de la posición activa y pasiva en dos grados de libertad, tomando las distancias medidas por los dos sensores y operándolas para obtener una sola distancia y el cálculo del ángulo de incidencia del frente de onda.

4. RESULTADOS

Una vez diseñado y fabricado, el prototipo del sonar fue sometido a una serie de pruebas en las que se tomaron mediciones de las formas de onda típicas de los nodos más relevantes en las diferentes etapas que constituyen el circuito.

A lo largo de la etapa de experimentación se hicieron numerosas pruebas bajo diferentes condiciones de trabajo, logrando en primer lugar la calibración de los sensores y las etapas de detección, así como la identificación de las diversas fuentes de error, con lo que se pudieron calcular y realizar las compensaciones necesarias.

4.1 FUNCIONAMIENTO DEL PROTOTIPO

Al iniciar la etapa de experimentación se llevaron a cabo mediciones para cuantificar las diversas señales que intervienen en el correcto funcionamiento del prototipo, de tal manera que se pudo obtener una idea clara de la manera en la que se generan la señal de potencia y de cómo se procesan las diversas señales recibidas del medio.

4.1.1 Señales de salida. Para lograr la excitación del medio se requiere en primer lugar; de acuerdo con el enfoque metodológico seleccionado en esta investigación; generar un tren de pulsos de frecuencia controlada con niveles de tensión TTL (Figura 26), la cual debe estar desfasada 180° con otra señal con las mismas características (Figura 27) para lograr generar una señal bipolar en el secundario del transformador de desacople (Figura 28) capaz de activar los transistores de potencia y generar la señal alterna de potencia requerida para activar el transductor de potencia.

Figura 26. Señal RB1

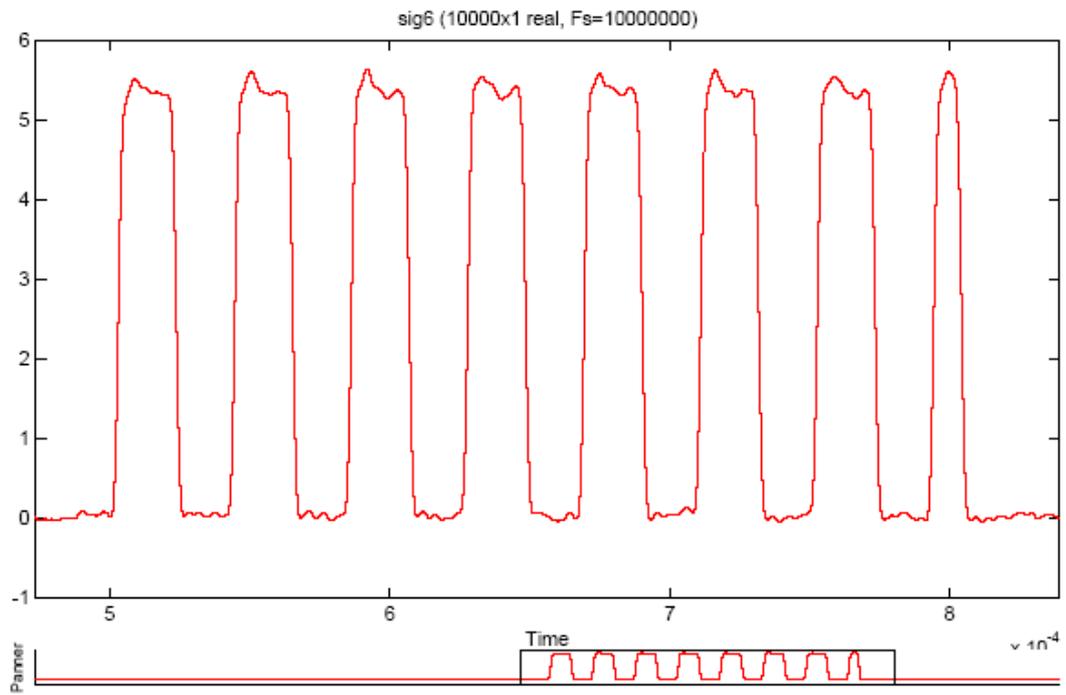
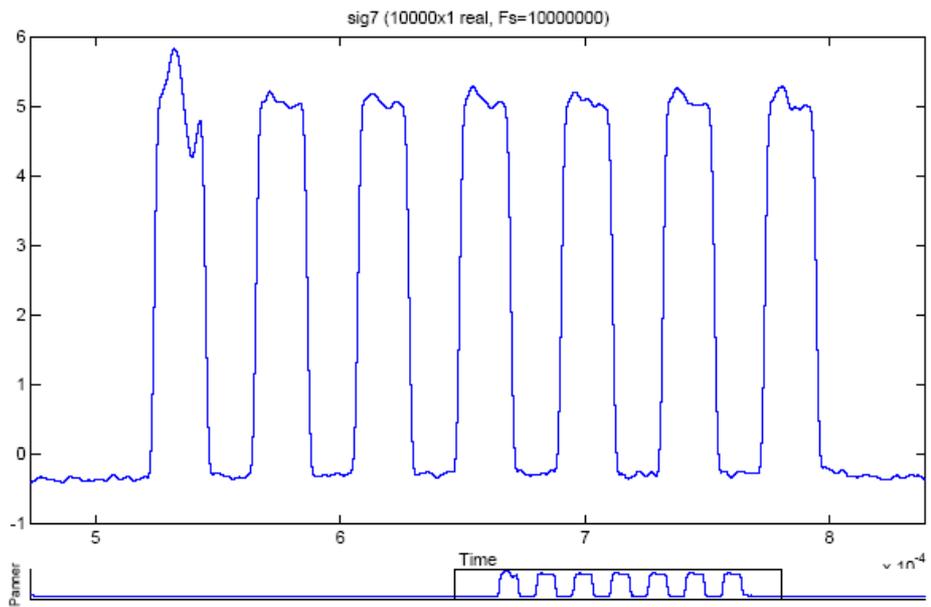
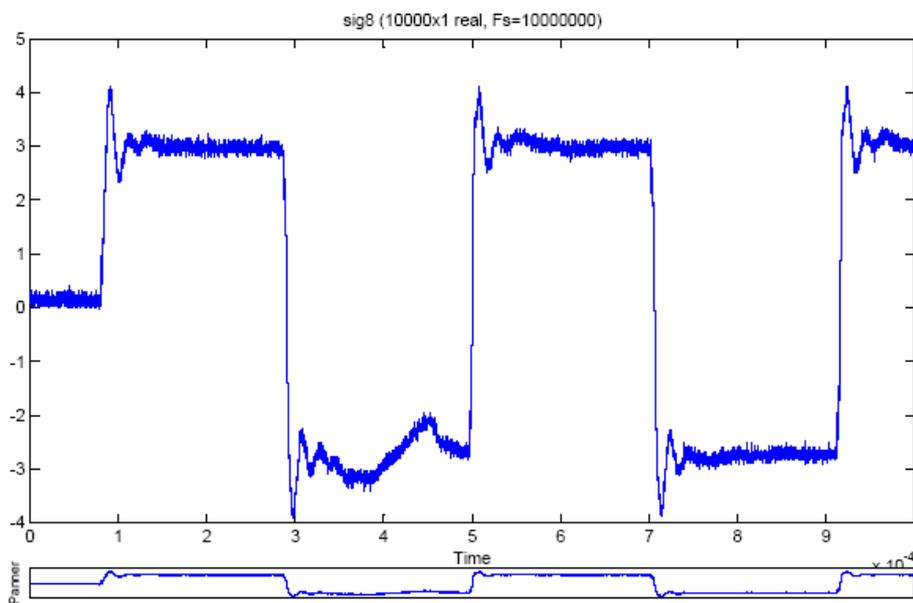


Figura 27. Señal RB2



Según se propuso en la etapa de diseño, el valor de la corriente de emisor de los transistores de potencia sería limitada por la resistencia de emisor, la cual; teniendo solo en cuenta la frecuencia de trabajo; presenta la forma de onda mostrada en la figura 29, logrando limitar la corriente de salida bajo cualquier condición anormal de funcionamiento, tales como daño del transductor o cortos circuitos.

Figura 28 Señal del secundario del transformador de desacople



Al forzar la conmutación de los transistores del arreglo, se obtiene un tren de pulsos bipolares en los colectores (Figura 30), lo que genera a su vez un flujo magnético variable en el núcleo del transformador de potencia, el cual induce la señal de excitación del transductor de potencia (Figura 31) con una distribución de potencia limitada en frecuencia (Figura 32) por la señal de excitación y por el ancho de banda del transductor.

Figura 29. Voltaje de la resistencias de emisor

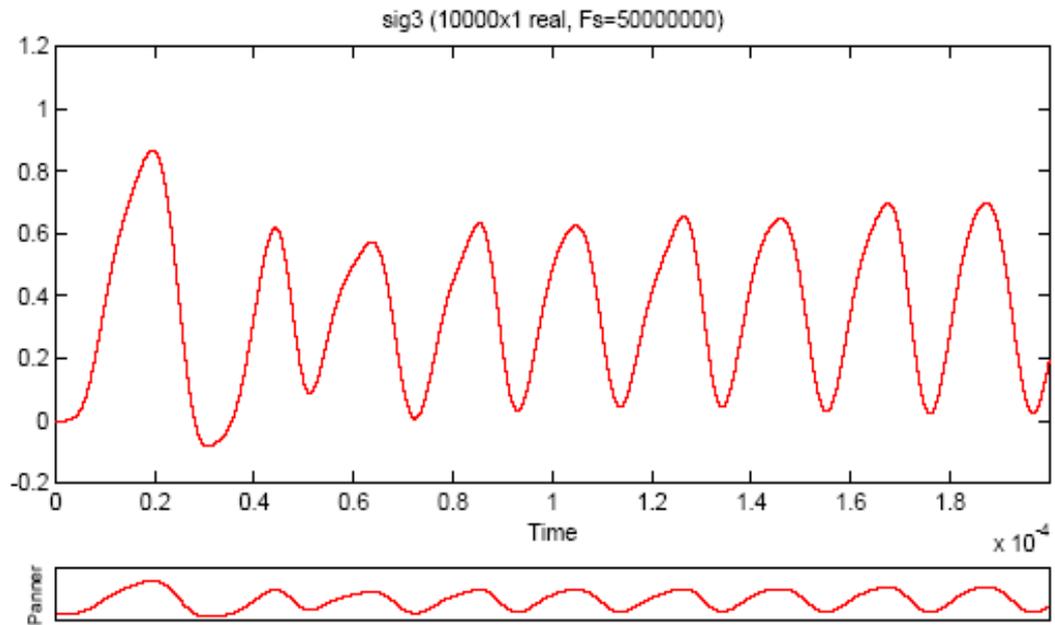


Figura 30. Voltaje colector-emisor de los transistores de potencia

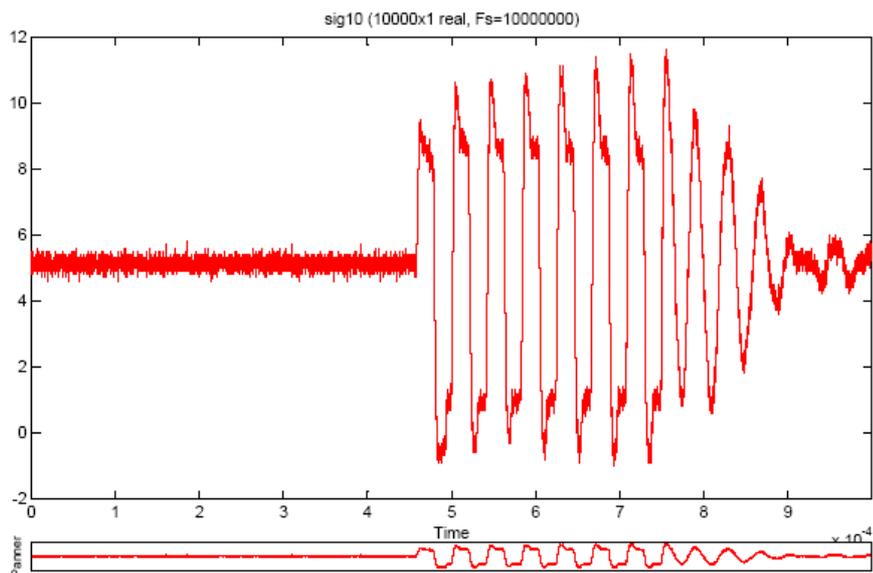


Figura 31. Voltaje de salida de la etapa de potencia

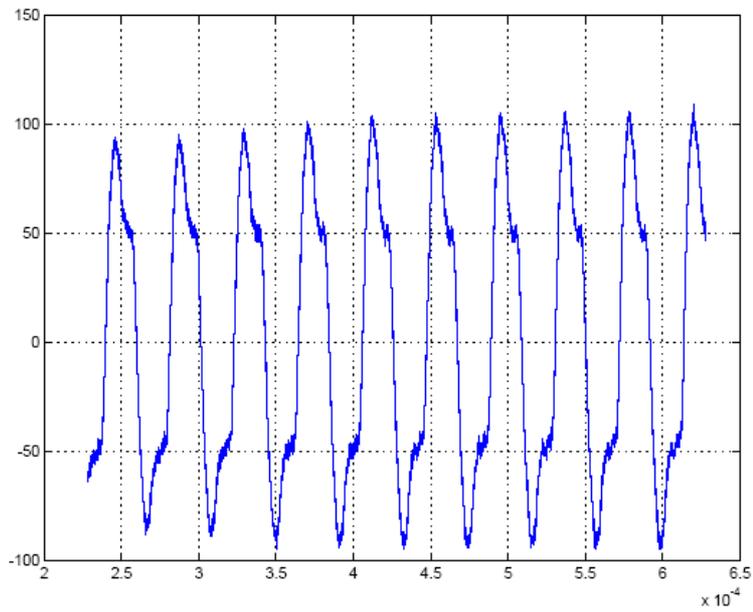
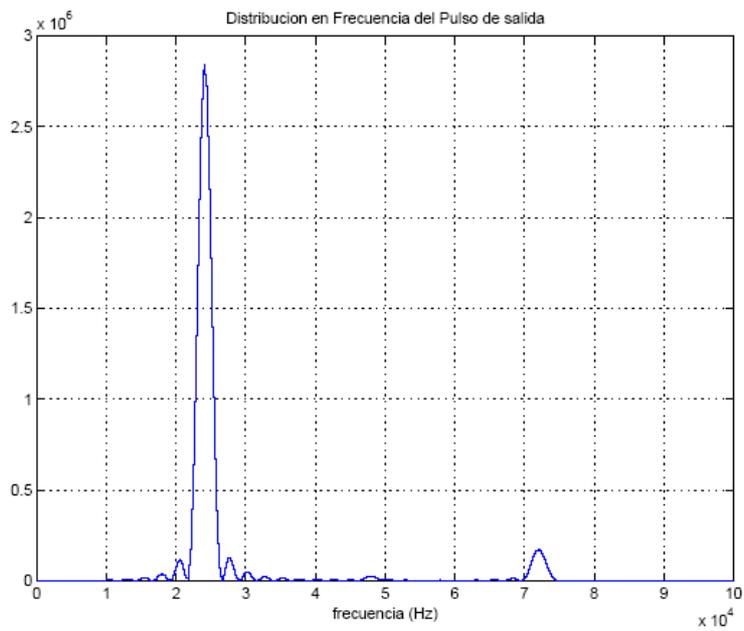


Figura 32. Distribución en frecuencia del pulso de salida



4.2 EXPERIMENTOS PROPUESTOS

Teniendo en cuenta los objetivos del proyecto y el planteamiento metodológico del mismo, se diseñaron dos experimentos, uno de pulso directo para la medición activa de la distancia de un blanco de prueba (Figura 33) y otro en modo pasivo para la detección de la posición angular de una fuente acústica de características conocidas (Figura 34). Para estas pruebas se define la velocidad del sonido de trabajo como una función del promedio de las 10 primeras medidas de temperatura hechas por el prototipo y se mantiene constante a lo largo de la prueba.

Figura 33. Experimento para la medición de distancia



Figura 34. Experimento para la medición de la posición angular

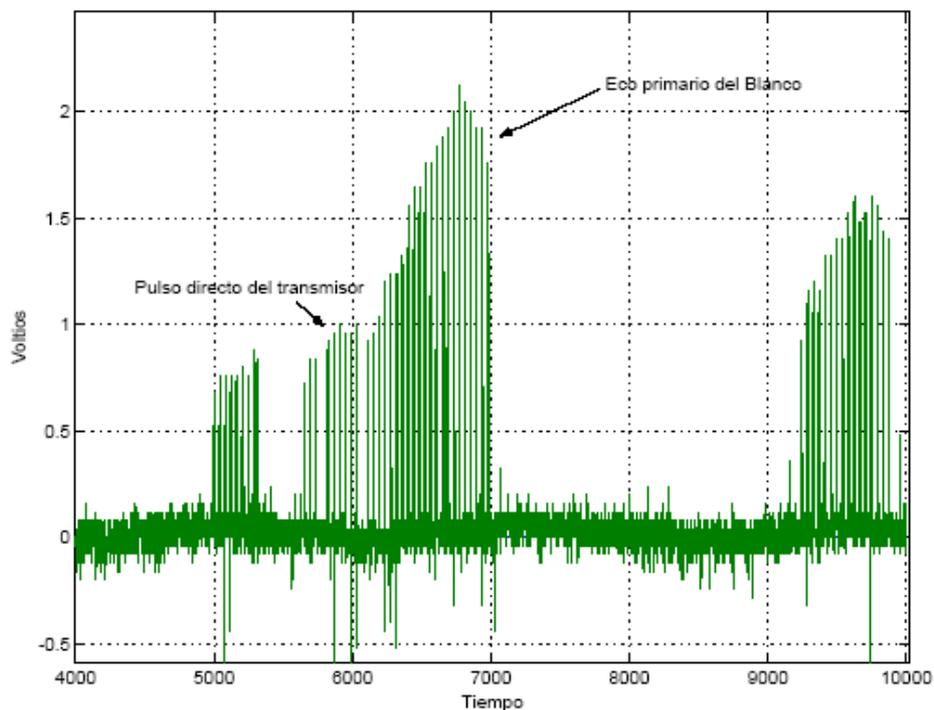


4.2.1 Experimento en modo activo. El objetivo primordial de este experimento es el de realizar la medición de la distancia desde el arreglo proyector-receptor hasta el blanco de

prueba. De igual forma, se pretendía la obtención de una representación visual del desplazamiento en el computador.

De la experiencia se pudo observar en primer lugar la existencia de 2 señales recibidas de gran importancia para la obtención de la distancia y en el establecimiento de los límites máximos y mínimos prácticos de detección. La primera señal recibida por el receptor es un tren de pulsos no relacionado con el blanco propuesto, debido a que es una señal que proviene directamente del transductor proyector y que de acuerdo con el esquema propuesto no puede ser eliminado, pero si obviado haciendo un sacrificio en alcance mínimo y punto muerto del prototipo (Figura 35) el cual se ha probado que es mínimo igual a 5cm.

Figura 35. Señal recibida



El eco generado por el blanco, por la misma naturaleza de la propagación de ondas acústicas definida por la ecuación (2.3.6), tiene menor amplitud que la señal directa del transmisor por lo que si se quiere extender el alcance, es necesario forzar la existencia de un punto muerto que elimine la influencia de esta señal parásita en el programa de detección.

El blanco utilizado en las pruebas tenía forma rectangular de dimensiones 22cmx33cm, y fue posicionado de tal forma que su superficie fuera paralela a la del plano en el que se encuentran los transductores, logrando así que la intensidad de la onda reflejada sea la máxima para este blanco de prueba específico.

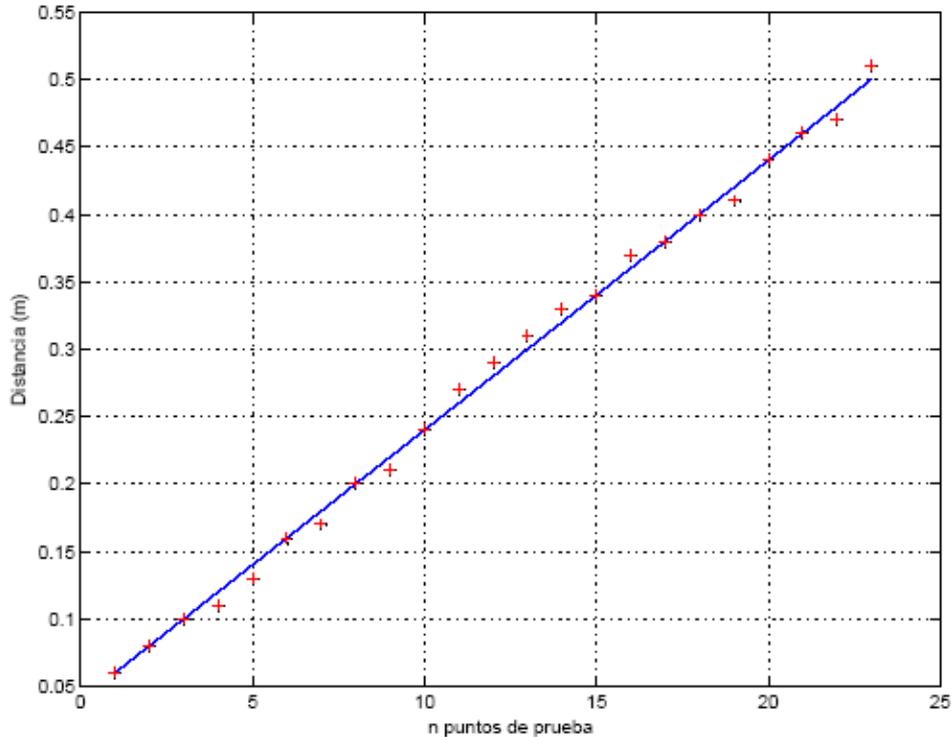
Los resultados obtenidos de la experiencia se muestran en la Figura 36, en donde los datos obtenidos con la cinta métrica están mostrados con línea continua y los muestreados tabulados del prototipo están representados con cruces.

Teniendo en cuenta las ecuaciones obtenidas en el segundo capítulo a cerca de la velocidad del sonido, se desarrolló una prueba en la que se observó la variación de la medición hecha por el prototipo al variar la temperatura ambiental, valores que se tabulan en la Tabla 2, la cual, se pudo probar que era aproximadamente igual a $0.08 \text{ cm}/^{\circ}\text{C}$

Tabla 2. Valores tabulados de la prueba a distintas temperaturas

Temperatura	Velocidad del sonido	Distancia
25°C	346.4m/s	41.5cm
30°C	349.4 m/s	41.9cm
35°C	352.4 m/s	42.3cm
66°C	371 m/s	45cm

Figura 36. Datos del experimento de modo activo



4. 2. 2 Experimento en modo pasivo. En este experimento se buscó principalmente obtener un indicio de la posición angular de una fuente acústica que irradia una señal de características conocidas. Es una prueba con un prototipo que en ningún momento pretende ser un producto final ni competir en este momento con ningún sistema de sonar existente. Su realización se hace solo con propósitos académicos y demostrativos de la viabilidad de los métodos propuestos en esta investigación.

Debido a la naturaleza de la prueba en modo pasivo no se presentaron señales diferentes a las irradiadas por la fuente de señales como si se vio en 4.2.1. Para reducir la influencia de cualquier tipo de señales parásitas, se aplicó un filtro de promedios de 16 datos con el cual se estabilizó el comportamiento del prototipo y se disminuyó la ocurrencia de mediciones erráticas.

De acuerdo con los resultados de la ecuación (2.5.2), se puede decir que el dispositivo tiene una distancia mínima teórica de la frontera del espacio lejano para el transmisor igual a 12.86cm y una distancia máxima de 50cm para la que se puede garantizar la detección de la fuente según la ecuación (3.1.9).

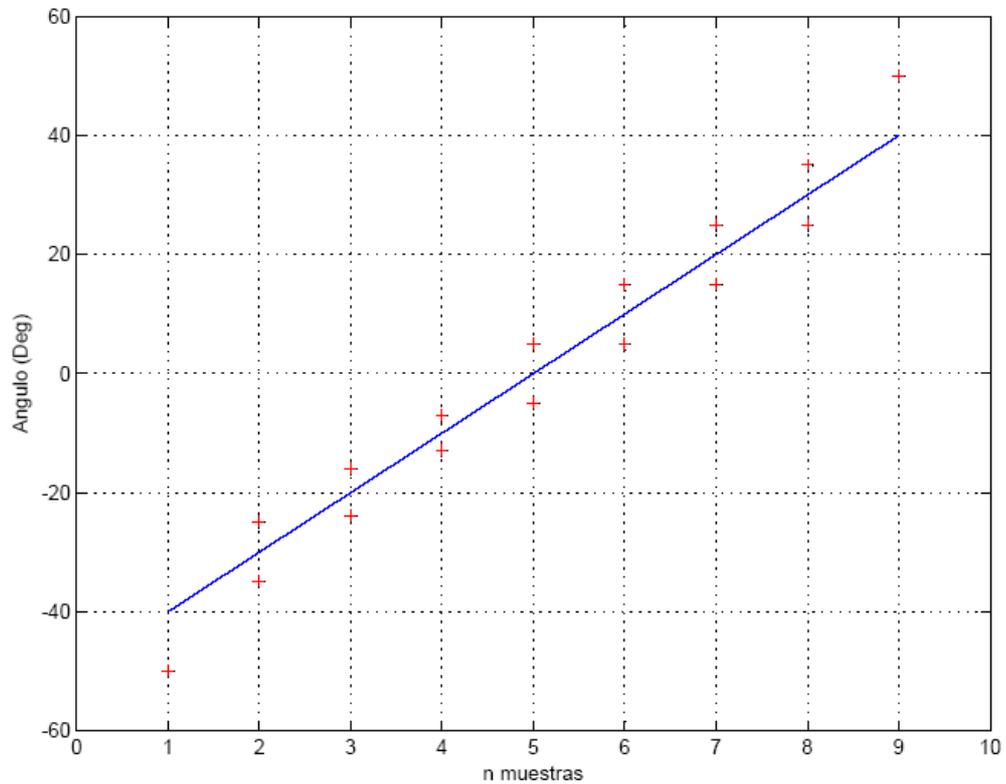
Otra consideración importante tenida en cuenta para el desarrollo de la experiencia fue que la superficie radiante del transductor en modo transmisor debía ser perpendicular a la línea radial que se forma entre el punto de referencia que es la mitad de la distancia entre los receptores y el transmisor; ya que de otra forma, según los datos de la ecuación (3.1.9), el rango de medición efectiva se ve alterado y los valores calculados no son satisfactorios. Recíprocamente, el plano en el que debe moverse el transmisor tiene que ser normal a la superficie de los receptores, la cual, por efectos de la construcción mecánica del soporte de los mismos debe tener un ángulo de inclinación aproximadamente de 5° .

Las pruebas en modo pasivo se llevaron a cabo luego de calibrar el prototipo para una distancia de la fuente igual a 30cm, siendo ésta distancia la que permite obtener el máximo rango de detección efectivo. Al incrementar la distancia de la fuente este rango disminuye gradualmente según lo previsto por las ecuaciones (2.3.6) y (2.5.3), así como el rango máximo, en el que a pesar de no obtener una medida verificable de ángulo, se puede obtener la orientación de la fuente acústica.

Del experimento se pudo obtener una apreciación de la orientación angular de la fuente radiante y una estimación del ángulo de incidencia del plano de onda. Los datos experimentales tabulados para una distancia de 30cm se muestran en la Figura 37. De la gráfica se puede extraer el valor práctico del rango máximo de detección y cálculo del ángulo, el cual es aproximadamente igual a 50° , probando la validez de las estimaciones teóricas hechas en la ecuación (3.1.9). Para la obtención de un ángulo que se encuentre dentro de el rango de error de $\pm 5^\circ$, se puede observar en la gráfica que este debe ser no mayor de aproximadamente 40° .

El principal inconveniente que se presenta a la hora de desarrollar las pruebas es que si no se coloca el transmisor cumpliendo las condiciones propuestas anteriormente, se corre el riesgo de no recibir un eco en alguno de los sensores y por ende una medida errónea del ángulo más no de la orientación de la fuente.

Figura 37. Datos del experimento en modo pasivo



De la experiencia realizada se pudo entonces obtener una serie de características de funcionamiento mostradas en la tabla 3.

4.3 PROGRAMA DE VISUALIZACION

El método utilizado para la visualización de la posición del blanco de pruebas, fue el de una gráfica lineal de posición vs. tiempo (Figura 38) en el experimento de desplazamientos en un grado de libertad en modo activo, mientras que en el experimento de desplazamientos con dos grados de libertad, esta gráfica mostraba la posición angular vs. tiempo (Figura 39). El despliegue de los datos procesados por el programa de visualización se hace en tiempo real, lo que permite hacer un seguimiento en línea de la experiencia realizada. De igual forma, se diseñó una rutina para el almacenamiento de los resultados del proceso

Tabla 3. Datos característicos de la interfase

	Angulo	Distancia
Intervalo de escala	10°	10cm
Margen	De 0 a +/-75°	De 0 a 2mts
Espacio muerto	0	5cm
Frecuencia de muestreo	20Hz	10Hz
Sensibilidad del programa	0.1 div/°	0.1 div/cm
Resolución	5°	1cm
Rango máximo	50°	1m
Rango máximo efectivo	40°	70cm

realizado por el software en un archivo de texto llamado activo.dat para el experimento en modo activo y pasivo.dat para el experimento en modo pasivo.

De esta forma se facilita el proceso de análisis estadístico y numérico fuera de línea de los datos haciendo uso de herramientas de procesamiento numérico tales como SPTOOL y FDATool de Matlab® y de excel. El objetivo fundamental de esta rutina es el de permitir la extensión de las capacidades del software y de las experiencias que pueden llevarse a cabo mediante el uso del prototipo (Figura 40) y que no se contemplaron en el desarrollo de esta investigación

Figura 38. Programa para experimentos con un grado de libertad

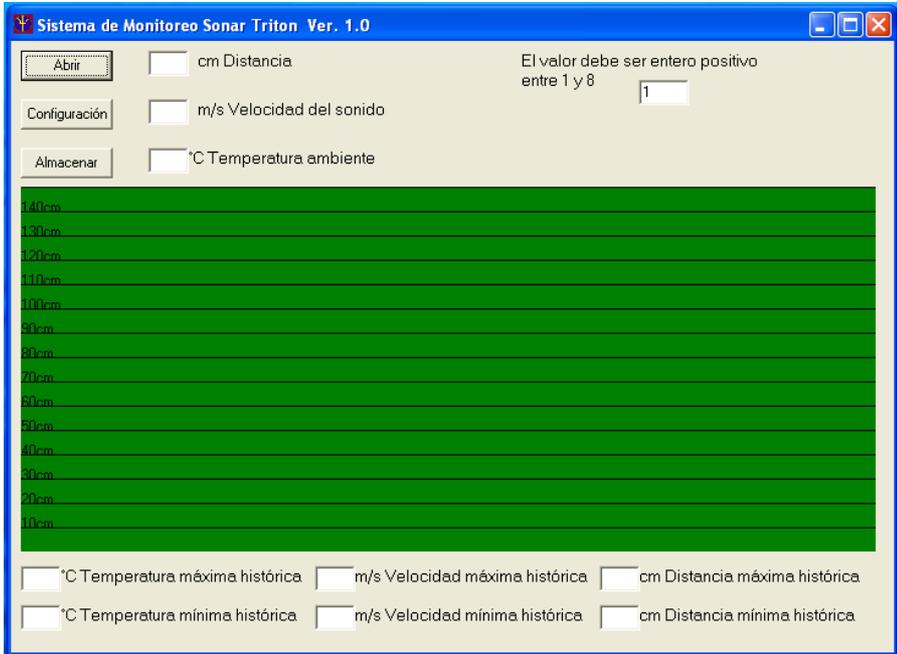


Figura 39. Programa para experimentos con dos grados de libertad

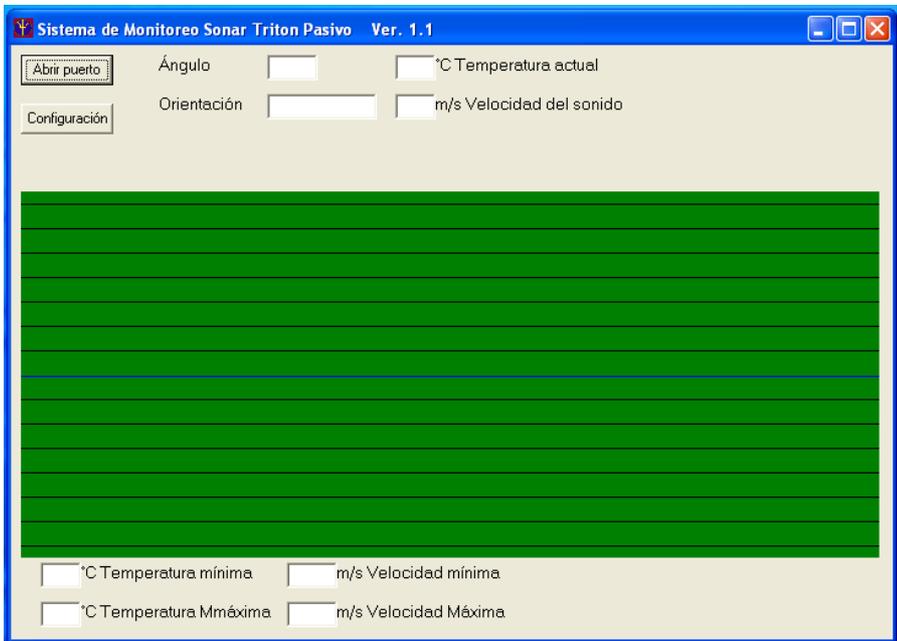
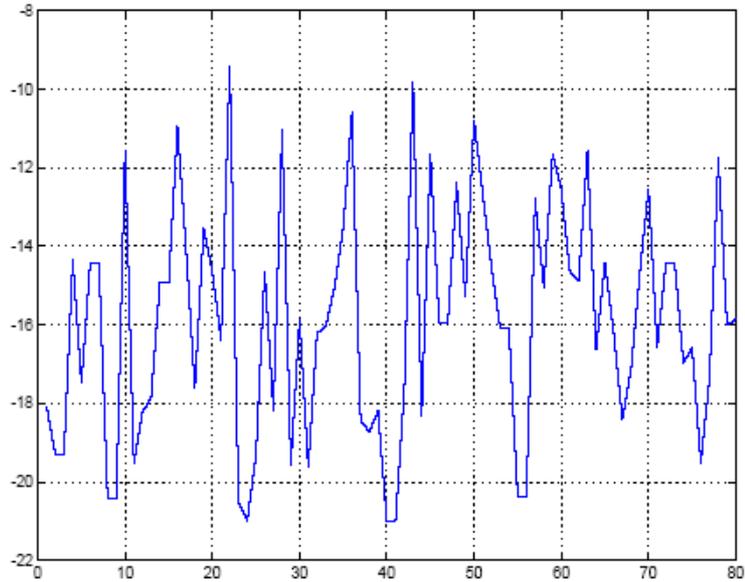


Figura 40. Ejemplo de visualización en matlab



Tanto el programa de visualización activa como el pasivo fue dotado con unos registros históricos para los valores máximos y mínimos de la temperatura ambiental, la velocidad y consecuentemente de la distancia. Estos valores fueron tenidos en cuenta por su relevancia en la experimentación y aplicación del prototipo a casos reales para medios con temperatura variable en el tiempo.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En esta tesis de grado se ha presentado un modelo matemático con el que se pudo obtener una apreciación acertada del comportamiento de las ondas mecánicas en el aire, logrando de esa forma definir los parámetros de diseño del circuito del prototipo, los límites de las regiones de propagación y una metodología de detección tanto en modo pasivo como activo.

De igual forma, se pudo presentar el comportamiento de los transductores piezoeléctricos con base en un modelo matemático propuesto, así como se obtuvieron y verificaron experimentalmente las gráficas de patrón de radiación y la forma en la que estos interactúan con el medio, así mismo como se definieron los límites físicos teóricos de detección angular para un arreglo compuesto por 2 transductores en modo pasivo.

Para probar la viabilidad del modelo planteado, se realizaron una serie de simulaciones, las cuales permitieron cuantificar de manera preliminar los parámetros necesarios para la detección de un blanco en las condiciones propuestas en esta investigación y probar que dichas magnitudes se acomodaban a las capacidades de operación del sistema de procesamiento propuesto.

Tomando como base estos resultados preliminares se diseñó y construyó un prototipo con capacidad para la programación in circuit vía RS232, el cual hace uso de software de libre acceso en Internet. El circuito propuesto tiene habilitados la totalidad de los pines del microcontrolador con lo cual se logró una gran versatilidad a la hora de hacer el desarrollo de aplicaciones finales en el microcontrolador. Operativamente, el circuito es capaz de generar un tren de pulsos de ancho y frecuencia controlada, con lo que se extiende su aplicabilidad a otro tipo de transductores piezoeléctricos disponibles en el mercado, así

como permite el control del voltaje de salida de la etapa de potencia y por ende de la potencia de transmisión. De igual forma, el circuito es capaz de medir la temperatura ambiente y compensar la variación en la velocidad del sonido debido a el cambio de esta, logrando mayor estabilidad y confiabilidad de la medición realizada, extendiendo al mismo tiempo el rango de aplicaciones del prototipo.

Se llevaron a cabo una serie de pruebas experimentales del sistema de detección propuesto; las cuales llevaron en primer lugar a la correcta calibración del circuito y a la detección de posibles fuentes de error en la medida de los tiempos. Una vez detectadas dichas fuentes predecibles de error, se procedió a la compensación de dichas magnitudes por medio de ajustes en los elementos variables del circuito prototipo y del software de procesamiento y visualización.

En la practica se logró la aplicación de un sistema de procesamiento y visualización en tiempo real compensado por temperatura y de un sistema de almacenamiento para el procesamiento y análisis fuera de línea, haciendo uso de herramientas computacionales tales como matlab o excel; con lo que se extiende dramáticamente la capacidad de procesamiento de los resultados experimentales, ya que estos pueden ser tratados numérica y estadísticamente para tener un mayor grado de comprensión de lo sucedido en la práctica y para propósitos de seguimiento histórico de los datos medidos. Así mismo se obtuvieron una serie de registros históricos de los valores máximos y mínimos de la temperatura, velocidad del sonido y distancia.

Se llevaron a cabo dos experimentos en los laboratorios de la división de investigación y desarrollo de DARET, uno de detección y cálculo activa de la distancia del blanco de prueba para una dimensión en el espacio lejano, en el cual fue posible identificar la presencia de un blanco y estimar su distancia hasta una distancia de 1m. El otro experimento llevado a cabo fue el de detección y cálculo pasivo del ángulo y orientación de una fuente radiante de características conocidas en el espacio lejano, en el cual se pudo obtener un indicio cuantificado de la posición aproximada de la fuente radiante. En ambos

casos, los resultados fueron congruentes con la realidad física del experimento y se ajustaron a los parámetros de diseño; así como al desempeño previsto en la etapa de diseño, presentando un método de detección confiable para blancos acústicos en el aire.

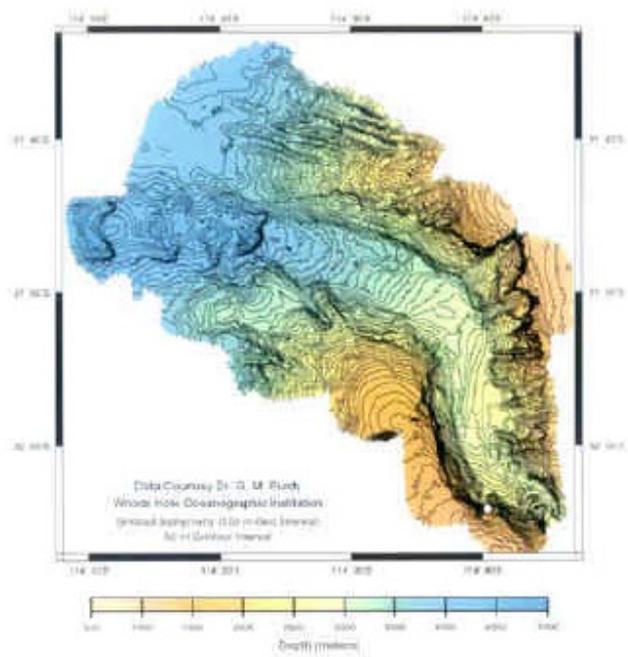
El prototipo desarrollado, sin importar que fue concebido como una experiencia académica, puede ser utilizado por ejemplo en la solución de problemas de control de posición y de seguimiento de blancos en ambientes controlados y a velocidades enmarcadas dentro de las limitaciones impuestas por el dispositivo. De manera similar, debido a la flexibilidad del circuito diseñado, este puede ser utilizado como una plataforma de desarrollo con programación in-circuit para fines académicos e investigativos dentro del entorno académico de la universidad por parte de los estudiantes y docentes que deseen implementar cualquier proyecto basado en el PIC16F877, PIC16F874, PIC18F452, PIC18F458 o cualquier otro microcontrolador que sea pin compatible con cualquiera de los mencionados anteriormente.

Así mismo, manteniendo la frecuencia de trabajo del sistema, pero rediseñando el arreglo de transductores, es posible rastrear más de un blanco de prueba, mejorando en gran medida la presentación de los resultados y las capacidades de operación del prototipo, ampliando cada vez más los campos de aplicación y la confiabilidad del sistema.

Con base en la técnica de detección propuesta en esta investigación y los circuitos resultantes, es posible continuar con el desarrollo de nuevas aplicaciones en el campo de la detección activa de la posición angular y distancia de los blanco, así como de la generación de imágenes tanto en 2D, como en 3D del ambiente circundante al arreglo de transductores pudiendo llegar a generar resultados que tienen aplicación inmediata y representan una mejora sustancial en las condiciones operativas de sectores que se encuentran en el área de influencia de la universidad. Este tipo de dispositivos tiene aplicaciones en todos los campos de la investigación oceánica, en la milicia y en otras áreas de las ciencias puras y aplicadas, como lo muestra el sistema de sonar Multibeam o el Caris, los cuales permiten

hacer levantamientos topográficos del fondo oceánico para su posterior visualización en 3D (Figura 41).

Figura 41. Gráfica de contorno del cañón perth



SeaBeam Instruments

BIBLIOGRAFIA

ARBOLEDA, Germán. Proyectos: formulación, evaluación y control. Cali: AC editores, 1998. 592 p.

BARANENKOV, G.. Problemas y ejercicios de análisis matemático. Moscú: Editorial MIR, 1977. 519 p.

CARIS. Multibeam, Singlebeam & Sonar Image Data Processing. Fredericton: Caris, 2001. 424 p.

Communications SeaBeam Instruments. Multibeam sonar theory of operation. s./.: SeaBeam, 2000. 90 p.

ESTRADA, H.. Modelos Computacionales en Acústica Oceánica. En: Boletín Científico: CIOH. No.15 (1994); p. 3-16

GUARIN, H.. Phased Array Sonar For Three Dimensional Near Field Acoustic Imaging. Coral Gables, 1996, 154 p. Doctorate Thesis University of Miami.

HEINBOCKEL, J.H.. Introduction to Tensor Calculus and Continuum Mechanics. s./.: Old Dominion University, 1996. 367 p.

HILL, Fredrick. Digital systems: hardware organization and design. New York: Willey, 1978. 701 p.

HORTON, J.W.. Fundamentals Of Sonar. Annapolis Maryland: United States Naval Institute, 1957. 387 p.

ICONTEC. Tesis y otros trabajos de grado. S./.: ICONTEC, 2003. 106 p.

LANDEE, R.. Electronics Designers' Handbook. New York: McGraw Hill, 1977. 2326 p.

LEE, S.. Digital Circuits and Logic Design. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1976. 594 p.

MILLMAN, J.. Electrónica Integrada. Barcelona: Editorial Hispano Europea, 1980. 917 p.

PRESS, W.H.. Numerical Recipes. Cambridge: University Press, 1986.

SCHOUTEN, J.A.. Tensor Analysis for Physicists. New York: Dover, 1954. 277 p.

SMITH, R.. Circuits Devices and Systems. New York: Willey, 1973. 767 p.

SOKOLNIKOFF, I.S.. Análisis tensorial: teoría y aplicaciones a la geometría y mecánica de los medios continuos. Madrid: Editorial INDEX. 409 p.

TAUB, H., Digital Integrated Electronics, New York: McGraw Hill Inc., 1977. 650 p.

URICK, R.J.. Principles of Underwater Sound. New York: McGraw Hill, 1967. 423 p.

U.S. Navy, Bureau of Naval Personnel. Basic Electronics. Buenos Aires: GLEM, 1972. v. 2, 284 p.

VAN VALKENBURG, M.E.. Análisis de redes. México D.F.: Editorial LIMUSA, 1979. p. 373-400.