

01170



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

“MEJORAMIENTO DE IMÁGENES ACÚSTICAS
UTILIZANDO ALGORITMOS COMPUESTOS DE
TIEMPO-FRECUENCIA Y FORMACIÓN DE HACES”

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA
(ELÉCTRICA)

P R E S E N T A :
MIGUEL ANGEL MOLERO ARMENTA

DIRECTORA DE TESIS:
DRA. LUCÍA MEDINA GÓMEZ



MÉXICO, D. F.

AGOSTO 2005

0346449



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Evaluación No Destructiva	1
1.2. Métodos de END	2
1.3. END por Ultrasonidos	3
1.4. Técnicas Digitales para END	4
1.5. Objetivo	4
2. Fundamentos de los Ultrasonidos	5
2.1. Conceptos Básicos	6
2.1.1. Parámetros fundamentales	6
2.2. Tipos de Ondas	7
2.3. Propagación de ondas en diferentes medios	9
2.4. Generación de Ultrasonidos	11
2.5. Campo Acústico de un transductor	12
2.6. Atenuación	13
2.7. Métodos de adquisición para ensayos por ultrasonidos	14
2.8. Formatos de Visualización	16
3. Formación de Haces	18
3.1. Formación de Haces Convencional	18
3.2. Algoritmo Modificado para la Formación de Haces	19
3.3. Metodología de implementación	21
4. Análisis Tiempo - Frecuencia	24
4.1. Distribuciones de la Clase de Cohen	24
4.2. Propiedades y Características de las Distribuciones	26
4.2.1. Marginal de Tiempo	27
4.2.2. Términos de Cruce	27
4.2.3. Señal Analítica	28
4.3. Distribución Wigner - Ville	29

4.3.1.	Distribución Wigner - Ville discreta	30
4.3.2.	Implementación de la distribución discreta	33
4.4.	Distribución Choi - Williams	34
4.4.1.	Distribución Choi - Williams discreta	35
4.5.	Distribución Bessel	37
4.5.1.	Distribución Bessel discreta	37
4.6.	Distribución Zhao - Atlas - Marks	40
4.6.1.	Distribución Zhao-Atlas-Marks discreta	40
4.7.	Características de las distribuciones discretas	44
5.	Desarrollo Experimental	51
5.1.	Configuración de los experimentos realizados	51
5.2.	Simulación de materiales no homogéneos	58
6.	Implementación de Algoritmos Compuestos	61
6.1.	Esquema General de implementación	61
6.2.	Descripción de los procedimientos	64
6.2.1.	Procedimientos de la Primera Fase	64
6.2.2.	Procedimientos de la Segunda Fase	68
7.	Validación Experimental	74
7.1.	Validación experimental en materiales homogéneos	74
7.1.1.	Resultados del experimento I	75
7.1.2.	Resultados del experimento II	80
7.2.	Validación experimental en materiales no homogéneos	84
7.2.1.	Resultados del experimento I	84
7.2.2.	Resultados del experimento II	96
8.	Conclusiones	106
A.	Código Fuente	112

Índice de figuras

2.1. Ondas longitudinales viajando a través de un medio.	7
2.2. Ondas transversales viajando a través de un medio.	8
2.3. Ondas superficiales viajando sobre una placa [13].	8
2.4. Refracción debida a una superficie que limita dos medios [13].	10
2.5. Campo Acústico de un transductor [15].	12
2.6. Aproximación geométrica del campo acústico de un transductor [14].	13
2.7. Método Pulso - Eco.	15
2.8. Método de Transmisión.	15
2.9. Método de Resonancia.	16
2.10. Presentación B-scan.	17
2.11. Configuración para obtener una visualización en C-scan.	17
3.1. Diagrama de bloques básico para la Formación de Haz.	19
3.2. Transformación espacial por medio de la definición de un plantilla y puntos focales.	20
3.3. Representación gráfica del cálculo de la distancia entre la posición del transductor s_i y un punto focal F_i	21
4.1. Contenido frecuencial de: a) una señal real, b) una señal analítica.	28
4.2. Kernel de la distribución Wigner-Ville. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$	29
4.3. Kernel de la distribución Choi - Williams con $\alpha = \frac{1}{2}$. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$	34
4.4. Kernel de la distribución Bessel con $\alpha = \frac{1}{2}$. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$	38
4.5. Kernel de la distribución Zhao -Atlas - Marks con $\alpha = \frac{1}{2}$ y $g(\tau) = \frac{1}{ \tau } e^{-\alpha\tau^2}$. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$	41
4.6. Región en forma de Cono que limita el intervalo de la variable de corrimiento τ en función del tiempo.	41
4.7. Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=256$	46
4.8. Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=64$	46
4.9. Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=128$	46
4.10. Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=32$	46
4.11. Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=256$, $M=32$ y $\alpha=0.5$	47
4.12. Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=128$, $M=16$ y $\alpha=0.5$	47

4.13. Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=256$, $M=16$ y $\alpha=0.5$	47
4.14. Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=64$, $M=16$ y $\alpha=0.5$	47
4.15. Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=256$ y $\alpha=0.5$	48
4.16. Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=64$ y $\alpha=0.5$	48
4.17. Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=128$ y $\alpha=0.5$	48
4.18. Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=32$ y $\alpha=0.5$	48
4.19. Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=256$ y $\alpha=0.5$	49
4.20. Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=64$ y $\alpha=0.5$	49
4.21. Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=128$ y $\alpha=0.5$	49
4.22. Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=32$ y $\alpha=0.5$	49
4.23. Representación en tres dimensiones de las distribuciones discretas de la señal definida por la ecuación (4.68).	50
5.1. Configuración del Sistema de adquisición para el experimento I.	52
5.2. Configuración del Sistema de adquisición para el experimento II.	53
5.3. Diagrama de las localizaciones reales de las fallas del experimento I.	55
5.4. Imagen acústica generada por el experimento I.	55
5.5. Diagrama de las localizaciones reales de las fallas del experimento II.	57
5.6. Imagen acústica generada por el experimento II.	57
6.1. Esquema General de la metodología propuesta.	62
6.2. Esquema General de Implementación.	63
6.3. Diagrama de Flujo de los procedimientos de la primera Fase.	64
6.4. Resultado de compensación por atenuación. T3: a) señal original b), compensación como onda plana, c) compensación como onda esférica.	65
6.5. a) T1 (original), b) T1 (proceso de formación de haces).	66
6.6. Espectros de la traza correspondiente a T1. a) Espectro original, b) Espectro de la señal analítica de la traza. c) Espectro de la traza excluyendo la componente de DC, d) Espectro de la señal analítica de la traza excluyendo la componente de DC.	67
6.7. Diagrama de Flujo de los procedimientos de la Segunda Fase.	68
6.8. Representación Tiempo - Frecuencia de una traza correspondiente a T1.	69
6.9. Función de decisión usada por el detector de energía.	70
6.10. Representación Tiempo - Frecuencia de una traza correspondiente a T1.	71
6.11. Representación Tiempo - Frecuencia del resultado de aplicar el detector de energía de una traza correspondiente a T1.	71
6.12. Señales de energía de la envolvente de una traza UT. a) $ \mathcal{A}\{x(n)\} ^2$, b) $m_F(n)$	72
7.1. Imagen acústica del experimento I. Se presentan elipses que encierran las regiones respectivas de las fallas.	75
7.2. Imagen resultante al aplicar el proceso de compensación del experimento I.	76

7.3. Imagen resultante al aplicar el proceso de compensación y de omisión de muestras del experimento I.	77
7.4. Imagen resultante al aplicar el proceso de formación de haces del experimento I.	77
7.5. Imagen resultante de aplicar el proceso de obtención de envolvente.	78
7.6. Errores Lateral y Longitudinal del experimento I.	79
7.7. Imagen resultante de aplicar el criterio de omisión de muestras.	80
7.8. Imagen resultante de aplicar la compensación por atenuación.	81
7.9. Imagen resultante de aplicar el proceso de formación de haces.	81
7.10. Imagen resultante al calcular la envolvente a las trazas correspondientes al proceso de formación de haces.	82
7.11. Errores Lateral y Longitudinal del experimento II.	83
7.12. Imágenes generadas por trazas contaminadas con ruido blanco gaussiano: a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$	84
7.13. T2: a) traza original, b) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.5$, c) traza con ruido: $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$, y d) traza con ruido $\sigma^2 = 1$	86
7.14. Imágenes generadas en el proceso de compensación por atenuación: Experimento a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$	87
7.15. Imágenes generadas en el proceso de formación de haces: Experimento a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$	87
7.16. Imágenes generadas con la envolvente: Experimento a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$	88
7.17. Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.5$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.	89
7.18. Imágenes resultantes cuando $\sigma = 1/\sqrt{2}$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.	90
7.19. Imágenes resultantes cuando $\sigma = 1$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.	91
7.20. Errores de medición usando diferentes distribuciones, si $\sigma^2 = 0.5$ a) lateral y b) longitudinal.	93
7.21. Errores de medición usando diferentes distribuciones, si $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ a) lateral y b) longitudinal	94
7.22. Errores de medición usando la distribución de Zhao - Atlas - Marks, si $\sigma^2 = 1$ a) lateral y b) longitudinal.	94
7.23. Imágenes generadas por trazas contaminadas con ruido: a) $\sigma^2 = 0.5477$, b) $\sigma^2 = 0.5745$ y c) $\sigma^2 = 0.6325$	96
7.24. T1 y T4: a) traza original, b) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.5477$ b) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.5745$, c) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.6325$	97
7.25. Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.5477$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.	98
7.26. Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.5745$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.	99

7.27. Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.6325$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.	100
7.28. Errores de medición usando la distribución de Choi - Williams, si $\sigma^2 = 0.5477$ a) lateral y b) longitudinal.	103
7.29. Errores de medición usando diferentes distribuciones, si $\sigma^2 = 0.5745$ a) lateral y b) longitudinal.	104
7.30. Errores de medición usando diferentes distribuciones, $\sigma^2 = 0.6325$ a) lateral y b) longitudinal.	104

Índice de Tablas

3.1. Parámetros requeridos para la operación del algoritmo modificado.	22
3.2. Organigrama del Algoritmo modificado para la formación de haces.	23
4.1. Algunas Distribuciones de la Clase de Cohen.	25
4.2. Propiedades deseables para las distribuciones de la clase de Cohen.	26
4.3. Organigrama de la distribución Wigner - Ville discreta.	33
5.1. Parámetros del Experimento I.	54
5.2. Localización de las fallas reales del experimento I.	54
5.3. Parámetros del Experimento II.	56
5.4. Localización de las fallas reales del experimento II.	56
5.5. SNR para las pruebas con adición de ruido del Experimento I.	59
5.6. SNR de la región de las fallas en las pruebas con ruido del Experimento I.	59
5.7. SNR para las pruebas con adición de ruido del Experimento II.	60
7.1. Resultados de la localización de las fallas del experimento I.	78
7.2. Resultados de la localización de las fallas del experimento II.	83
7.3. SNR de la región de las fallas en las pruebas con ruido del Experimento I.	85
7.4. Detección de las fallas a partir de las imágenes de la Figura 7.12.	85
7.5. Detección de todas las fallas al disminuir la SNR con $\delta = -3$ dB.	92
7.6. Detección de todas las fallas al disminuir la SNR de todas las fallas con $\delta = -6$ dB.	92
7.7. Resultados de las mediciones de localización para los experimentos de adición de ruido del experimento I.	92
7.8. Error medio lateral y longitudinal del experimento I.	95
7.9. SNR de la región de las fallas en las pruebas con ruido del Experimento II.	97
7.10. Detección de fallas al disminuir la SNR.	101
7.11. Resultados de las mediciones de localización para los experimentos de adición de ruido del experimento II.	102
7.12. Error medio lateral y longitudinal del experimentos II.	103

Abreviaturas

Bs: Bessel, Distribución.

CW: Choi - Williams, Distribución.

DFT: Transformada de Fourier discreta, "Discrete Fourier Transform".

END: Ensayos No Destructivos.

FFT: Transformada Rápida de Fourier, "Fast Fourier Transform".

IDFT: Transformada de Fourier discreta Inversa, "Inverse Discrete Fourier Transform".

IFFT: Transformada Rápida de Fourier Inversa, "Inverse Fast Fourier Transform".

SNR: Relación señal a ruido, "Signal-Noise Ratio".

T-F: Tiempo - Frecuencia.

UT: Ultrasonidos.

WV: Wigner - Ville, Distribución.

ZAM: Zhao - Atlas - Marks, Distribución.

$$\int = \int_{-\infty}^{\infty}.$$

Glosario

Campo Cercano: A la zona en que $z < D^2/4$, se le denomina zona de campo cercano del transductor, donde z es el eje del tiempo de vuelo de la señal ultrasónica y D es el diámetro del transductor.

Campo Lejano: A la zona en que $z > D^2/4$ se le denomina zona del campo lejano, donde z es el eje del tiempo de vuelo de la señal ultrasónica y D es el diámetro del transductor.

Frente de Onda: Frontera del perfil de pulsos, donde todas las partículas vibran en fase.

Material Homogéneo: medio de propagación donde sus propiedades físicas no cambian.

Material no Homogéneo: medio de propagación donde sus propiedades físicas varían de un punto a otro.

Resolución Axial: capacidad para discriminar dos reflectores que se encuentran alineados con el eje del transductor.

Resolución Lateral: capacidad para separar dos puntos que están en una recta perpendicular a la dirección de propagación de los ultrasonidos.

Reflector: dispositivo con diferente impedancia acústica en comparación a la impedancia del medio donde viaja la señal ultrasónica.

Transductor: Dispositivo que transforma el efecto de una causa física, como la presión, la temperatura, la dilatación, la humedad, etc., en otro tipo de señal, normalmente eléctrica.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la
UNAM a difundir en forma electrónica el contenido de
este trabajo en el Portal de Información
M. A. R. E. MIQUEL AUGEL
HOLCO ARANDA
FECHA: 1/08/05
FIRMA: 2/2/2/2

Resumen

Este trabajo tiene por finalidad la detección y localización de fallas presentes en materiales homogéneos y no homogéneos, al mejorar las imágenes acústicas provenientes de un sistema de diagnóstico pulso - eco ultrasónico en B-scan. Para la detección y localización de fallas en materiales homogéneos (medios libres de ruido), se propone utilizar un algoritmo modificado de formación de haces. Éste conjunta la estructura básica de las técnicas de formación de haces convencionales en el dominio temporal y su transformación espacial del tiempo de vuelo de las señales. Además de realizar un proceso de interpolación en dirección perpendicular al eje de propagación de los pulsos ultrasónicos. Los resultados obtenidos por medio de este algoritmo modificado son el mejoramiento en las imágenes acústicas, resaltando la localización de las fallas presentes. Para el caso de los materiales no homogéneos, donde la relación señal a ruido (SNR) es baja, se propone utilizar algoritmos compuestos que involucran el algoritmo modificado de formación de haces y el análisis tiempo - frecuencia. Al incluir un análisis tiempo - frecuencia se logra representar a las señales en un plano tiempo - frecuencia que permite discriminar con mayor facilidad las componentes frecuenciales de los pulsos ultrasónicos embebidas en ruido. Así, se realiza un proceso de filtrado para las componentes frecuenciales no deseables considerando como parámetro esencial la distribución de la energía en las señales. Las distribuciones empleadas en el análisis tiempo - frecuencia son: Wigner - Ville, Choi - Williams, Bessel y Zhao - Atlas - Marks. Al emplear el procedimiento de los algoritmos compuestos se tienen resultados de eliminación de ruido en las imágenes generadas, detección del contenido frecuencial (deseable) de las señales ultrasónicas, corrección de los cambios de fase e incremento en la resolución lateral y longitudinal de los pulsos ultrasónicos. La validación de los algoritmos se ha hecho mediante señales reales y simuladas de materiales no homogéneos, considerando ruido blanco gaussiano.

Dedicatoria

A mi madre Silvia y mi padre Roberto, por su amor y apoyo incondicional.

A la Dra. Lucía Medina Gómez, por su amistad y enseñanzas. Gracias por ahorrarme esas horas de terapia. Espero que un futuro no muy lejano continuemos trabajando juntos.

Agradecimientos

A CONACYT por el apoyo ofrecido para realizar mis estudios de Maestría y elaborar el presente trabajo de tesis.

A DGEP y CONACYT por el apoyo ofrecido para realizar una estancia de investigación en el Instituto de Automática Industrial, Madrid España.

A la UNAM por ofrecerme la educación y la preparación necesaria para seguir adelante con mis siguientes proyectos. Sin duda alguna, trabajaría con gusto para nuestra Universidad.

POR MI RAZA HABLARÁ EL ESPÍRITU

Capítulo 1

Introducción

Los *Ensayos no Destructivos* (END) son técnicas que emplean métodos no invasivos para la detección y localización de discontinuidades y/o defectos en productos, partes, piezas o componentes en servicio. El campo de aplicación de los END es muy amplio e interdisciplinario que juega un papel crítico en la detección, localización y caracterización de las condiciones de un material como pueden ser defectos, fracturas o fallas en general. Estas pruebas son realizadas de manera que no afectan al material en inspección, por lo que su ventaja principal es que no hay cambios en las propiedades físicas y/o químicas y dimensiones de la parte sujeta a inspección. En otras palabras, los END permiten realizar control de calidad en los componentes analizados, ya que pueden inspeccionar productos soldados, fundidos, forjados, laminados, etc; en casi cualquier material, por lo que tienen aplicación en el campo electrónico, siderúrgico, automotriz, metalúrgico, naval, de comunicaciones y transporte.

1.1. Evaluación No Destructiva

En la evaluación no destructiva de los materiales, el análisis no sólo se concentra en la localización de las fallas, sino también en la estimación de las propiedades y características de éstas; por ejemplo, estimar el tamaño, forma y orientación de las fallas. Además, otra finalidad de la evaluación usando técnicas no destructivas es la caracterización de las propiedades físicas del material en inspección.

Para la evaluación no destructiva es necesario considerar cuales son las técnicas y estrategias capaces para la detección y distinción de todas las fallas o defectos presentes en el material en inspección, como también tener modelos físico - matemáticos que puedan identificar cuales fallas y defectos son importantes, así como estimar las propiedades de éstos (tamaño, forma, etc.) [1].

Entonces, por medio de la evaluación no destructiva podemos obtener la siguiente información [2]:

- Evaluación y Detección de Fallas en los materiales.
- Detección de fugas.
- Determinación de la localización de fallas.
- Caracterización de las dimensiones de las fallas o propiamente de las dimensiones del material.
- Caracterización de la estructura y microestructura del material.
- Estimación de las características físicas del material.
- Medidas de la respuesta dinámica y de esfuerzos en el material.
- Clasificación y determinación de la composición química del material.

1.2. Métodos de END

Existen diversos métodos empleados en la inspección de materiales y una creciente investigación relacionada con END, por ser una aplicación de interés en diferentes actividades. En la industria emplean métodos como: la inspección visual, los ensayos de penetración líquida, los ensayos con partículas magnéticas, los ensayos electromagnéticos o de corriente Eddy, la radiografía y los ensayos por ultrasonidos. A continuación se da una breve descripción de estos métodos [2].

Ensayo Visual u Óptico: Es el método más común y básico para la determinación de fallas en un material. Un inspector por medio de herramientas¹ para mejorar la visualización en el material toma decisiones si existe o no una falla. Los ensayos visuales u ópticos incluyen la inspección visual automatizada, que trata de utilizar las disciplinas de visión e inteligencia artificial para controlar la calidad visual de los productos industriales, para evitar las inspecciones de escenas repetitivas y monótonas, que son fatigosas y molestas para los humanos.

Ensayos de Penetración Líquida: método usado para revelar fallas debido a fracturas superficiales, mediante la aplicación de un tinte coloreado o fluorescente al material. Esta técnica está basada en la capacidad de un líquido de filtrarse en una fractura superficial por la acción capilar.

¹Por ejemplo, el uso de lupas, microscopios, minicámaras y videoendoscopios mejora la inspección en el material.

Ensayos de Partículas Magnéticas: utiliza campos magnéticos y partículas magnéticas pequeñas, tales como limaduras del hierro para detectar defectos en materiales. El único requisito para lograr pruebas efectivas es que el material examinado debe ser un material ferromagnético, como es el hierro, el níquel, el cobalto, o algunas de sus aleaciones.

Ensayos Electromagnéticos: o de corriente de Eddy es un método de END que utiliza los principios del electromagnetismo. Estos ensayos con base a la corriente de Eddy son óptimos para detectar fracturas superficiales, como también realizar pruebas de conductividad eléctrica y medidas de espesor.

Radiografía: consiste en incidir una fuente de radiación de rayos X al material en inspección de tal manera que la imagen resultante (radiografía) muestre los cambios en las características físicas del material.

Ensayos por Ultrasonidos: mediante el empleo de los ultrasonidos (UT) se detectan imperfecciones o cambios en las propiedades de los materiales. Una técnica de adquisición muy usada al emplear ultrasonidos es el método de pulso - eco²; que al incidir una señal ultrasónica al material en inspección, las reflexiones (ecos) que ésta sufre son recibidas por un transductor receptor mostrando los cambios en las características mecánicas del material.

1.3. END por Ultrasonidos

La inspección por ultrasonidos es una de las técnicas más prometedoras para los END por tener un bajo costo y requerir menor infraestructura en comparación con otros métodos. Además, empleando los ensayos por ultrasonidos se tiene la opción de automatizar la evaluación de los materiales por medio de un sistema de diagnóstico durante un proceso de manufactura y obtener información acerca de la posición, forma y tamaño de una o múltiples fallas como son: las inclusiones, agujeros y defectos.

Una ventaja muy importante al utilizar los END por ultrasonidos es que no es nocivo para el humano, como podría ser el uso de otros métodos de END que emplean radiaciones de rayos X, sustancias tóxicas o corrientes eléctricas de alto amperaje. Por tanto, en el presente trabajo de tesis sólo nos concentraremos en los END por ultrasonidos³.

²En el capítulo 2 se describen los métodos de adquisición más empleados en ensayos por ultrasonidos.

³En el capítulo 2 se presentan los fundamentos y propiedades de los ultrasonidos.

1.4. Técnicas Digitales para END

Las técnicas digitales para los END comprenden los métodos, algoritmos y estrategias digitales para mejorar la información y facilitar la interpretación de las señales adquiridas que previamente han interactuado con el medio a explorar. El procesamiento digital de las señales ultrasónicas ha abierto nuevas expectativas en el diagnóstico, detección y evaluación de fallas en materiales utilizando técnicas como: extracción de la información frecuencial de las señales UT con la Transformada de Fourier como herramienta principal; mediante técnicas de análisis estadístico de datos, reconocimiento de patrones e inteligencia artificial para la detección y estimación de señales [3, 4]; siendo las señales UT (provenientes de materiales no homogéneos) señales no estacionarias, se logra la estimación y el filtrado de éstas por medio de técnicas adaptativas; para la mejora de la resolución lateral y axial de las imágenes UT con ayuda de métodos de formación de haces [5, 6, 7]; y por medio del análisis tiempo - frecuencia [8, 9, 10] y tiempo - escala [11, 12], se realiza la detección, estimación, localización y realce de fallas o defectos presentes en los materiales.

1.5. Objetivo

El objetivo del presente trabajo de tesis es: *mejorar las imágenes acústicas provenientes de ensayos no destructivos por ultrasonidos empleando técnicas digitales de formación de haces y tiempo - frecuencia mediante un procedimiento de algoritmos compuestos.*

Los objetivos particulares engloban lo siguiente:

- Detección y localización de fallas usando END por ultrasonidos.
- Mejoramiento de imágenes acústicas de materiales homogéneos y no homogéneos.
- Validación de algoritmos compuestos empleando técnicas de formación de haces y tiempo - frecuencia.

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera: en el *capítulo 2* se describe los conceptos, propiedades y características básicas de los ultrasonidos. El *capítulo 3* introduce las técnicas de formación de haces y un algoritmo mejorado para tal propósito. El análisis de las distribuciones tiempo - frecuencia utilizadas, se describen en el *capítulo 4*. La descripción del sistema de adquisición ultrasónico empleado y los datos a procesar se discuten en el *capítulo 5*. El *capítulo 6* muestra la metodología propuesta mediante algoritmos compuestos usando las técnicas digitales anteriormente presentadas. Finalmente, en los *capítulos 7 y 8* presentamos los resultados y conclusiones del trabajo, respectivamente. Además, incluimos un apéndice donde mostramos el código fuente escrito en la plataforma Matlab.

Capítulo 2

Fundamentos de los Ultrasonidos

Las técnicas de inspección por ultrasonidos se han caracterizado por su bajo costo e infraestructura en la detección y localización de fallas en materiales. Tales técnicas de inspección implican el conocimiento y uso de las propiedades y características principales de las ondas ultrasónicas [13], siendo ésta la finalidad del presente capítulo.

Los ultrasonidos (UT) son ondas acústicas (oscilaciones mecánicas), que se propagan por todos los materiales mediante el movimiento armónico de sus moléculas [14]. Las frecuencias de vibración de los ultrasonidos están por encima de la banda de frecuencias audibles¹ ($\leq 20 \text{ kHz}$). Al explotar las propiedades y características de los UT como ondas que viajan en medios elásticos se tiene un gran número de aplicaciones para diversos campos de estudio, como son:

- Mezcla de líquidos ordinariamente no miscibles.
- Dispersión de materiales en líquidos.
- Ruptura de algunos polímeros.
- Coagulación de algunas suspensiones.
- Producción de reacciones químicas.
- Precipitación de humos.
- Homogenización.
- Emulsificación
- Transformación de compuestos químicos y estructuras cristalinas.

¹Sin embargo, algunas frecuencias del intervalo sonoro también se pueden usar para ciertas aplicaciones ultrasónicas y, cuando se hace esto, a veces se les llama vagamente ultrasonidos [13].

- Destrucción de Bacterias.
- Estímulo y crecimiento de plantas.
- Formación básica para sistemas de televisión.
- Señalización submarina y Sondeo de profundidad (SONAR).
- Sistemas de Comunicación.
- Exploración sísmica
- Diagnóstico Médico (Ecografía médica, etc.) y tratamiento médico.
- Ensayos no destructivos.

Centrándonos en el presente trabajo de tesis a la aplicación de señales ultrasónicas para END en materiales.

2.1. Conceptos Básicos

Una onda mecánica o una *perturbación unidimensional* con función de onda $\psi(x, t)$ que se propaga en la dirección x , en el instante de tiempo t , tiene por ecuación de onda:

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial t^2} \quad (2.1)$$

donde v es la velocidad de la onda en el medio de propagación. La ecuación (2.1) tiene una solución de la forma:

$$\psi = C_1 f(x - vt) + C_2 g(x + vt) \quad (2.2)$$

donde $f(\cdot)$ y $g(\cdot)$ se les denomina *perfil de onda* para un instante de tiempo dado.

2.1.1. Parámetros fundamentales

Para describir los parámetros que integran a la solución de la ecuación de onda mostrada por la ecuación (2.2) consideramos un perfil de una *onda armónica*:

$$\psi = A \text{ sen}(k[x - vt] + \phi) \quad (2.3)$$

donde podemos enumerar los parámetros:

1. Amplitud de onda A .
2. Número de onda k .

3. Ángulo de fase inicial ϕ .
4. Longitud de onda $\lambda = \frac{2\pi}{k}$.
5. Período de oscilación $T = \frac{1}{f}$.
6. Frecuencia de oscilación $f = \frac{\omega}{2\pi}$.
7. Frecuencia angular ω .

2.2. Tipos de Ondas

Una onda ultrasónica que viaje a través de un medio cualesquiera describe un tipo específico de propagación dependiendo de las condiciones físicas del medio, por lo que existe una clasificación de las ondas según su tipo de propagación. A continuación presentamos las características principales de los diferentes tipos de ondas [13]:

- **Ondas longitudinales:** son aquellas en las que el movimiento de las partículas del medio se realiza (en forma de compresión y expansión) en la misma dirección en la que se propaga la onda (ver Figura 2.1). Estas ondas pueden viajar en medios sólidos, líquidos y gaseosos.

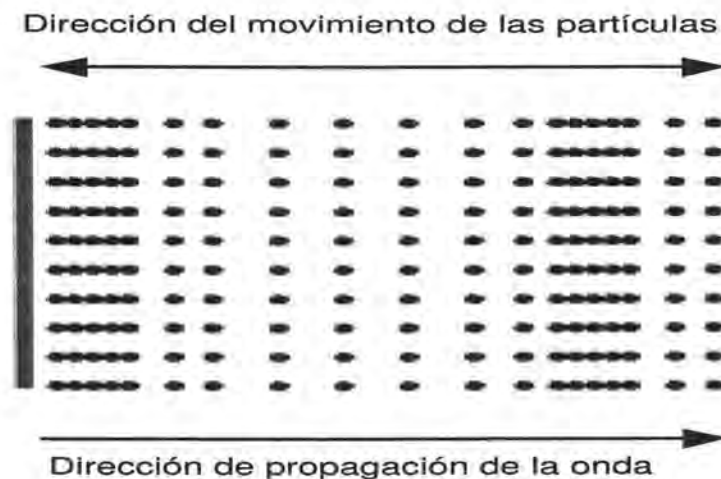


Figura 2.1: Ondas longitudinales viajando a través de un medio.

- Ondas transversales:** son aquellas en las que el movimiento de la partícula es perpendicular a la dirección de propagación de la onda (Figura 2.2). Las ondas transversales tienen una velocidad aproximadamente de la mitad de las ondas longitudinales [13, 14]. Por tal efecto hacen que sean más sensibles a pequeñas inclusiones en el medio y por tanto, las ondas transversales son fácilmente dispersadas dentro del material. Las ondas transversales no viajan en líquidos o gases, ya que hay muy poca o ninguna elasticidad para propagarse perpendicularmente en tales medios.

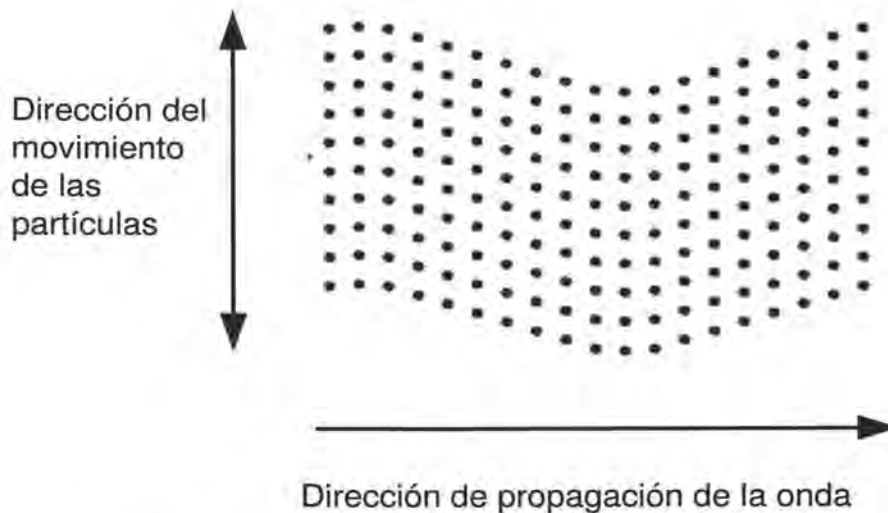


Figura 2.2: Ondas transversales viajando a través de un medio.

- Ondas superficiales o de Rayleigh:** se propagan sobre la superficie de un material sin penetrar en éste, como se muestra en la Figura 2.3. Las ondas de superficie consisten en movimientos longitudinales y transversales de la partícula. Su velocidad depende de las propiedades físicas del material y es aproximadamente nueve décimas de la velocidad de la onda transversal [13].

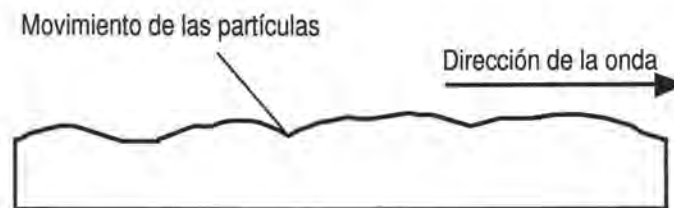


Figura 2.3: Ondas superficiales viajando sobre una placa [13].

2.3. Propagación de ondas en diferentes medios

En secciones anteriores, se ha hecho referencia a la propagación de ondas ultrasónicas en un medio o material. Sin embargo, cuando una onda UT viaja en diferentes medios existen cambios en la distribución de su energía al propagarse por éstos (efectos de reflexión, refracción, etc.). En esta sección se describen los efectos principales que sufre una onda UT cuando existen diferentes medios:

- Reflexión entre dos materiales:** Cuando una onda que se propaga a través de un material llega a la frontera entre éste y un segundo medio, parte de la energía continúa propagándose en forma de onda en el segundo medio, mientras que otra parte es reflejada y regresa al primer medio, comúnmente con un cambio de fase en la onda. La característica que determina la cantidad de energía reflejada se conoce como *impedancia acústica específica*, definida como el producto de la densidad del material y la velocidad de propagación de la onda, $Z = \rho v$. Por ejemplo, para dos medios diferentes, la amplitud (presión) de la onda reflejada se relaciona con la onda incidente como:

$$A_r = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.4)$$

donde:

Z_1 : $\rho_1 v_1$

Z_2 : $\rho_2 v_2$

ρ_i : densidad del i-ésimo material

A_r : razón entre las amplitudes reflejada e incidente

El efecto de reflexión en grandes proporciones tiene lugar cuando se transmite una onda UT desde un medio líquido cualquiera a un medio sólido cualquiera. Sin embargo, la manera habitual de introducir ondas ultrasónicas en un sólido es empleando finas películas de agentes de acoplamiento (comúnmente líquidos).

- Reflexión debida a inhomogeneidades en el medio:** Una onda UT que viaja por un medio cualesquiera y encuentra un cambio de medio, por ejemplo un obstáculo en éste, puede ser reflejada de varias maneras, dependiendo de la naturaleza, forma y tamaño del obstáculo. La acción parece depender de la relación entre la longitud de onda y el tamaño del obstáculo. Cuando el tamaño del obstáculo es mayor que λ , resulta una onda fuertemente reflejada. Una sombra se establece detrás del obstáculo o defecto, y se produce difracción alrededor de sus bordes. Mientras que si el tamaño del obstáculo es menor a λ , el obstáculo es transparente.

- **Orientación de la onda UT hacia el medio:** La orientación de una superficie reflectora es importante, ya que es en esencia la proyección de la frontera sobre un plano perpendicular al haz o rayo, la que determina la cantidad de reflexión. Una superficie muy regular puede actuar como un reflector perfecto y alejar el haz dirigido en un determinado ángulo, de la misma manera que un rayo o haz es reflejado por un espejo. Las superficies irregulares casi siempre devuelven parte de la energía a lo largo del camino que alcanzó un obstáculo.
- **Refracción:** Si una onda en un medio 1 incide en la superficie de un medio 2 con un ángulo θ_1 , dentro de este material viajará con un ángulo θ_2 , debido al cambio de medios, sufriendo así una desviación (Figura 2.4). La relación entre θ_1 y θ_2 es:

$$\frac{\text{sen}\theta_1}{\text{sen}\theta_2} = \frac{v_1}{v_2} \quad (2.5)$$

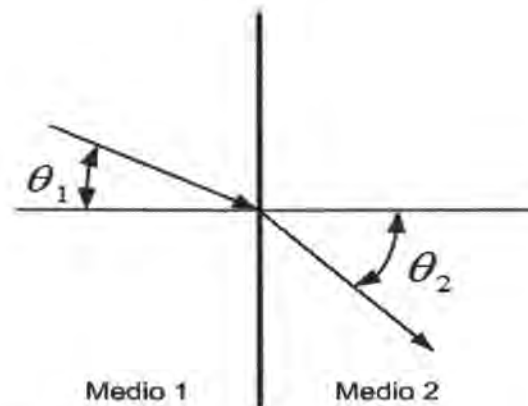


Figura 2.4: Refracción debida a una superficie que limita dos medios [13].

donde θ_1 es el ángulo de incidencia, θ_2 es el ángulo de refracción, y v_1 , v_2 son las velocidades en el medio 1 y en el medio 2, respectivamente.

- **Difracción:** Otro factor que habrá que considerar es que las ondas UT no siempre se propagan de manera rectilínea, por ejemplo, cuando una onda pasa cerca de una esquina de un objeto tiene una tendencia a torcerse hacia y alrededor de ésta. Esta desviación de la onda se llama difracción.

2.4. Generación de Ultrasonidos

Las ondas ultrasónicas son generadas y detectadas por transductores que transforman energía eléctrica a energía mecánica y viceversa, respectivamente. Existen diferentes tipos de transductores ultrasónicos [14]:

- **Transductores Piezoeléctricos:** están basados en la propiedad piezoeléctrica de ciertos materiales, de permitir convertir una fuerza de presión en un potencial eléctrico y viceversa. La piezoelectricidad es un fenómeno que consiste en: a) la aparición de cargas eléctricas en las caras de determinados cristales cuando se ejerce sobre ellos una presión o tracción mecánica y b) al aplicar una diferencia de potencial al cristal sufre un cambio produciendo ondas mecánicas. Una de las características importantes de estos transductores es la emisión de pulsos de banda ancha, en un intervalo de frecuencias entre 20 kHz y 100 MHz.
- **Transductores Capacitivos:** comúnmente utilizados para aplicaciones en aire; poseen una lámina conductora elástica y tensada que actúa como uno de los electrodos de un capacitor eléctrico mientras que el otro electrodo se sitúa a corta distancia y es fijo. Al aplicar entre ellos un potencial oscilante, el campo eléctrico variable que se crea entre los electrodos produce fuerzas de atracción y repulsión que hacen vibrar la lámina elástica. En el caso de utilizar al transductor en recepción, el capacitor se carga a un potencial determinado y son las vibraciones de la lámina elástica las que modifican la capacidad del capacitor, produciendo una señal de tensión entre sus electrodos. La frecuencia máxima de oscilación que pueden operar este tipo de transductores es de 2 MHz.
- **Transductores Acústicos Electromagnéticos:** aprovechan la ley de fuerzas a las que se ve sometida una corriente eléctrica en un campo magnético (principio de Lorentz). La corriente eléctrica se induce en el material mediante una bobina, a la que se excita con una frecuencia igual a la onda UT. Por otro lado, en recepción; las vibraciones del material se detectan como variaciones de corriente en la bobina. Estos transductores tiene la ventaja de no requerir un material acoplante. Sin embargo, están limitados a generar ondas solamente en materiales conductores y para pequeñas penetraciones menores a 1 mm. En consecuencia, estos transductores son útiles para generar ondas superficiales, usadas para la detección de grietas e irregularidades en la superficie en metales. Algunas desventajas son: a) requieren excitaciones de gran potencia y b) la amplitud de las señales recibidas son pequeñas comparadas con las adquiridas por los transductores piezoeléctricos.
- **Transductores Láser:** funcionan a partir de un láser de potencia que emite un pulso de alta energía y de corta duración que al incidir sobre la superficie del material o medio de propagación genera ondas UT de varios MHz. En recepción, se utiliza un láser de baja potencia que ilumina la zona de interés; las pequeñas oscilaciones de

la superficie se detectan por métodos interferométricos. Las ventajas de este tipo de transductores son no requerir contacto físico con el material, ni necesitar acoplantes pudiendo utilizarse en materiales a altas temperaturas. Sus mayores desventajas son el costo y volumen de los sistemas de transducción.

2.5. Campo Acústico de un transductor

Cuando se generan pulsos UT se produce un campo acústico dividido en dos regiones: *campo cercano* y *campo lejano*. El campo cercano o zona de Fresnel es la región contigua al transductor donde la amplitud del pulso ultrasónico varía aleatoriamente debido a la difracción. La difracción es causada por los bordes del transductor y afecta la distribución de la presión acústica. En el campo lejano o zona de Fraunhofer, el campo de radiación decrece linealmente con la distancia a lo largo del eje principal de propagación. La Figura 2.5 muestra el comportamiento de los pulsos UT en las regiones de campo cercano y lejano, donde L_{cc} es la distancia entre cara del transductor y su punto focal, y está dado por

$$L_{cc} = \frac{D^2}{4\lambda} \quad (2.6)$$

siendo D el diámetro o la dimensión máxima del transductor.

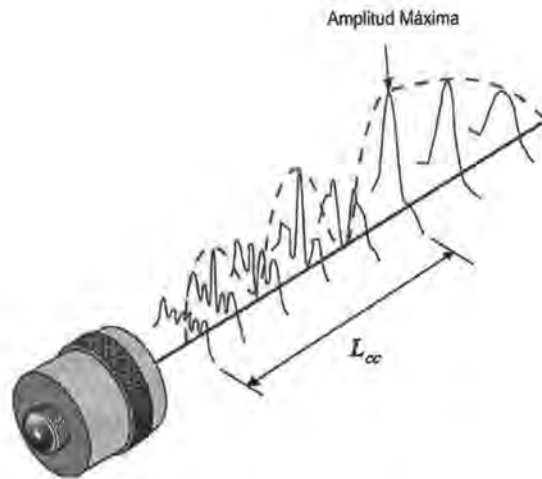


Figura 2.5: Campo Acústico de un transductor [15].

De esta forma se puede realizar una aproximación geométrica del campo generado por un transductor (Figura 2.6), que como se observa está formado por dos zonas:

- Una zona de campo cercano donde los pulsos UT se propagan como ondas esféricas:

$$A = \frac{A_0}{d} e^{-\alpha_c d} \quad (2.7)$$

donde d es la distancia recorrida y α_c el coeficiente de atenuación.

- Una zona de campo lejano, en la que las ondas se propagan como ondas planas:

$$A = A_0 e^{-\alpha_c d} \quad (2.8)$$

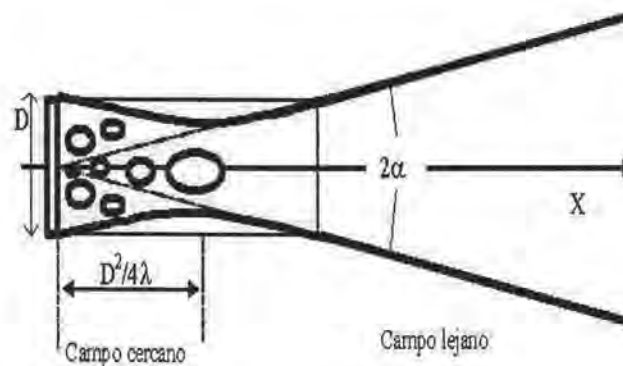


Figura 2.6: Aproximación geométrica del campo acústico de un transductor [14].

2.6. Atenuación

Hemos considerado que las ondas UT siguen una propagación ideal y sin pérdidas. En la propagación de ondas UT en materiales reales se produce una pérdida de la energía causada por fenómenos de *dispersión* y de *absorción*. El efecto de ambos fenómenos se suele denominar *atenuación*.

La *dispersión* [14] es consecuencia de la inhomogeneidad de ciertos materiales que contienen zonas con diferente impedancia acústica. Estos cambios de homogeneidad pueden deberse a inclusiones, poros, granos, fibras, etc. Cuando los dispersores tienen distintos comportamientos para cada dirección, se dice que son anisótropos. Cuando el tamaño de los dispersores o granos es comparable a λ , éstos producen ecos que a su vez son reflejados por otros granos. Este proceso se repite para cada onda y para cada grano, de forma que el frente acústico original sufre una degradación a través de caminos complejos, donde gradualmente la energía se convierte en calor [14].

El segundo causante de la atenuación es la *absorción*, que consiste en una transformación directa de la energía mecánica en calor. Se entiende como la resistencia de las partículas al movimiento oscilatorio.

El coeficiente de atenuación depende de las propiedades de cada material y de la frecuencia central del transductor α_c dada por

$$\alpha_c = \frac{A_T}{f_c^2} \left[\frac{dB \cdot s^2}{m} \right] \quad (2.9)$$

donde A_T es una constante calculada con las propiedades de los materiales y puede ser encontrada en tablas [28].

2.7. Métodos de adquisición para ensayos por ultrasonidos

En los END-UT, generalmente, se consideran tres métodos de adquisición, según la configuración del transductor o arreglo de éstos. A continuación se describen las características principales de estos métodos:

Método Pulso - Eco: Por medio de un transductor o arreglo se emite un pulso ultrasónico (ver Figura 2.7). Tal pulso viaja por el material en análisis, con la característica que al existir un cambio de medio (impedancia acústica diferente), parte de la energía es reflejada (eco) y parte es transmitida (con posibles efectos de refracción), por lo que continúa viajando por el medio. Los ecos producidos por la reflexión del pulso son recibidos por los mismos transductores que generaron el pulso inicial.

Método de Transmisión: De igual manera que la técnica de pulso - eco, utiliza los efectos de reflexión y transmisión de los pulsos UT al viajar por diferentes medios. Sin embargo, la configuración que emplea esta técnica (ver Figura 2.8) difiere al considerar un transductor para el proceso de transmisión y otro para el de recepción. De este modo, la detección de fallas se realiza midiendo la energía recibida en comparación a la energía transmitida de los pulsos UT.

Método de Resonancia: En este método se envían ondas ultrasónicas de diversas frecuencias al material en inspección. La transmisión de estas ondas se lleva a cabo hasta que una onda estacionaria² se establece. Esto indica que la frecuencia de oscilación que maneja el transductor coincide con una frecuencia resonante del material

²Se dice que una onda es estacionaria cuando no varía su contenido espectral.

en inspección, resultando en un incremento momentáneo en la energía generada por el transductor (Figura 2.9). Defectos o fallas de dimensiones grandes en materiales no homogéneos pueden establecer ondas estacionarias y así ser detectadas.

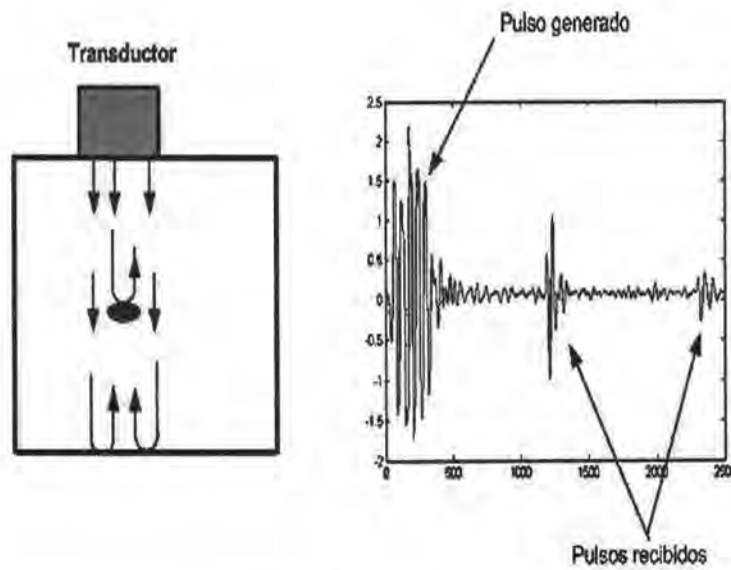


Figura 2.7: Método Pulso - Eco.

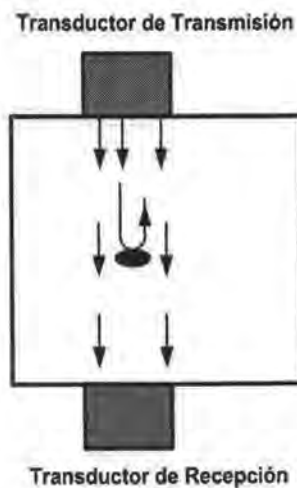


Figura 2.8: Método de Transmisión.

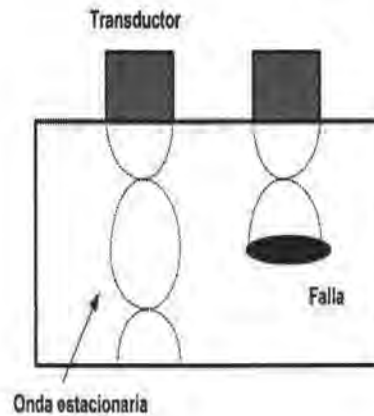


Figura 2.9: Método de Resonancia.

2.8. Formatos de Visualización

Las medidas ultrasónicas pueden ser visualizadas de diferentes maneras. Existen tres presentaciones típicas en el área de los END: A-scan, B-scan y C-scan. Cada presentación proporciona diferentes formas de visualizar y evaluar las regiones en inspección.

Presentación A-Scan: La presentación por A-scan visualiza la intensidad de la onda UT recibida en función del tiempo. La onda reflejada es caracterizada a lo largo de un eje de una variable temporal o del número de muestras de la señal. En la Figura 2.7 (derecha) se presenta la forma de obtención de una visualización A-scan.

Presentación B-Scan: La presentación por B-scan es realizada al variar la posición d_y de un transductor sobre un eje perpendicular al eje de propagación de la onda UT, o bien el arreglo de transductores. En consecuencia, se capta un conjunto de ondas reflejadas por el material en inspección obteniendo un representación en dos dimensiones (Figura 2.10).

Presentación C-Scan: Para obtener una presentación C-scan, se captan las ondas UT reflejadas por medio de la variación de la posición de un transductor sobre un plano perpendicular a la dirección de propagación de las ondas (Figura 2.11), es decir, se adquieren un conjunto de imágenes en presentación B-scan. Así, se puede obtener imágenes que representan cortes transversales del medio en exploración.

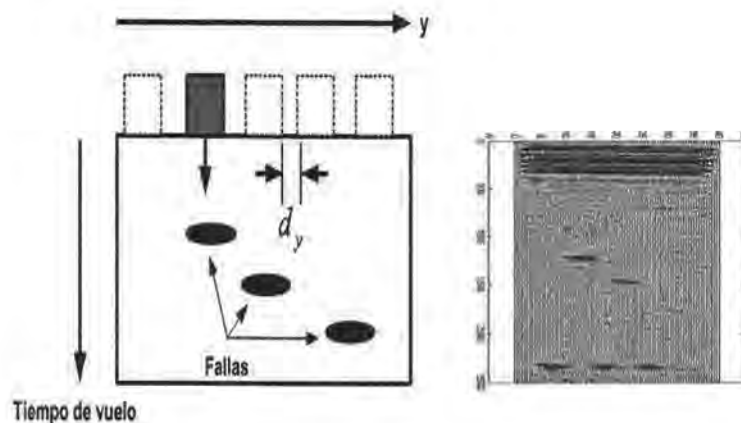


Figura 2.10: Presentación B-scan.

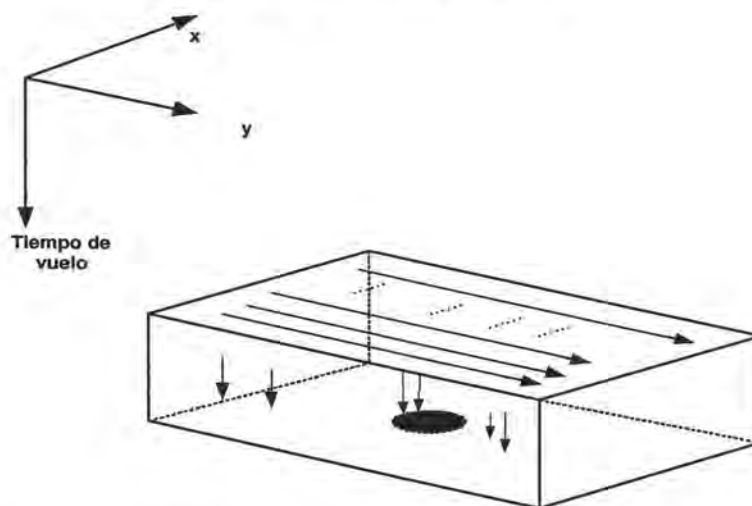


Figura 2.11: Configuración para obtener una visualización en C-scan.

Conclusiones

En el presente capítulo se mencionaron las aplicaciones principales usando ultrasonidos, de tal manera que en el trabajo de tesis sólo nos referiremos a la aplicación de ultrasonidos para END. Asimismo, se introdujeron los conceptos básicos del movimiento ondulatorio y principales características que conlleva este fenómeno, describiendo en forma resumida los tipos de onda y efectos en la propagación de las ondas UT al viajar por diferentes medios. Se describieron en forma general, diversas tecnologías para la generación de ultrasonidos resaltando las principales ventajas y desventajas de cada tipo de transductor. Así, se explicaron de forma breve el concepto de campo acústico generado por un transductor y la representación geométrica de éste. Además, se describieron los métodos de adquisición por END-UT y sus formatos de visualización. Para mayores referencias se recomienda revisar [13, 14, 16, 15] y para profundizar en el marco teórico de las ondas acústicas en [17, 18].

Capítulo 3

Formación de Haces

Los métodos de Formación de Haces (“beamforming”) son técnicas utilizadas para el mejoramiento y corrección de las señales recibidas por un transductor dado o un arreglo de éstos. Estas técnicas engloban una serie de operaciones para: separar las señales de acuerdo a su dirección de propagación y contenido frecuencial [6], corregir los efectos debidos a los cambios de fase en las señales al viajar por el medio de exploración y corregir los efectos debidos al patrón de radiación de un transductor o un arreglo de sensores en operación [19].

3.1. Formación de Haces Convencional

Comúnmente, las operaciones que integran a las técnicas de formación de haces son: sumas ponderadas y líneas de retardos, con el fin de corregir los efectos anteriormente mencionados. En la Figura 3.1 se presenta un diagrama de bloques de la técnica de formación de haces clásica llamada: retardo-suma¹ (“delay-time sum”), donde se observa que los coeficientes w_i ponderan a las señales y los τ_i son los retardos respectivos en las señales, los cuales están en función de la distancia entre los transductores. Además, se introduce un índice j , de tal modo que las señales $y_j(n)$ son una combinación lineal de las señales $x_i(n - \tau_i)$:

$$y_j(n) = \sum_{i=0}^{L_c-1} w_i x_i(n - \tau_i) \quad (3.1)$$

Donde L_c representa el número de señales consideradas para tal corrección. A estas señales también se les denomina trazas. Además, el índice j es asignado para representar al número de trazas resultantes de la corrección.

¹Este algoritmo pertenece a una clase de técnicas de formación de haces denominadas convencionales, pudiéndose implementar en el dominio frecuencial usando la Transformada de Fourier.

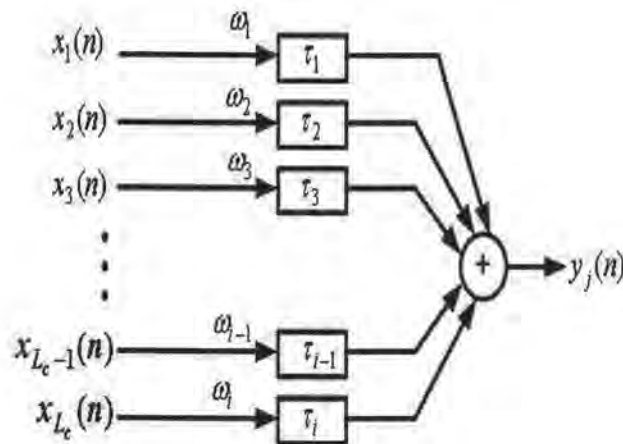


Figura 3.1: Diagrama de bloques básico para la Formación de Haz.

El cálculo del tiempo τ_i está en función de la velocidad de propagación del pulso UT, y de la distancia entre éste y los transductores, d_i . Por ejemplo, usando el método de pulso -eco, el tiempo τ_i se obtiene como:

$$\tau_i = 2 \frac{d_i}{v} \quad (3.2)$$

3.2. Algoritmo Modificado para la Formación de Haces

Existen diversas formas de implementar la técnica de retardo-suma, además de las técnicas adaptativas para la estimación de los coeficientes de peso w_i [6]. En este capítulo se hace mención de un algoritmo modificado [7, 10] para realizar el proceso de formación de haces. La diferencia de este algoritmo en comparación a los algoritmos clásicos de formación de haces es considerar sólo la suma de las muestras en análisis y no la acumulación de las muestras correspondientes al ancho de pulso como es usual. Además, $w_i=1$.

Los algoritmos de formación de haces además de considerar las operaciones de suma y líneas de retardos, introducen una transformación espacial, es decir, en lugar de sólo considerar al conjunto de trazas en función del eje de los transductores y la profundidad como el tiempo de vuelo $f(x,t)$, definimos un arreglo de puntos virtuales (Figura 3.2), asignando de este modo una plantilla espacial $f(x,y)$ al campo de radiación. A este conjunto de puntos virtuales se les denomina *puntos focales* F_i . Así, el campo de radiación está en función del ángulo de apertura ϕ , que a su vez depende de las especificaciones de los transductores.

El ángulo φ para cada punto focal con relación a la posición del transductor s_i es calculado como:

$$\varphi_i = \text{atan} \left(\frac{F_i(x,0) - s_i(x,0)}{F_i(0,y)} \right) \quad (3.3)$$

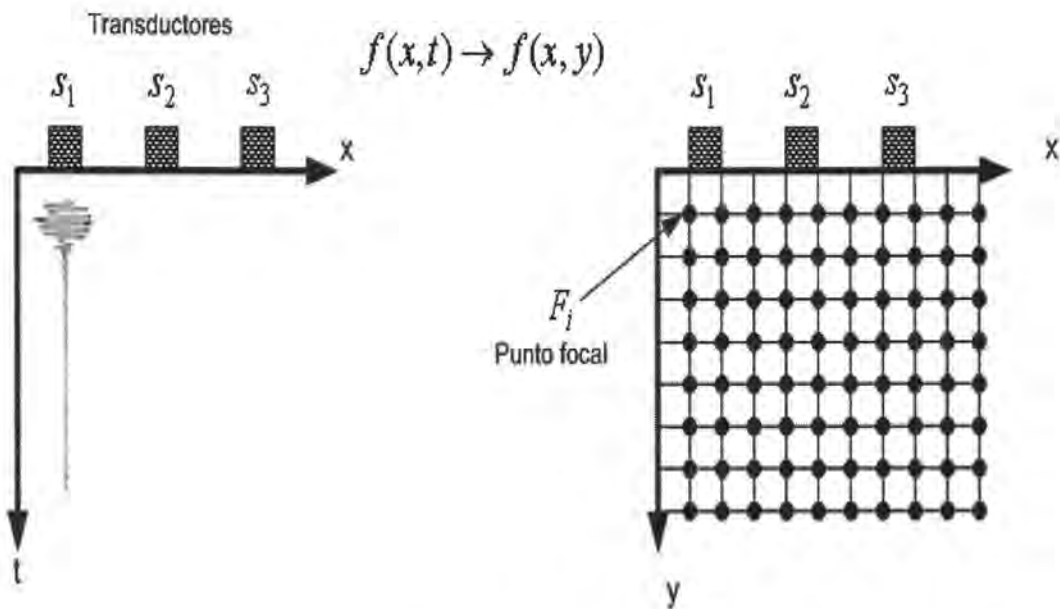


Figura 3.2: Transformación espacial por medio de la definición de un plantilla y puntos focales.

De este modo se puede discriminar qué punto focal es visible para cada transductor. Posteriormente, si un punto focal es visible por un transductor, se calcula la distancia entre éstos para asignar los valores de los retardos entre trazas y corregir los cambios de fase en las señales. La forma de cálculo de la distancia entre un transductor s_i y un punto focal F_i es:

$$d_i = \sqrt{[s_i(x,0) - F_i(x,0)]^2 + [F_i(0,y)]^2} \quad (3.4)$$

3.3. Metodología de implementación

La metodología empleada para la implantación del algoritmo modificado de formación de haces es como sigue:

1. Por medio del desplazamiento de un transductor sobre un eje perpendicular al eje de propagación del pulso ultrasónico se transmiten y reciben los ecos. Por tanto, definimos una matriz M_{xt} con $N \times L$ elementos, donde L es el número de trazas o señales que depende del número de posiciones que se desplazó un transductor, o bien, del número de transductores empleados y N es el número de muestras por traza, determinado por la frecuencia de muestreo f_s .
2. Se define una plantilla M_{xy} con $N \times P$ elementos para realizar una transformación espacial de la matriz original (Figura 3.2), donde P es el número de líneas de dicha transformación, así se logra darle dimensión espacial al tiempo de vuelo de los ecos UT. Cabe mencionar que para lograr una mejor resolución del conjunto de trazas, se elige $P > L$, con esto se logra realizar un proceso de interpolación en dirección al eje del transductor.
3. Se calcula el ángulo que forma el punto focal en referencia al sensor en análisis (ecuación 3.3) para determinar si $F_i(x,y)$ está dentro de la región visible de $s_i(x,y)$ (ver Figura 3.3). El criterio discriminante está en función del ángulo θ , definido según las especificaciones del transductor.

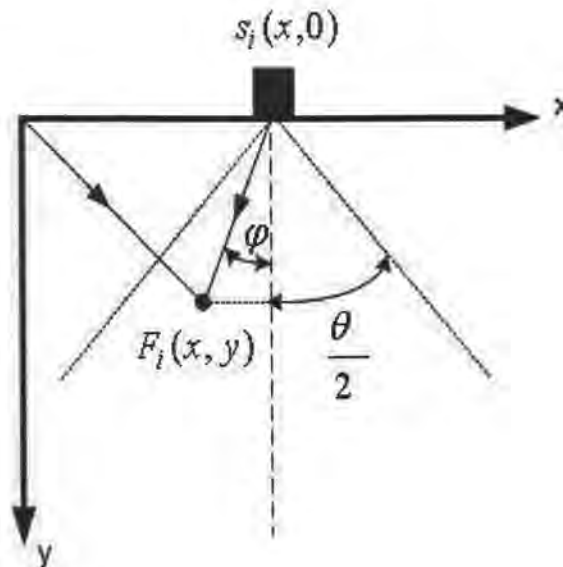


Figura 3.3: Representación gráfica del cálculo de la distancia entre la posición del transductor s_i y un punto focal F_i .

4. Si el punto focal está dentro de la región visible del transductor, se calcula la distancia entre éste y la posición del transductor s_i , (ecuación 3.4). Tal distancia se traslada a un número de muestra:

$$N_m = K \frac{f_s}{v} d_i \quad (3.5)$$

El valor de la constante K dependerá del método de adquisición utilizado (ver Tabla 3.1).

5. Se desplazan las trazas de la matriz M_{xt} con respecto al índice N_m y se suman los valores respectivos a la coordenada de dicho índice para todas las trazas dentro de la región visible.
6. Finalmente, se asigna el resultado de la suma a la matriz M_{xy} en la coordenada del punto focal de interés y se repite el procedimiento (desde el inciso 3 al inciso 6) para todos los puntos focales definidos en M_{xy} .

Las especificaciones requeridas para la operación del algoritmo modificado se muestran en la Tabla 3.1. En la Tabla 3.2 se ejemplifica la metodología presentada y la forma de implementación en un organigrama.

Parámetro	Definición
f_s	Frecuencia de muestreo
v	Velocidad de propagación de la señal en el medio
N	Número de muestra por cada traza
L	Número de trazas adquiridas
P	Número de líneas requeridas por la plantilla M_{xy}
A	Adquisición lateral del material en inspección
H	Adquisición longitudinal del material en inspección
θ	Ángulo de apertura del transductor
K	Constante según el método de adquisición utilizado K=1 → método de transmisión; K=2, → método pulso-eco

Tabla 3.1: Parámetros requeridos para la operación del algoritmo modificado.

1.- Definición de las dimensiones de la plantilla $f(x, y)$

$$\Delta A = \frac{A}{L}, \Delta A_I = \frac{A}{P}, \Delta H = \frac{H}{N}$$

$$f_x = \{\Delta A_I, 2\Delta A_I, \dots, A\}, f_y = \{\Delta H, 2\Delta H, \dots, H\}, s = \{\Delta A, 2\Delta A, \dots, A\}$$

2.- for $i = 1 : N$

 for $j = 1 : P$

$sum = 0$

 for $k = 1 : L$

$$\varphi = \text{atan} \left(\left| \frac{f_x(j) - s(k)}{f_y(i)} \right| \right) \frac{180^\circ}{\pi}$$

 if $(\varphi \leq \theta/2)$

$$d = \sqrt{[s(k) - f_x(j)]^2 + [f_y(i)]^2}$$

$$N_m = K \frac{f_s}{v} d$$

$$sum = sum + M_{xt}(N_m, k)$$

 end if

 end for

$$M_{xy}(i, j) = sum$$

end for

end for

Tabla 3.2: Organigrama del Algoritmo modificado para la formación de haces.

Conclusiones

En este capítulo se introdujo de forma somera los principios del método de formación convencional “delay-time sum”, destacando sólo las características principales para formalizar un algoritmo modificado de formación de haces. Este algoritmo modificado considera sólo la suma de los puntos en análisis y no la suma del ancho del pulso. Por tanto, con esta técnica se puede ajustar y corregir los efectos en cambios de fase que sufren las señales UT al viajar en el medio de exploración. Cabe mencionar que este algoritmo no introduce un análisis físico de las señales, principalmente es un proceso de compensación geométrica.

Capítulo 4

Análisis Tiempo - Frecuencia

Por medio de un análisis tiempo - frecuencia de las señales se puede representar, en forma simultánea, las componentes frecuenciales en los instantes de tiempo en que éstas se presentan. Tal análisis conduce a definir un conjunto de distribuciones que proporcionan una representación de la distribución de *energía*¹ de una señal en un plano tiempo - frecuencia. Por consiguiente, es viable un análisis espectral de señales no estacionarias, es decir, que al tener una representación bidimensional (tiempo - frecuencia) se observa los cambios espectrales de la señal en los instantes de tiempo en que sucedieron, a fin de resolver las limitaciones que existen al emplear un análisis clásico mediante la Transformada de Fourier

4.1. Distribuciones de la Clase de Cohen

Las distribuciones tiempo - frecuencia de la Clase general de Cohen están definidas por²:

$$C_x(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int \int \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) \Phi(\xi, \tau) e^{i(\xi\mu - \tau\omega - \xi t)} d\mu d\tau d\xi \quad (4.1)$$

donde $x(t)$ es una señal compleja en el tiempo, $x^*(t)$ es el complejo conjugado de la señal, τ y ξ son las variables de desplazamiento en el tiempo y la frecuencia, respectivamente. La función $\Phi(\xi, \tau)$ es el kernel de una distribución en particular.

Las distribuciones tiempo - frecuencia tienen la particularidad de calcular una función de autocorrelación dependiente del tiempo $R(t, \tau)$, y a su vez realizar un filtrado espacial determinado por el kernel $\Phi(\xi, \tau)$. Posteriormente, se aplica la Transformada de Fourier al

¹Por tal motivo, a las distribuciones tiempo - frecuencia se les denomina distribuciones cuadráticas.

²Adoptando esta definición a lo largo del trabajo [20]. Sin embargo, en [21], se utiliza la siguiente definición:

$$C_x(t, \omega) = \frac{1}{4\pi^2} \int \int \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) \Phi(\xi, \tau) e^{i(\xi\mu - \tau\omega - \xi t)} d\mu d\tau d\xi.$$

resultado del proceso anterior con respecto al parámetro τ . Por tanto, se obtiene una representación en el plano tiempo - frecuencia de la señal $x(t)$. Tal procedimiento es como sigue:

$$\begin{aligned}
C_x(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int \int \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) \Phi(\xi, \tau) e^{i(\xi\mu - \tau\omega - \xi t)} d\mu d\tau d\xi \\
C_x(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) \left[\int \Phi(\xi, \tau) e^{i\xi\mu} e^{-i\xi t} d\xi \right] e^{-i\tau\omega} d\mu d\tau \\
C_x(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) \phi(t - \mu, \tau) e^{-i\tau\omega} d\mu d\tau \\
C_x(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int R(t, \tau) e^{-i\tau\omega} d\tau
\end{aligned} \tag{4.2}$$

donde

$$R(t, \tau) = \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) \phi(t - \mu, \tau) d\mu \tag{4.3}$$

La clase general de Cohen tiene la ventaja de definir diferentes distribuciones tiempo - frecuencia dependiendo de $\Phi(\xi, \tau)$, por lo que la definición de las distribuciones se reduce al diseño de un kernel en particular. En la Tabla 4.1 se presentan las distribuciones utilizadas en este trabajo.

Nombre	Distribución
Wigner-Ville	$\int x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau$
Choi-Williams	$\int e^{-i\omega\tau} \left[\int \frac{e^{-\frac{(t-\mu)^2}{4\alpha\tau^2}}}{\sqrt{4\pi\tau^2\alpha}} x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] d\tau$
Bessel	$\int e^{-i\omega\tau} \left[\int_{t-\alpha \tau }^{t+\alpha \tau } \frac{2}{\pi\alpha \tau } \sqrt{1 - \left(\frac{\mu-t}{\alpha\tau}\right)^2} x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] d\tau$
Zhao-Atlas-Marks	$\int g(\tau) e^{-i\omega\tau} \left[\int_{t- \tau /2}^{t+ \tau /2} x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] d\tau$

Tabla 4.1: Algunas Distribuciones de la Clase de Cohen.

4.2. Propiedades y Características de las Distribuciones

Las propiedades para que las distribuciones cumplan con la estructura de la clase de Cohen se muestran en la Tabla 4.2.

Propiedades	Expresiones
P1: Real	$C_x(t, \omega) = C_x^*(t, \omega)$
P2: Corrimiento en el tiempo	Si $y(t) = x(t - t_0)$, entonces $C_y(t, \omega) = C_x(t - t_0, \omega)$
P3: Corrimiento en la frecuencia	Si $y(t) = x(t)e^{i\omega_0 t}$, entonces $C_y(t, \omega) = C_x(t, \omega - \omega_0)$
P4: Marginal en el tiempo	$\int C_x(t, \omega) d\omega = x(t) ^2$
P5: Marginal en la frecuencia	$\int C_x(t, \omega) dt = X(\omega) ^2$
P6: Frecuencia instantánea	$\omega_x(t) = \frac{\int \omega C_x(t, \omega) d\omega}{\int C_x(t, \omega) d\omega}$
P7: Retardo de grupo	$t_\omega(\omega) = \frac{\int t C_x(t, \omega) dt}{\int C_x(t, \omega) dt}$
P8: Soporte en el tiempo	Si $x(t) = 0$ para $ t > T$, entonces $C_x(t, \omega) = 0$ para $ t > T$
P9: Soporte en la frecuencia	Si $X(\omega) = 0$ para $ \omega > \Omega$, entonces $C_x(t, \omega) = 0$ para $ \omega > \Omega$
P10: Positividad	$C_x(t, \omega) \geq 0$

Tabla 4.2: Propiedades deseables para las distribuciones de la clase de Cohen.

4.2.1. Marginal de Tiempo

Una de las propiedades más importantes de las distribuciones en este trabajo, es el marginal de tiempo $m_x(t)$ dada una señal $x(t)$. Esta propiedad, para el caso continuo, está definida por

$$m_x(t) = \int C_x(t, \omega) d\omega = |x(t)|^2 \quad (4.4)$$

Lo que significa que al integrar la distribución con respecto a la frecuencia, obtenemos una señal $m_x(t)$ que representa la energía total de la señal.

4.2.2. Términos de Cruce

Las distribuciones tiempo - frecuencia son de naturaleza cuadrática, debido a esto, se generan términos o artefactos no deseables llamados *términos de cruce*.

Por ejemplo:

Sea $x(t) = c_1x_1(t) + c_2x_2(t)$, entonces:

$$C_x(t, \omega) = |c_1|^2 C_{x_1}(t, \omega) + |c_2|^2 C_{x_2}(t, \omega) + c_1 c_2^* C_{x_1 x_2}(t, \omega) + c_2 c_1^* C_{x_2 x_1}(t, \omega) \quad (4.5)$$

donde C_{x_i} son los auto-términos y $C_{x_i x_j}$ son los términos de cruce.

Generalizando al principio de superposición cuadrática a una señal de N componentes, $x(t) = \sum_{i=1}^N c_i x_i(t)$, se tienen las siguientes reglas [22, 23]:

- A cada componente $c_i x_i(t)$ le corresponde un auto-término $|c_i|^2 C_{x_i}(t, \omega)$.
- Para cada par de componentes $c_i x_i(t)$ y $c_j x_j(t)$ con $i \neq j$, les corresponde dos términos de cruce: $c_i c_j^* C_{x_i x_j}(t, \omega)$ y $c_j c_i^* C_{x_j x_i}(t, \omega)$
- Por tanto, una señal de N componentes tendrá N auto-términos y $\frac{N(N-1)}{2}$ términos de cruce.
- Una característica importante es que la magnitud de los términos de cruce o artefactos puede superar a la de los auto-términos, por ende, uno de los objetivos en el diseño de las distribuciones tiempo - frecuencia es minimizar las contribuciones de estos artefactos.

4.2.3. Señal Analítica

Generalmente, se obtiene una distribución tiempo - frecuencia a partir de la señal analítica de $x(n)$. Esto debido a que la señal analítica de una señal real contiene la misma información espectral para las componentes frecuenciales positivas y valores de cero para las componentes frecuenciales negativas (Figura 4.1), evitando problemas de alias (traslape de frecuencias).

La obtención de la señal analítica, $x_a(t)$ para una señal real $x(t)$ es por medio de la *Transformada de Hilbert*, $\mathcal{H}\{x(t)\}$:

$$x_a(t) = x(t) + \mathcal{H}\{x(t)\} \quad (4.6)$$

$$\mathcal{H}\{x(t)\} = \frac{i}{\pi} \int \frac{x(t')}{t-t'} dt' \quad (4.7)$$

Sin embargo, esta forma de cálculo es computacionalmente exhaustiva por lo que se decide emplear:

$$X_a(\omega) = \begin{cases} 0 & \text{Si } \omega < 0 \\ X(\omega) & \text{Si } \omega = 0 \\ 2X(\omega) & \text{Si } \omega > 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

$$x_a(t) = \mathcal{F}^{-1}\{X_a(\omega)\} \quad (4.9)$$

donde $X(\omega) = \mathcal{F}\{x(t)\}$, $\mathcal{F}\{\cdot\}$ es la Transformada de Fourier y $\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$ es la Transformada Inversa de Fourier.

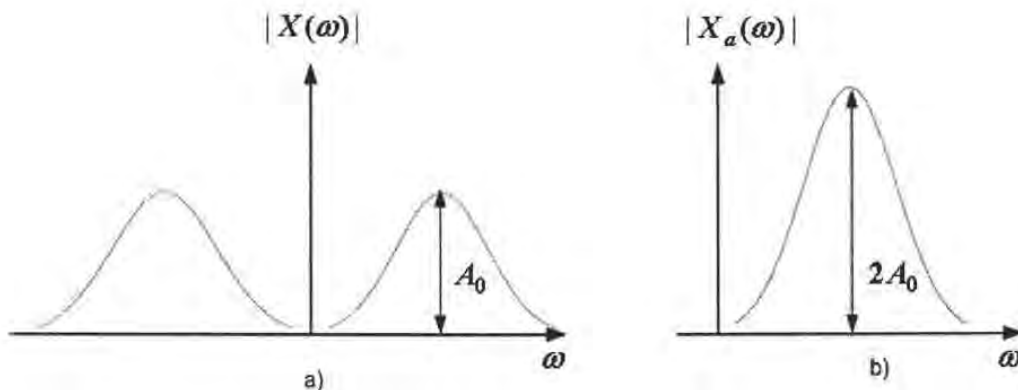


Figura 4.1: Contenido frecuencial de: a) una señal real, b) una señal analítica.

4.3. Distribución Wigner - Ville

Dada una señal $x(t)$, su distribución Wigner - Ville está definida por:

$$WV(t, \omega) = \int x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau \quad (4.10)$$

El kernel que define a la distribución Wigner - Ville está expresado por:

$$\Phi(\xi, \tau) = 1 \quad (4.11)$$

$$\phi(t, \tau) = \int \Phi(\xi, \tau) e^{-i\xi t} d\xi \quad (4.12)$$

$$\phi(t, \tau) = 2\pi\delta(t) \quad (4.13)$$

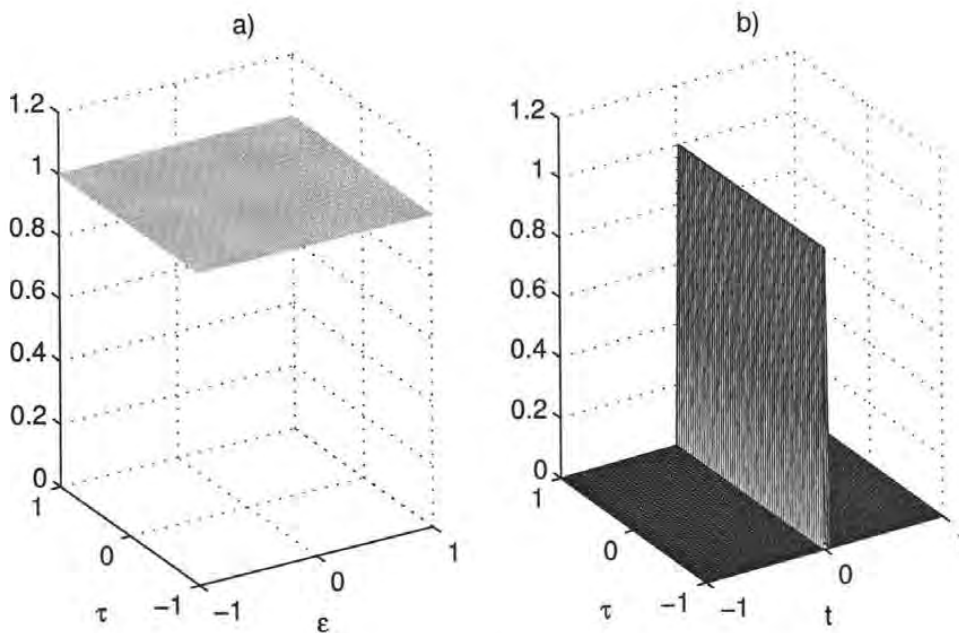


Figura 4.2: Kernel de la distribución Wigner-Ville. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$.

Como se observa en la Figura 4.2a, el filtrado espacial $\Phi(\xi, \tau)$ es uniforme, es decir, no se limita los intervalos de las variables de corrimiento en el proceso de cálculo de la función de autocorrelación dependiente del tiempo $R(t, \tau)$. Desde otro punto de vista (Figura 4.2b), la ecuación (4.3) se reduce a:

$$\begin{aligned}
R(t, \tau) &= \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) \phi(t - \mu, \tau) d\mu \\
&= \int x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) 2\pi\delta(t - \mu) d\mu \\
R(t, \tau) &= 2\pi x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)
\end{aligned} \tag{4.14}$$

Sustituyendo la ecuación (4.14) en (4.2):

$$\begin{aligned}
C(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int R(t, \tau) e^{-i\omega\tau} d\tau \\
C(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int 2\pi x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau \\
C(t, \omega) &= \int x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Así, la ecuación (4.15) define a la Distribución de Wigner - Ville.

4.3.1. Distribución Wigner - Ville discreta

Debido a que la distribución $WV(t, \omega)$ es una expresión para el caso continuo existe la necesidad de obtener una representación discreta; un procedimiento de discretización es [20]:

Sea $WV(t, \omega)$ para el caso continuo, hacemos un cambio de variables, $u = \tau/2$:

$$WV(t, \omega) = 2 \int x(t+u) x^*(t-u) e^{-i2\omega u} du \tag{4.16}$$

Asumiendo que el incremento de integración es Δ , resulta:

$$WV(t, \omega) = 2\Delta \sum_m x(t+m\Delta) x^*(t-m\Delta) e^{-i2\omega m\Delta} \tag{4.17}$$

Si la señal $x(t)$ es muestreada a un paso Δt , podemos asumir que $\Delta t = \Delta$, definiendo la *distribución de Wigner - Ville en tiempo discreto*:

$$WVTD(n\Delta t, \omega) = 2\Delta t \sum_m x(n\Delta t + m\Delta t) x^*(n\Delta t - m\Delta t) e^{-i2\omega m\Delta t} \tag{4.18}$$

Sin perder generalidad en el análisis, consideramos $\Delta t = 1$:

$$WVTD(n, \omega) = 2 \sum_m x(n+m) x^*(n-m) e^{-i2\omega m} \tag{4.19}$$

Sin embargo, hay que notar que $WVTD(n, \omega) = WVTD(n, \omega + \pi)$, donde se infiere que para una señal real se tendrá problemas de alias. Como la expresión en (4.19) está definida en el intervalo $-\infty < m < \infty$, introducimos una función ventana simétrica³ de longitud $2L-1$ con $w(0)=1$ para limitar este intervalo facilitando de esta manera el cálculo. Por lo mismo, se disminuyen las contribuciones de los términos de cruce a consecuencia de reducir la resolución frecuencial⁴ de la distribución [20]. El valor de L se escoge con $N \geq L$, donde N es la longitud de la señal $x(t)$.

Por tanto, se define a la expresión (4.20) como la *distribución pseudo Wigner -Ville*:

$$PWV(n, \omega) = 2 \sum_{m=-(L-1)}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} \quad (4.20)$$

descomponiendo la ecuación (4.20) y completando la primer suma al intervalo $-(L-1) < m < 0$ y como $w(0)=1$ tenemos que;

$$\begin{aligned} PWV(n, \omega) = & 2 \sum_{m=-L+1}^0 w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} + \\ & + 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} - \\ & 2x(n)x^*(n) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Haciendo un cambio de variables con $m = -m'$:

$$\begin{aligned} PWV(n, \omega) = & 2 \sum_{m'=L-1}^0 w(-m')x(n-m')x^*(n+m')e^{i2\omega m'} + \\ & + 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} - \\ & 2x(n)x^*(n) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Escribiendo la expresión (4.22) como:

$$\begin{aligned} PWV(n, \omega) = & 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(-m)x(n-m)x^*(n+m)e^{i2\omega m} + \\ & + 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} - \\ & 2x(n)x^*(n) \end{aligned} \quad (4.23)$$

³Por lo que se cumple que $w(n) = w^*(-n)$.

⁴La resolución frecuencial está determinada con respecto al valor real del ancho de banda de la señal. Por tanto, la reducción de la resolución frecuencial conlleva a problemas de observar un ancho de banda más amplio, tal que no es el verdadero.

Tomando en cuenta que para cualquier función se cumple que $f(n) = (f^*(n))^*$, lo aplicamos al primer término de la ecuación (4.23):

$$\begin{aligned}
 PWV(n, \omega) = & \left(\left[2 \sum_{m=0}^{L-1} w(-m)x(n-m)x^*(n+m)e^{i2\omega m} \right]^* \right)^* + \\
 & + 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} - \\
 & 2x(n)x^*(n)
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned}
 PWV(n, \omega) = & \left(2 \sum_{m=0}^{L-1} w^*(-m)x^*(n-m)x(n+m)e^{-i2\omega m} \right)^* + \\
 & + 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} - \\
 & 2x(n)x^*(n)
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

$$\begin{aligned}
 PWV(n, \omega) = & \left(2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} \right)^* + \\
 & + 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} - \\
 & 2x(n)x^*(n)
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

Como la primer suma sin conjugar es idéntica a la segunda suma, la ecuación (4.26) puede ser escrita de la forma:

$$PWV(n, \omega) = 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i2\omega m} \right\} - 2x(n)x^*(n) \tag{4.27}$$

discretizando la variable $\omega = \frac{2\pi}{N}k$, se define la *distribución Wigner - Ville discreta*:

$$WVD(n, k) = 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{L-1} w(m)x(n+m)x^*(n-m)e^{-i\frac{4\pi km}{N}} \right\} - 2x(n)x^*(n) \tag{4.28}$$

donde $0 \leq n \leq N-1$ y $0 \leq k \leq N-1$.

Para señales discretas a valores reales al emplear la distribución Wigner - Ville discreta conlleva a problemas de alias [24]. Para evitar este problema, una forma sencilla es duplicar la frecuencia de muestreo, lo cual puede ser realizado aplicando un proceso de interpolación

a la señal $x(n)$. Si $y(n)$ es la señal interpolada, podemos calcular la distribución Wigner - Ville discreta libre de alias usando la expresión:

$$WVD_a(n, k) = 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{2L-1} w(m)y(2n+m)y^*(2n-m)e^{-i\frac{4\pi km}{2N}} \right\} - 2x(2n)x^*(2n) \quad (4.29)$$

donde $0 \leq n \leq 2N-1$ y $0 \leq k \leq N-1$.

Otra forma de evitar el problema de alias, es calcular la *señal analítica* de la señal y utilizar la ecuación (4.28).

4.3.2. Implementación de la distribución discreta

La discretización de la distribución de Wigner - Ville tiene por finalidad su implementación en un lenguaje de programación específico, o bien, en una arquitectura de hardware dedicada. Por tanto, se presenta el organigrama para la implementación de la distribución Wigner - Ville discreta en la Tabla 4.3.

$x_a(n)$:	señal analítica con longitud N
$w(n)$:	Función ventana simétrica con longitud L y $w(0)=1$

```

for n=0:N-1
    for m=0:L-1
        if (n+m ≤ N-1) && (n-m ≥ 0)
             $R_{n,m}(n, m) = x_a(n+m)x_a^*(n-m)w(m)$ 
        end if
    end for

    for i=0:N-1
         $R_{n,n}(i, n) = 2x_a(n)x_a^*(n)$ 
    end for
end for

for n=0:N-1
     $X_n(k) = FFT(R_{n,m}(n, m)) \quad 0 \leq k \leq N-1$ 
     $WV(n, k) = 4\text{Real} \{X_n(k)\} - R_{n,n}$ 
end for

```

Tabla 4.3: Organigrama de la distribución Wigner - Ville discreta.

4.4. Distribución Choi - Williams

Dada una señal $x(t)$, su distribución Choi - Williams está definida por:

$$CW(t, \omega) = \int e^{-i\omega\tau} \left[\int \frac{e^{-\frac{(t-\mu)^2}{4\alpha\tau^2}}}{\sqrt{4\pi\tau^2\alpha}} x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] d\tau \quad (4.30)$$

donde α es un parámetro de escala.

El kernel que define a la distribución Choi - Williams es:

$$\Phi(\xi, \tau) = e^{-\alpha(\xi\tau)^2} \quad (4.31)$$

$$\phi(t, \tau) = \int \Phi(\xi, \tau) e^{-i\xi t} d\xi \quad (4.32)$$

$$\phi(t, \tau) = \frac{e^{-\frac{t^2}{4\alpha\tau^2}}}{\sqrt{4\pi\tau^2\alpha}} \quad (4.33)$$

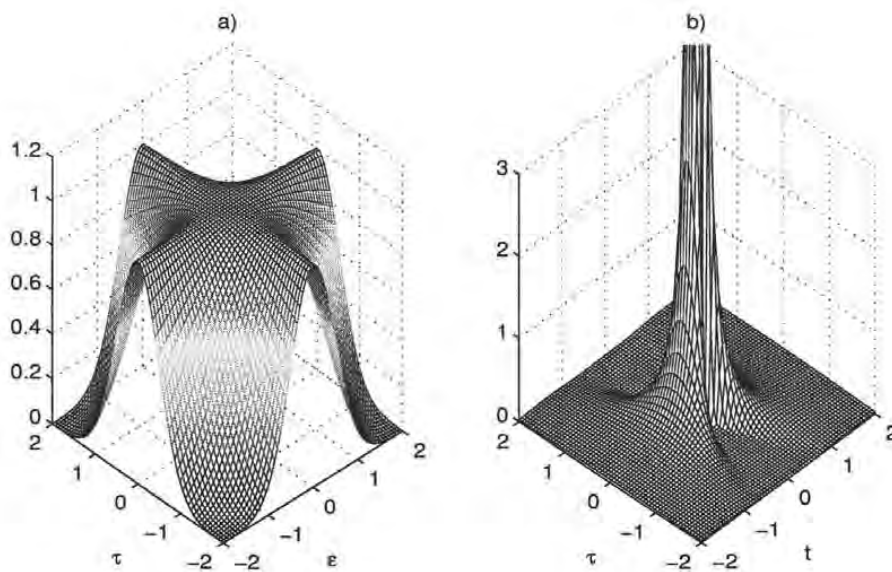


Figura 4.3: Kernel de la distribución Choi - Williams con $\alpha = \frac{1}{2}$. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$.

En la Figura 4.3 se observa que el filtrado espacial dado por $\Phi(\xi, \tau)$, limita el intervalo de las variables de corrimiento en función del parámetro de escala α . Tal limitación reduce la contribución de los términos de cruce, si las señales en análisis tienen centros diferentes tanto en el tiempo como en la frecuencia. Si $\alpha \rightarrow 0$, la distribución Choi - Williams tiende a la distribución Wigner - Ville.

4.4.1. Distribución Choi - Williams discreta

De manera similar a la sección anterior, la discretización de la distribución de Choi - Williams es:

Dada la distribución $CW(t, \omega)$ para el caso continuo, hacemos un cambio de variables, $u = \tau/2$ y $\eta = \mu - t$:

$$CW(t, \omega) = 2 \int e^{-i2\omega u} \left[\int \frac{e^{-\frac{\eta^2}{16\alpha u^2}}}{\sqrt{16\pi u^2 \alpha}} x(t + \eta + u) x^*(t + \eta - u) d\eta \right] du \quad (4.34)$$

Asumiendo que el incremento de integración es $\Delta = \Delta t = 1$ para ambos integrandos, considerando que $t = n\Delta$, $\eta = p\Delta$ y $u = m\Delta$, resulta:

$$CWTD(n, \omega) = 2 \sum_m e^{-i2\omega m} \left[\sum_p \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x(n + p + m) x^*(n + p - m) \right] \quad (4.35)$$

A la ecuación (4.35) se le puede llamar *distribución Choi - Williams en tiempo discreto*. Como esta expresión está definida en los intervalos $-\infty < m < \infty$ y $-\infty < p < \infty$, introducimos dos funciones ventana simétricas, donde $w(m)$ se asume que es una ventana rectangular de longitud $-(L-1) \leq m \leq (L-1)$ y $w(p)$ puede ser cualquier tipo de ventana de longitud $-M \leq p \leq M$ y con $w(0) = 1$:

$$CWTD(n, \omega) = 2 \sum_{m=-(L-1)}^{L-1} w(m) e^{-i2\omega m} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x(n + p + m) x^*(n + p - m) \right] \quad (4.36)$$

descomponiendo la ecuación (4.36), completando la primer suma al intervalo $-(L-1) < m < 0$ y haciendo un cambio de variables $m = -m'$ tenemos que:

$$\begin{aligned} CWTD(n, \omega) = & 2 \sum_{m'=L-1}^0 w(-m') e^{i2\omega m'} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha (m')^2}}}{\sqrt{16\pi (m')^2 \alpha}} x(n + p - m') x^*(n + p + m') \right] + \\ & 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i2\omega m} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x(n + p + m) x^*(n + p - m) \right] - \\ & 2x(n)x^*(n) \end{aligned} \quad (4.37)$$

Escribiendo la expresión (4.37) como:

$$\begin{aligned}
 CWTD(n, \omega) = & 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{i2\omega m} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x(n+p-m) x^*(n+p+m) \right] + \\
 & 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i2\omega m} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] - \\
 & 2x(n)x^*(n)
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

Tomando en cuenta que $f(n) = (f^*(n))^*$, lo aplicamos al primer término de la ecuación (4.38):

$$\begin{aligned}
 CWTD(n, \omega) = & \left(2 \sum_{m=0}^{L-1} w^*(m) e^{-i2\omega m} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x^*(n+p-m) x(n+p+m) \right] \right)^* + \\
 & 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i2\omega m} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] - \\
 & 2x(n)x^*(n)
 \end{aligned} \tag{4.39}$$

Como el primer término en (4.39) es idéntico al segundo término sin conjugar y discretizando la variable $\omega = \frac{2\pi}{N}k$, se define la *distribución Choi - Williams discreta*:

$$\begin{aligned}
 CWD(n, k) = & 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i\frac{4\pi km}{N}} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{16\alpha m^2}}}{\sqrt{16\pi m^2 \alpha}} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] \right\} - \\
 & 2x(n)x^*(n)
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

donde $0 \leq n \leq N-1$ y $0 \leq k \leq N-1$.

Además, si realizamos un cambio de variable con $\alpha = \frac{1}{4\sigma}$, la ecuación (4.40) se puede escribir en su forma usual como [25]:

$$\begin{aligned}
 CWD(n, k) = & 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i\frac{4\pi km}{N}} \left[\sum_{p=-M}^M \frac{e^{-\frac{p^2}{4m^2/\sigma}}}{\sqrt{4\pi m^2/\sigma}} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] \right\} - \\
 & 2x(n)x^*(n)
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

4.5. Distribución Bessel

Dada una señal $x(t)$, la distribución Bessel está definida por [26]:

$$B(t, \omega) = \int e^{-i\omega\tau} \int_{t-\alpha|\tau|}^{t+\alpha|\tau|} \frac{2}{\pi\alpha|\tau|} \sqrt{1 - \left(\frac{\mu-t}{\alpha\tau}\right)^2} x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) d\mu d\tau \quad (4.42)$$

El kernel que define a esta distribución es

$$\Phi(\xi, \tau) = \frac{J_1(2\pi\alpha\xi\tau)}{\pi\alpha\xi\tau} \quad (4.43)$$

$$\phi(t, \tau) = \int \Phi(\xi, \tau) e^{-i\xi t} d\xi \quad (4.44)$$

$$\phi(t, \tau) = \begin{cases} \frac{4}{\alpha|\tau|} \sqrt{1 - \left(\frac{t}{\alpha|\tau|}\right)^2} & |t| \leq \alpha|\tau| \\ 0 & \text{Otro valor} \end{cases} \quad (4.45)$$

donde $J_1(\cdot)$ es una función de Bessel de primera clase de primer orden y $\Gamma(\cdot)$ es la función Gamma:

$$J_1(z) = \frac{z}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(-\frac{z^2}{4}\right)^k}{k! \Gamma(k+2)} \quad (4.46)$$

$$\Gamma(a) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{a-1} dt \quad (4.47)$$

Al emplear el kernel mostrado en la Figura 4.4a se realiza un filtrado espacial, de tal modo que sólo se consideran en mayor medida los valores de $R(t, \tau)$ ubicados en el cruce de las variables de corrimiento. Por tanto, se logra una reducción de los términos de cruce y trata de mantener el ancho de banda real.

4.5.1. Distribución Bessel discreta

Sea $B(t, \omega)$ una expresión para el caso continuo hacemos un cambio de variables $u = \tau/2$ y $\eta = \mu - t$:

$$B(t, \omega) = 2 \int e^{-i\omega 2u} \int_{-2\alpha u}^{2\alpha u} \frac{1}{\pi\alpha|u|} \sqrt{1 - \left(\frac{\eta}{2\alpha u}\right)^2} x(t + \eta + u) x^*(t + \eta - u) d\eta du \quad (4.48)$$

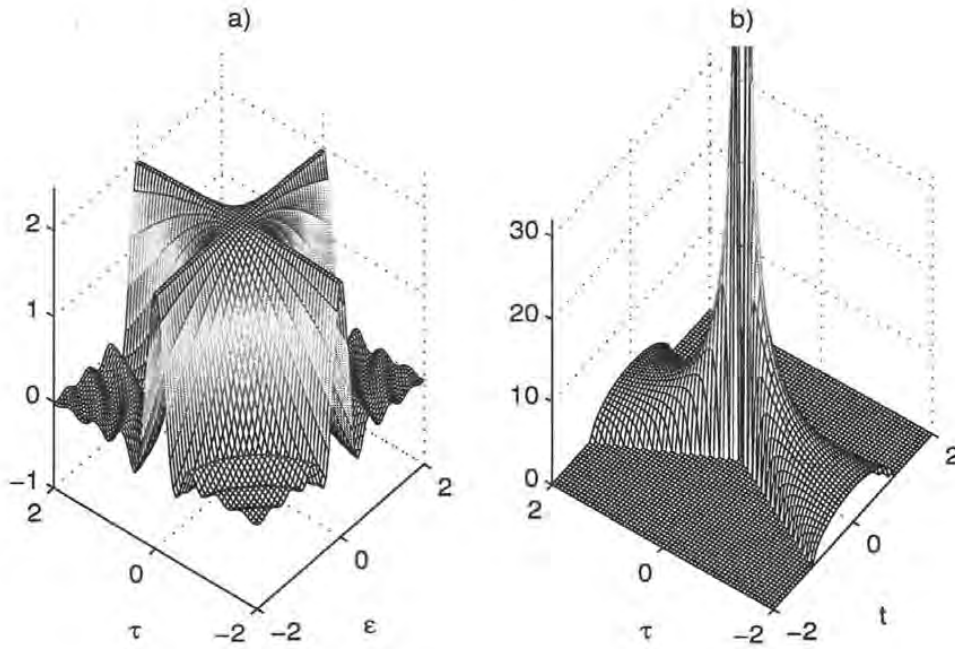


Figura 4.4: Kernel de la distribución Bessel con $\alpha = \frac{1}{2}$. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$.

Asumiendo que el incremento de integración es $\Delta = \Delta t = 1$ para ambos integrandos, considerando que $t = n\Delta$, $\eta = p\Delta$ y $u = m\Delta$:

$$BTD(n, \omega) = 2 \sum_m e^{-i\omega 2m} \sum_{p=-2\alpha m}^{2\alpha m} \frac{1}{\pi\alpha|m|} \sqrt{1 - \left(\frac{p}{2\alpha m}\right)^2} x(n+p+m)x^*(n+p-m) \quad (4.49)$$

A la ecuación (4.49) se le denomina como *distribución Bessel en tiempo discreto*. La expresión (4.49) está definida en el intervalo $-\infty < m < \infty$, por lo que se introduce una función ventana simétrica, $w(m)$ de longitud $-(L-1) \leq m \leq (L-1)$ y con $w(0)=1$:

$$BTD(n, \omega) = 2 \sum_{m=-(L-1)}^{L-1} w(m) e^{-i\omega 2m} \sum_{p=-2\alpha m}^{2\alpha m} \frac{1}{\pi\alpha|m|} \sqrt{1 - \left(\frac{p}{2\alpha m}\right)^2} x(n+p+m)x^*(n+p-m) \quad (4.50)$$

descomponiendo la ecuación (4.50), completando la primer suma al intervalo $-(L-1) < m < 0$ y haciendo un cambio de variables $m = -m'$ en el primer sumando:

$$\begin{aligned}
BTD(n, \omega) = & 2 \sum_{m'=(L-1)}^0 w(-m') e^{i\omega 2m'} \sum_{p=2\alpha m'}^{-2\alpha m'} \frac{1}{\pi\alpha|m'|} \sqrt{1 - \left(\frac{p}{2\alpha m'}\right)^2} x(n+p-m') x^*(n+p+m') + \\
& 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i\omega 2m} \sum_{p=-2\alpha m}^{2\alpha m} \frac{1}{\pi\alpha|m|} \sqrt{1 - \left(\frac{p}{2\alpha m}\right)^2} x(n+p+m) x^*(n+p-m) - \\
& 2x(n)x^*(n)
\end{aligned} \tag{4.51}$$

Aplicando $f(n) = (f^*(n))^*$ al primer término de la ecuación (4.51):

$$\begin{aligned}
BTD(n, \omega) = & \left(2 \sum_{m=0}^{L-1} w^*(-m) e^{-i\omega 2m} \sum_{p=-2\alpha m}^{2\alpha m} \frac{1}{\pi\alpha|m|} \sqrt{1 - \left(\frac{p}{2\alpha m}\right)^2} x^*(n+p-m) x(n+p+m) \right)^* + \\
& 2 \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i\omega 2m} \sum_{p=-2\alpha m}^{2\alpha m} \frac{1}{\pi\alpha|m|} \sqrt{1 - \left(\frac{p}{2\alpha m}\right)^2} x(n+p+m) x^*(n+p-m) - \\
& 2x(n)x^*(n)
\end{aligned} \tag{4.52}$$

Como el primer término en (4.52) es idéntico al segundo término sin conjugar y discretizando la variable $\omega = \frac{2\pi k}{N}$, definimos la *distribución Bessel discreta*:

$$\begin{aligned}
BD(n, k) = & 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{L-1} w(m) e^{-i\frac{4\pi km}{N}} \sum_{p=-2\alpha m}^{2\alpha m} \frac{1}{\pi\alpha|m|} \sqrt{1 - \left(\frac{p}{2\alpha m}\right)^2} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right\} - \\
& 2x(n)x^*(n)
\end{aligned} \tag{4.53}$$

donde $0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq N-1$.

4.6. Distribución Zhao - Atlas - Marks

Dada una señal $x(t)$, la distribución Zhao - Atlas - Marks está definida por [27]:

$$ZAM(t, \omega) = \int g(\tau) e^{-i\omega\tau} \left[\int_{t-\alpha|\tau|}^{t+\alpha|\tau|} x\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] d\tau \quad (4.54)$$

El kernel que define a la distribución Zhao-Atlas-Marks es como sigue:

$$\Phi(\xi, \tau) = g(\tau) \frac{\text{sen}(\alpha\xi|\tau|)}{\xi\pi} \quad (4.55)$$

$$\phi(t, \tau) = \int \Phi(\xi, \tau) e^{-i\xi t} d\xi \quad (4.56)$$

$$\phi(t, \tau) = \begin{cases} g(\tau) & |\tau| \geq \frac{|t|}{\alpha} \\ 0 & \text{Otro valor} \end{cases} \quad (4.57)$$

El kernel de la distribución Zhao-Atlas-Marks (Figura 4.5) tiene la finalidad de reducir las contribuciones de los términos de cruce limitando a la variable de corrimiento τ a razón de una región con forma de cono⁵ como se observa en la Figura 4.6. Por lo mismo, garantiza mantener las propiedades de soporte finito tanto en el tiempo como en la frecuencia.

4.6.1. Distribución Zhao-Atlas-Marks discreta

Sean $u = \tau/2$, $\eta = \mu - t$, $du = d\tau/2$ y $d\eta = d\mu$, la expresión (4.54) se escribe como:

$$ZAM(t, \omega) = 2 \int g(2u) e^{-i\omega 2u} \left[\int_{-2\alpha|u|}^{2\alpha|u|} x(t + \eta + u) x^*(t + \eta - u) d\eta \right] du \quad (4.58)$$

Se asume que el incremento de integración es $\Delta = \Delta t = 1$ para ambos integrandos, con $t = n\Delta$, $\eta = p\Delta$ y $u = m\Delta$:

$$ZAMTD(n, \omega) = 2 \sum_m g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n + p + m) x^*(n + p - m) \right] \quad (4.59)$$

⁵Por ende, es común encontrar en referencias a esta distribución con el nombre de Distribución Cono.

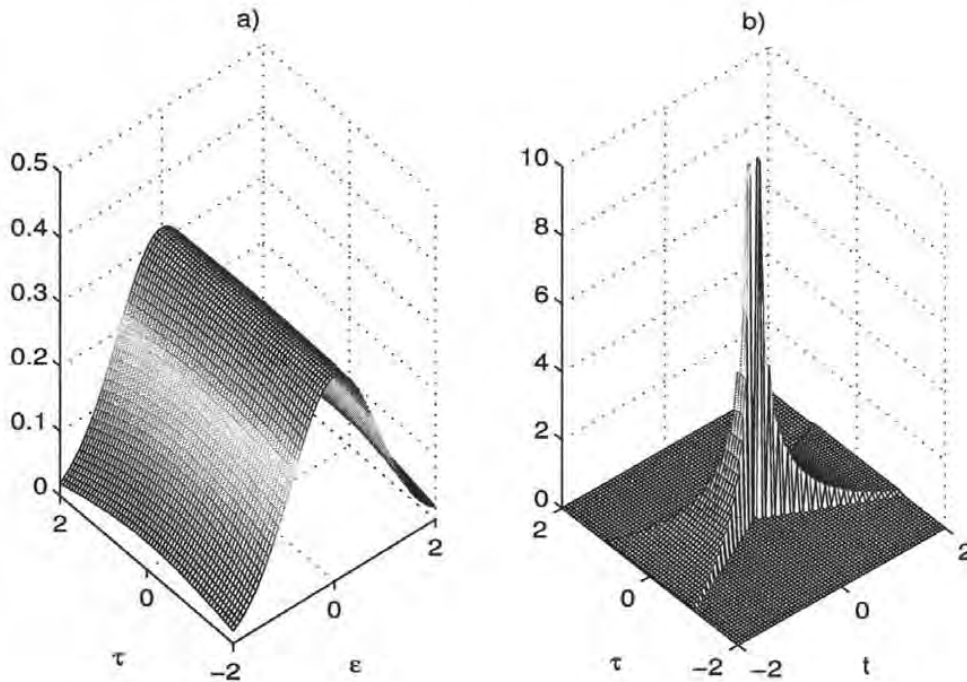


Figura 4.5: Kernel de la distribución Zhao -Atlas - Marks con $\alpha = \frac{1}{2}$ y $g(\tau) = \frac{1}{|\tau|}e^{-\alpha\tau^2}$. a) $\Phi(\xi, \tau)$, b) $\phi(t, \tau)$.

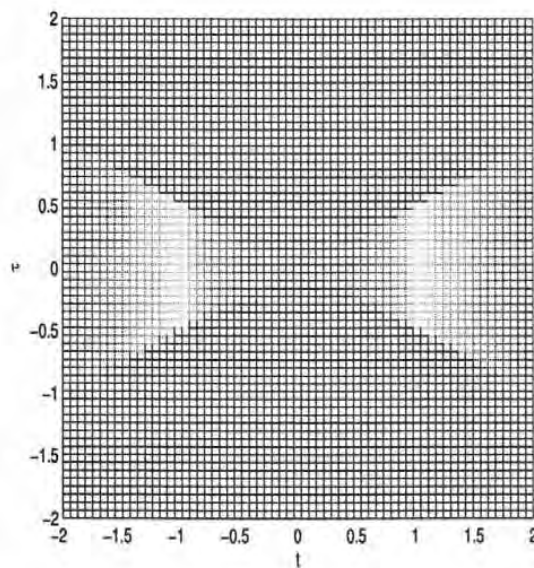


Figura 4.6: Región en forma de Cono que limita el intervalo de la variable de corrimiento τ en función del tiempo.

A la ecuación (4.59) se le llama *distribución Zhao-Atlas-Marks en tiempo discreto*. Como esta expresión está definida en el intervalo $-\infty < m < \infty$ asumimos que la función $g(m)$ es simétrica de longitud $-(2L-1) \leq m \leq (2L-1)$ y con $g(0)=1$:

$$ZAMTD(n, \omega) = 2 \sum_{m=-(2L-1)}^{2L-1} g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] \quad (4.60)$$

descomponiendo la ecuación (4.60) y completando la primer suma al intervalo $-(2L-1) < m < 0$ tenemos que:

$$\begin{aligned} ZAMTD(n, \omega) &= 2 \sum_{m=-(2L-1)}^0 g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] + \\ &2 \sum_{m=0}^{2L-1} g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] - \\ &2h(0)x(n)x^*(n) \end{aligned} \quad (4.61)$$

Haciendo un cambio de variables $m = -m'$ en el primer sumando:

$$\begin{aligned} ZAMTD(n, \omega) &= 2 \sum_{m'=(2L-1)}^0 g(-2m') e^{i\omega 2m'} \left[\sum_{p=-2\alpha|m'|}^{2\alpha|m'|} x(n+p-m') x^*(n+p+m') \right] + \\ &2 \sum_{m=0}^{2L-1} g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] - \\ &2h(0)x(n)x^*(n) \end{aligned} \quad (4.62)$$

Escribiendo la expresión (4.62) como:

$$\begin{aligned} ZAMTD(n, \omega) &= 2 \sum_{m=0}^{2L-1} g(-2m) e^{i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p-m) x^*(n+p+m) \right] + \\ &2 \sum_{m=0}^{2L-1} g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] - \\ &2x(n)x^*(n) \end{aligned} \quad (4.63)$$

Tomando en cuenta que $f(n) = (f^*(n))^*$, lo aplicamos al primer término de la ecuación (4.63):

$$\begin{aligned}
ZAMTD(n, \omega) = & \left(\left[2 \sum_{m=0}^{2L-1} g(-2m) e^{i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p-m) x^*(n+p+m) \right] \right] \right)^* + \\
& 2 \sum_{m=0}^{2L-1} g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] - \\
& 2x(n)x^*(n)
\end{aligned} \tag{4.64}$$

$$\begin{aligned}
ZAMTD(n, \omega) = & \left(2 \sum_{m=0}^{2L-1} g^*(-2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x^*(n+p-m) x(n+p+m) \right] \right)^* + \\
& 2 \sum_{m=0}^{2L-1} g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] - \\
& 2x(n)x^*(n)
\end{aligned} \tag{4.65}$$

Como el primer término en (4.65) es idéntico al segundo término sin conjugar, la ecuación (4.65) puede ser escrita de la forma:

$$\begin{aligned}
ZAMTD(n, \omega) = & 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{2L-1} g(2m) e^{-i\omega 2m} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] \right\} - \\
& 2x(n)x^*(n)
\end{aligned} \tag{4.66}$$

discretizando la variable $\omega = \frac{2\pi k}{N}$, definimos la *distribución Zhao-Atlas-Marks discreta*:

$$\begin{aligned}
ZAMD(n, k) = & 4\text{Real} \left\{ \sum_{m=0}^{2L-1} g(2m) e^{-i\frac{4\pi km}{N}} \left[\sum_{p=-2\alpha|m|}^{2\alpha|m|} x(n+p+m) x^*(n+p-m) \right] \right\} - \\
& 2x(n)x^*(n)
\end{aligned} \tag{4.67}$$

donde $0 \leq n \leq N-1$, $0 \leq k \leq N-1$, considerando $N \geq 2L$.

4.7. Características de las distribuciones discretas

Para mostrar algunas características y desempeños de las distribuciones discretas mencionadas, se presentan simulaciones usando una señal no estacionaria definida como:

$$x(n) = \begin{cases} 0 & 0 \leq n \leq 9 \\ \text{sen}[2\pi(0.0625)n] & 10 \leq n \leq 73 \\ 0 & 74 \leq n \leq 128 \\ \text{sen}[2\pi(0.0625)n] + \text{sen}[2\pi(0.4)n] & 129 \leq n \leq 191 \\ 0 & 192 \leq n \leq 255 \end{cases} \quad (4.68)$$

En la Figura 4.7 se muestra la distribución Wigner - Ville de la señal de prueba, donde se observan la presencia de los términos de cruce, tales que poseen una magnitud mayor en referencia a las componentes principales. Esto da lugar a problemas de detección de tales componentes principales, así como la pérdida de las propiedades de soporte en el tiempo y en la frecuencia⁶. Una forma de minimizar las contribuciones de los términos de cruce es limitar el intervalo de las variables de corrimiento de la función de autocorrelación dependiente del tiempo, esto al minimizar el tamaño de la función ventana, como se muestran en la Figuras 4.8, 4.9 y 4.10 empleando una ventana de Hamming. Sin embargo, es inherente la presencia de artefactos debidos a algunos términos de cruce, y se tendrá un compromiso entre reducir estos términos y mantener una buena resolución frecuencial en la representación tiempo - frecuencia. A pesar de las limitaciones de la distribución de Wigner - Ville, su uso es amplio debido a su alto desempeño en el sentido de minimizar el tiempo de cálculo en comparación a otras distribuciones.

Para reducir los efectos de los términos de cruce, la distribución Choi - Williams introduce una ventana temporal $w(p)$ independiente de la ventana frecuencial $w(m)$, es decir, variando la longitud de la ventana $w(p)$ se consigue limitar el intervalo de las variables de corrimiento de $R(t, \tau)$ sin reducir en gran medida la resolución frecuencial de la representación tiempo - frecuencia. Sin embargo, para lograr tales reducciones en las contribuciones de los términos de cruce se tiene el inconveniente de sólo considerar señales con centros distintos en las componentes frecuenciales y temporales. En las Figuras 4.11, 4.12, 4.13 y 4.14 se observa la evolución de las representaciones al variar las longitudes de las ventanas temporales (función ventana rectangular con longitud $2M$) y frecuenciales (función ventana Hamming con longitud L), con $L \gg M$.

La distribución Choi - Williams reduce los efectos de los términos de cruce, pero no puede reducir las contribuciones de estos términos cuando la señal tiene diversas componentes frecuenciales en una ventana de tiempo dada, además de perder las propiedades de soporte finito. La distribución Bessel introduce mejoras con respecto a la distribución de Choi - Williams, al minimizar los efectos de los artefactos causados en componentes fre-

⁶A estas propiedades en conjunto se les denomina soporte finito.

cuenciales con mismo centro sin reducir la resolución frecuencial de la representación. Las Figuras 4.15, 4.16, 4.17 y 4.18 muestran la evolución de las representaciones al variar la longitud de la ventana de Hamming con longitud L .

La distribución Zhao - Atlas - Marks tiene la ventaja de conjuntar la reducción de los términos de cruce y garantizar las propiedades de soporte finito, que en consecuencia arrojan resultados de buena resolución frecuencial. Sin embargo, para conseguir estas características, la propiedad de positividad se pierde en gran medida. Las Figuras 4.19, 4.20, 4.21 y 4.22 muestran la evolución de las representaciones al variar la longitud de la ventana frecuencial usando la ventana de Hamming (longitud L).

En la Figura 4.23 se presentan las representaciones tiempo -frecuencia de las distribuciones en tres dimensiones para la señal de prueba. De este modo se puede apreciar de forma más clara las características de las distribuciones descritas en esta sección. Cabe mencionar que para todas las distribuciones discretas mencionadas, las propiedades de marginal en el tiempo y frecuencia se han perdido [20]. Sin embargo, las propiedades de marginalidad, en la experimentación, arrojan errores del orden de 10^{-2} , los cuales pueden ser despreciados.

Conclusiones

En este capítulo se describió de forma resumida la finalidad de emplear el análisis tiempo - frecuencia para señales estacionarias y no estacionarias. Se introdujo algunas distribuciones de la clase de Cohen tanto en el dominio continuo como en su forma discreta. Asimismo, se mencionaron algunas características fundamentales de las distribuciones, mostrando el kernel que define a cada distribución, así como el procedimiento de discretización. Cabe mencionar que el marco teórico detallado con respecto al análisis tiempo - frecuencia queda fuera del alcance del presente trabajo de tesis, por lo que se recomienda consultar [20, 21].

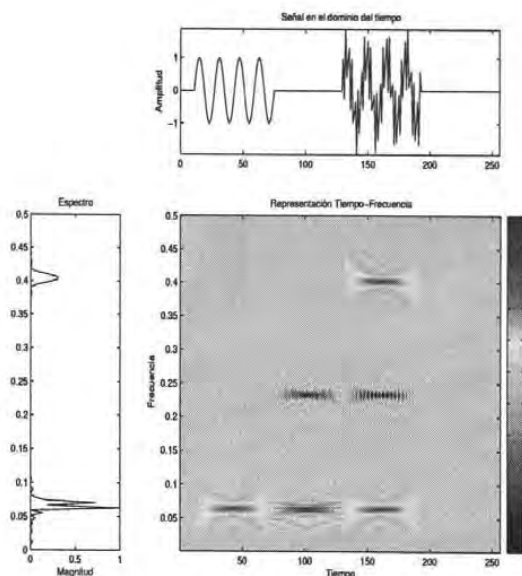


Figura 4.7: Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=256$.

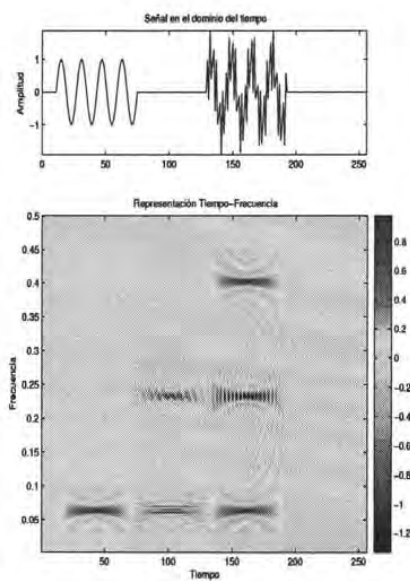


Figura 4.9: Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=128$.

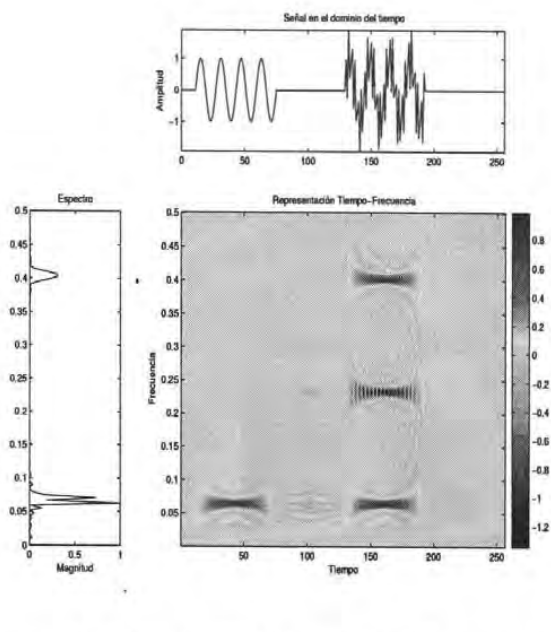


Figura 4.8: Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=64$.

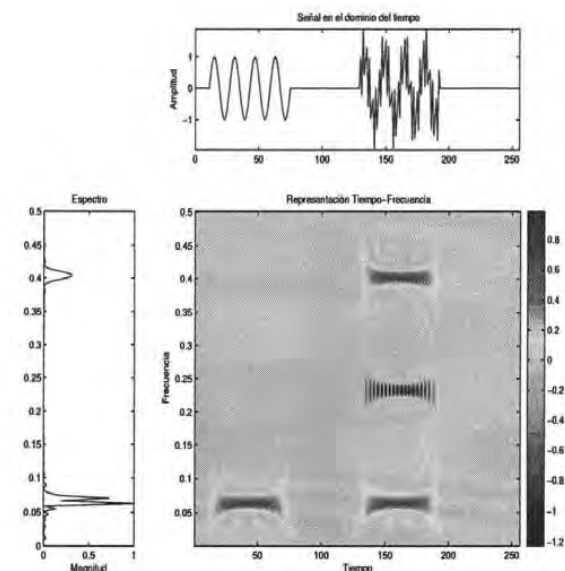


Figura 4.10: Distribución Wigner Ville de la señal definida por la ecuación (4.68) con $L=32$.

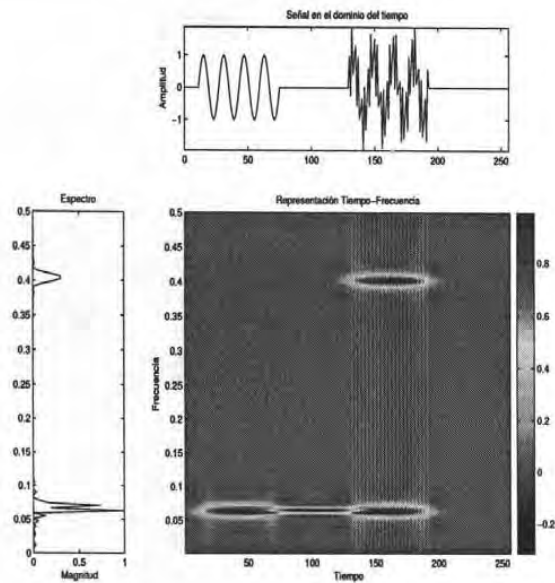


Figura 4.11: Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=256$, $M=32$ y $\alpha=0.5$.

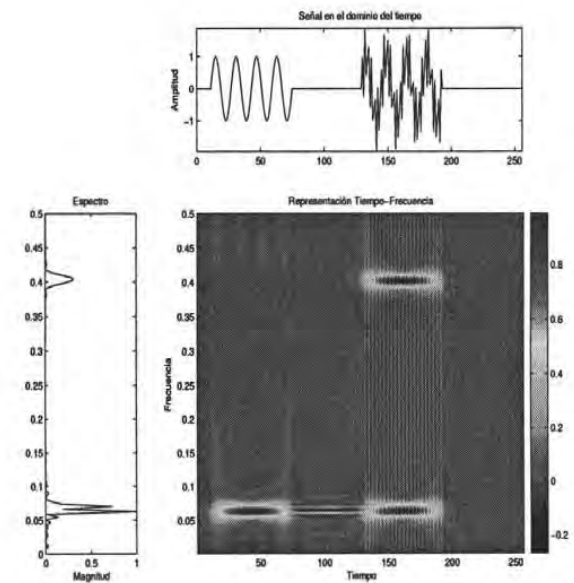


Figura 4.13: Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=256$, $M=16$ y $\alpha=0.5$.

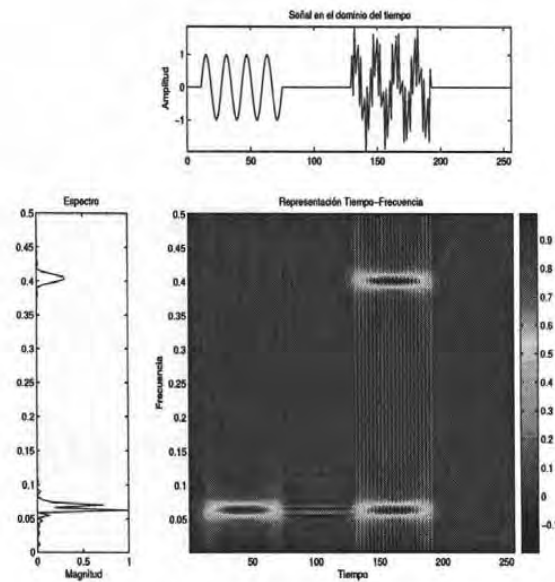


Figura 4.12: Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=128$, $M=16$ y $\alpha=0.5$.

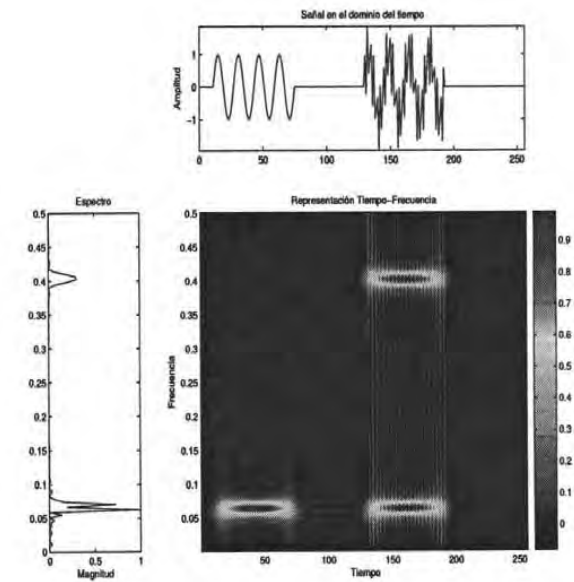


Figura 4.14: Distribución Choi - Williams de la señal de prueba con $L=64$, $M=16$ y $\alpha=0.5$.

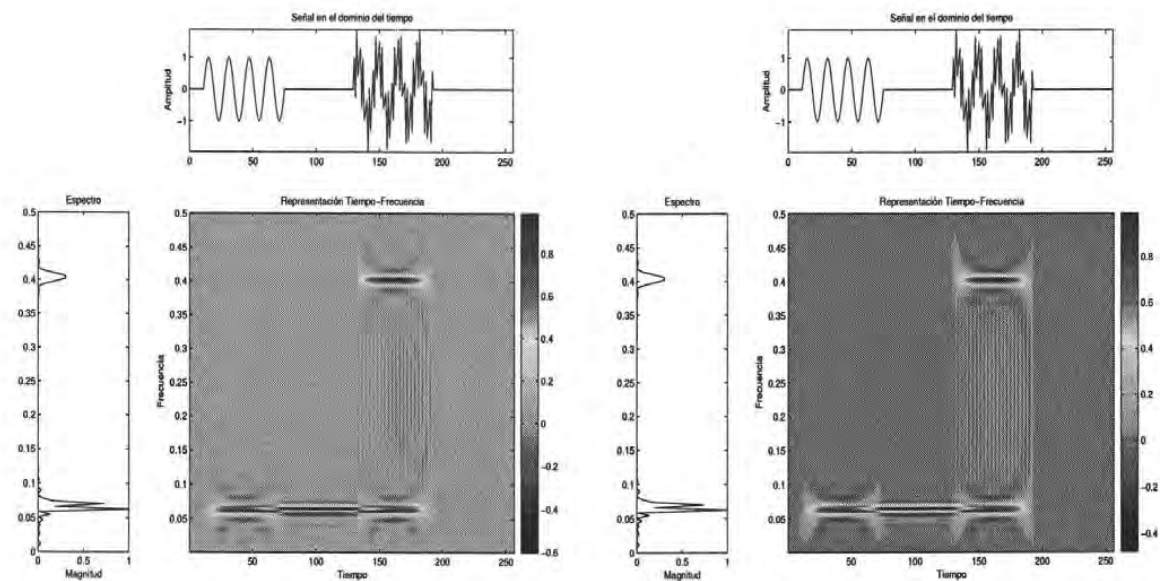


Figura 4.15: Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=256$ y $\alpha=0.5$.

Figura 4.17: Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=128$ y $\alpha=0.5$.

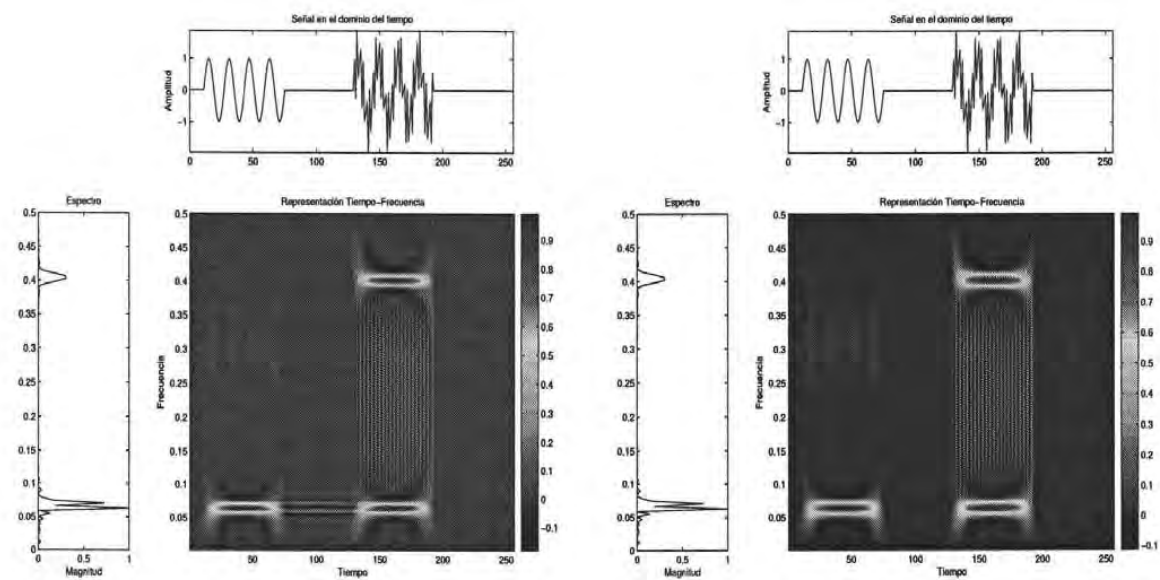


Figura 4.16: Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=64$ y $\alpha=0.5$.

Figura 4.18: Distribución Bessel de la señal de prueba con $L=32$ y $\alpha=0.5$.

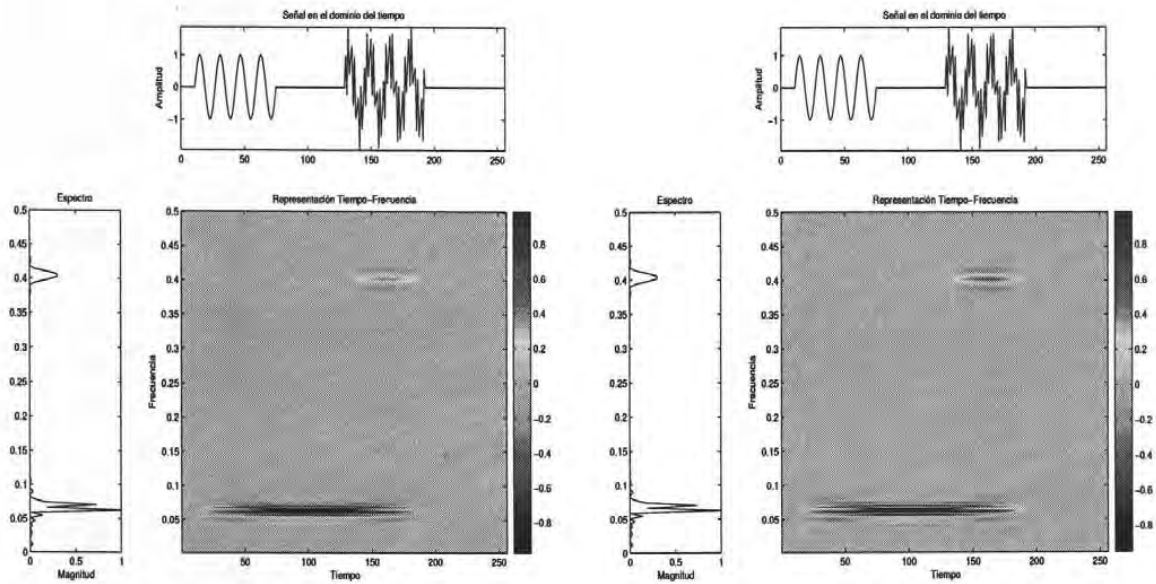


Figura 4.19: Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=256$ y $\alpha=0.5$.

Figura 4.21: Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=128$ y $\alpha=0.5$.

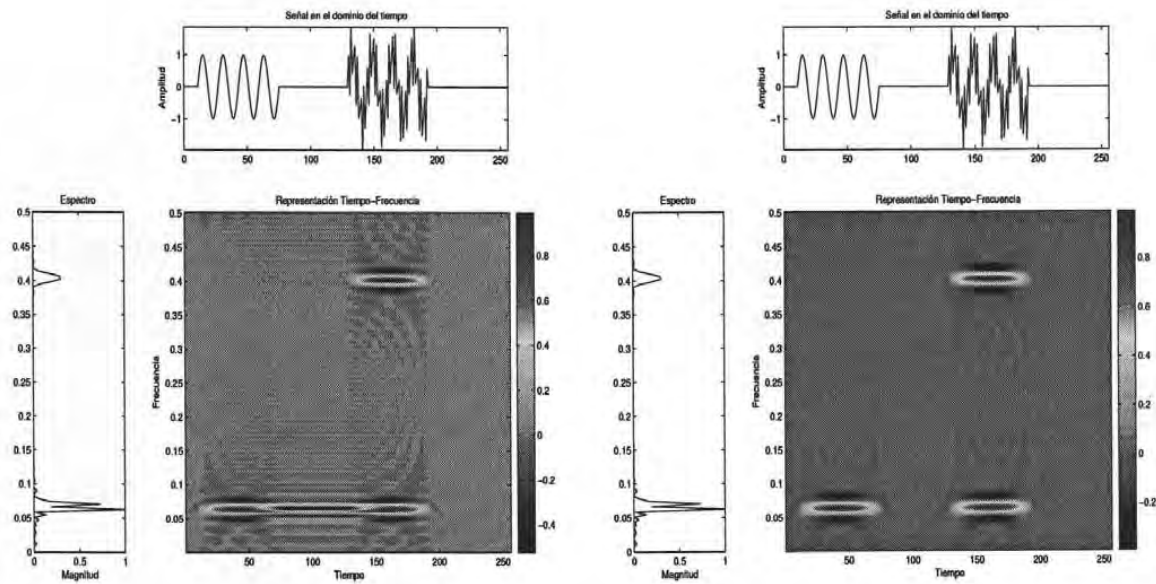


Figura 4.20: Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=64$ y $\alpha=0.5$.

Figura 4.22: Distribución Zhao - Atlas - Marks de la señal de prueba con $L=32$ y $\alpha=0.5$.

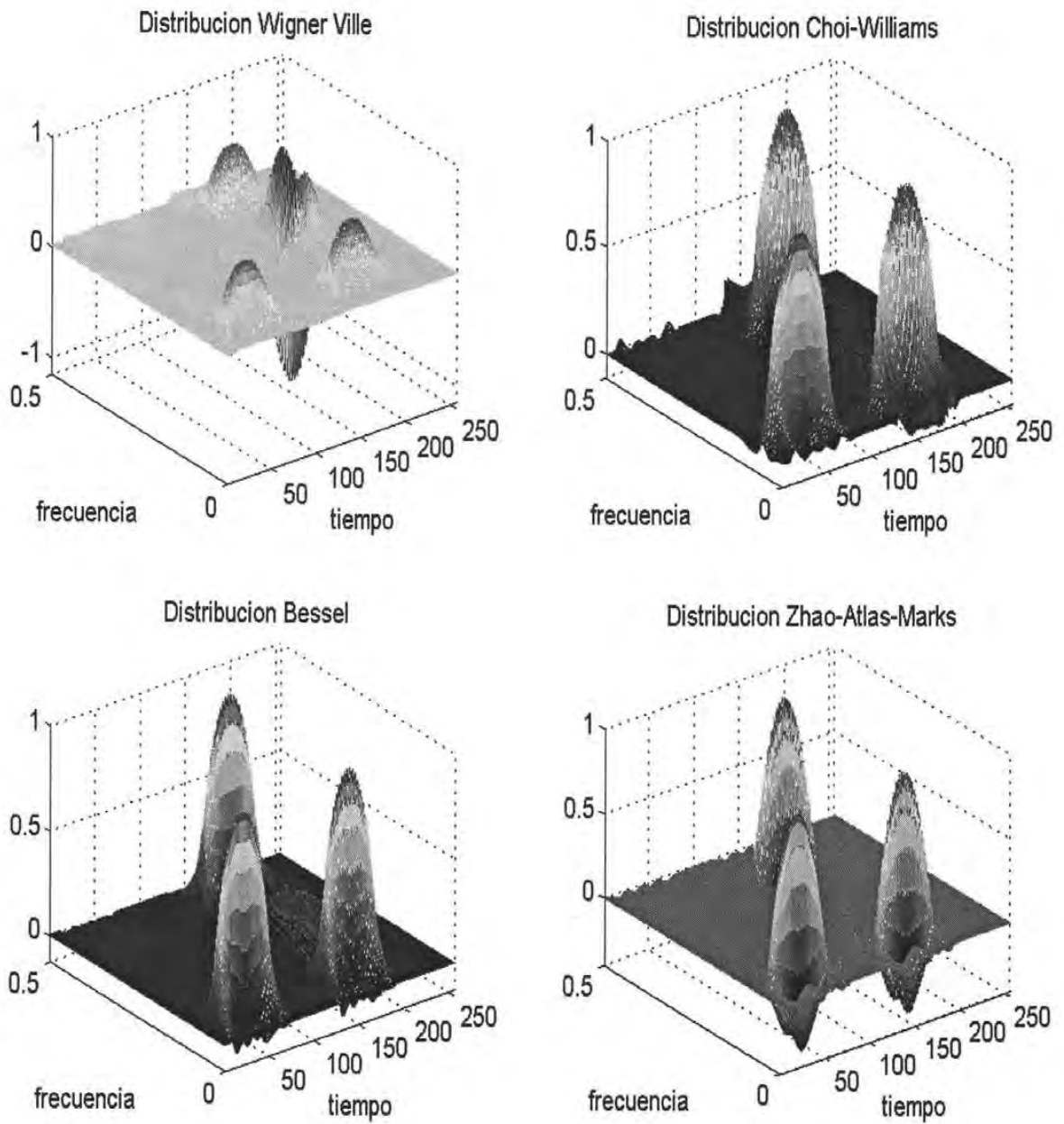


Figura 4.23: Representación en tres dimensiones de las distribuciones discretas de la señal definida por la ecuación (4.68).

Capítulo 5

Desarrollo Experimental

En este capítulo se describe el desarrollo experimental del presente trabajo. Este consiste en el proceso de los sistemas ultrasónicos de adquisición y la configuración de los experimentos empleados. En el desarrollo experimental se consideran, principalmente, dos tipos de experimentos que han sido aplicados a materiales homogéneos. Por otro lado, la consideración experimental para el caso de materiales no homogéneos, es a partir de señales simuladas mediante la adición de señales de ruido gaussiano a los datos adquiridos en los materiales homogéneos.

5.1. Configuración de los experimentos realizados

Un sistema de diagnóstico o medida de ultrasonidos, en su forma general, consta de tres componentes básicos [14]:

Sistema de emisión de UT: encargado de introducir las señales UT al medio explorado. Esta etapa consta de:

- Un sistema de excitación electrónica.
- Un transductor UT, para transformar la energía eléctrica a energía mecánica.
- Un material acoplante para la transmisión de la energía desde el transductor hasta el medio en exploración.

Medio Explorado: material en estudio.

Sistema de Recepción: formado por las siguientes etapas:

- Un transductor capaz de convertir las ondas mecánicas en señales eléctricas.

- Un sistema de procesamiento de la señal recibida, en donde se realiza los procesos de detección, localización, filtrado, interpretación y toma de decisiones para la evaluación del medio explorado.

Por medio de un sistema de posicionamiento -motores a paso controlados automáticamente- se varía la posición del transductor ultrasónico realizando una adquisición en B-scan (sección 2.8). Para cada posición, es emitido un pulso y detectado los ecos. El pulsador electrónico es por medio de una tarjeta pulso-eco MATEC SR9000 (Matec Instrument Companies, MA, EUA). Como medio acoplante se emplea agua. Un osciloscopio digital (TDS-340 Tektronic, Oregon, EUA) es usado para la conversión digital de las señales UT provenientes del transductor.

Dos tipos de experimentos se han considerado: el primero (Figura 5.1) consiste en el análisis de un bloque de aluminio al 90 % que incluye tres fallas (orificios de aire), mientras que el segundo (Figura 5.2), consiste en un arreglo de cuatro barras de acrílico¹.

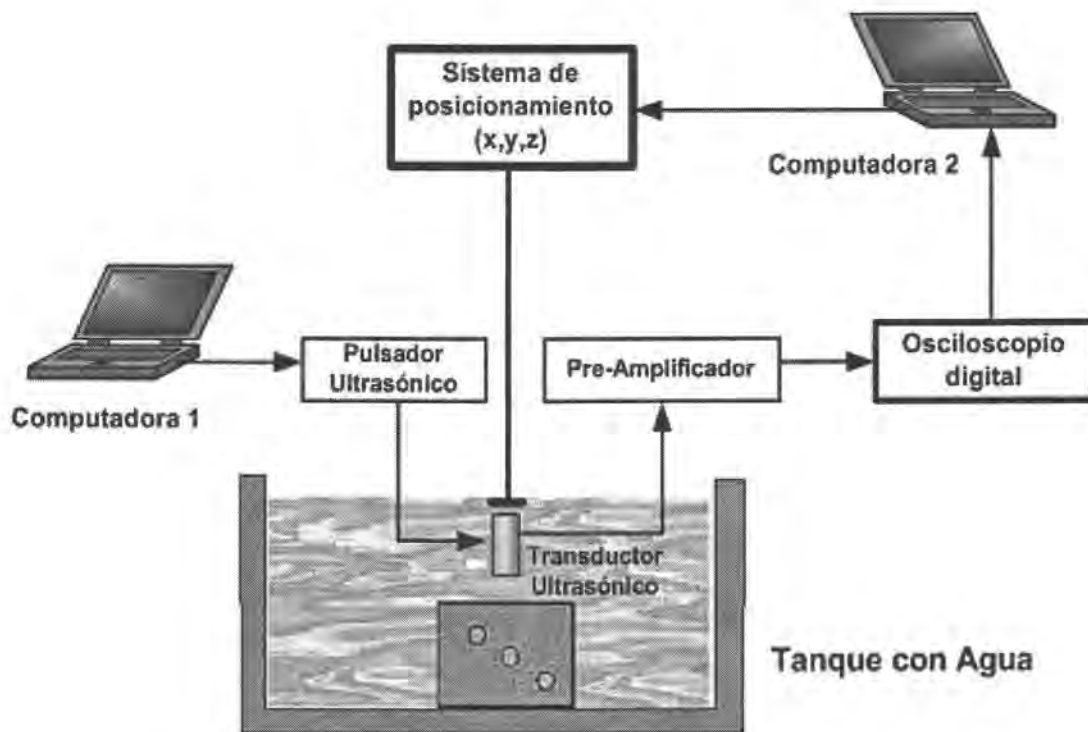


Figura 5.1: Configuración del Sistema de adquisición para el experimento I.

¹A estos tipos de arreglos se les denomina "phantom".

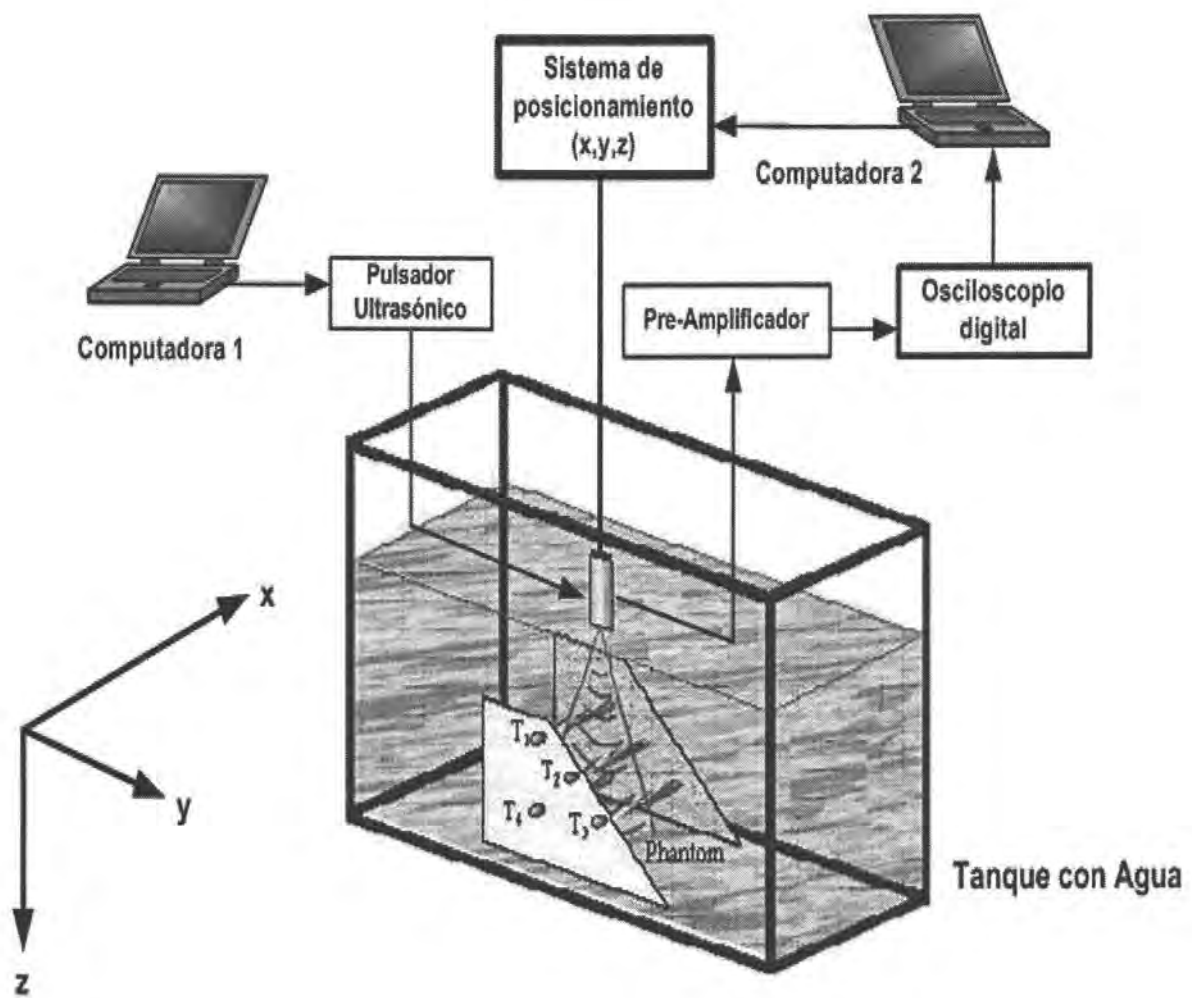


Figura 5.2: Configuración del Sistema de adquisición para el experimento II.

Los parámetros de dimensión, tipo de transductor, frecuencia de muestreo, etc. para cada experimento se muestran en las Tablas 5.1 y 5.3, respectivamente. La localización real de las fallas del experimento I se muestran en la Tabla 5.2 y en la Figura 5.3, y su respectiva imagen acústica en la Figura 5.4, mientras que en la Tabla 5.4 y Figura 5.5 se observan la localización de las barras de acrílico del experimento II, así como en la Figura 5.6, la imagen generada.

Parámetro	Valor
Material	Bloque de aluminio al 90 %
Ancho	40 mm
largo	70 mm
altura	70 mm
diámetro de las fallas	4.2 mm
Tipo de transductor	Piezoeléctrico Krautkrammer CR-RHP, GAMMA: 2.25X50,BNC
Frecuencia de transducción f_c	3.5 MHz
Campo visible del transductor	30°
Frecuencia de muestreo	100 MHz
Velocidad de propagación	aluminio: 6000×10^3 mm/s
Longitud de Onda $\lambda = v/f_c$	1.71 mm
Repetición de Pulso R_p	0.025 ms
Longitud del pulso	2 μ s
Paso del motor de posicionamiento d_y	$\lambda/2$
Rango de resolución v/f_s	0.06 mm
Número de trazas	81
Número de muestras por traza	2500

Tabla 5.1: Parámetros del Experimento I.

Falla	y [mm]	z[mm]
T1	22.5	33.3
T2	38.5	41.5
T3	54.8	49.7

Tabla 5.2: Localización de las fallas reales del experimento I.

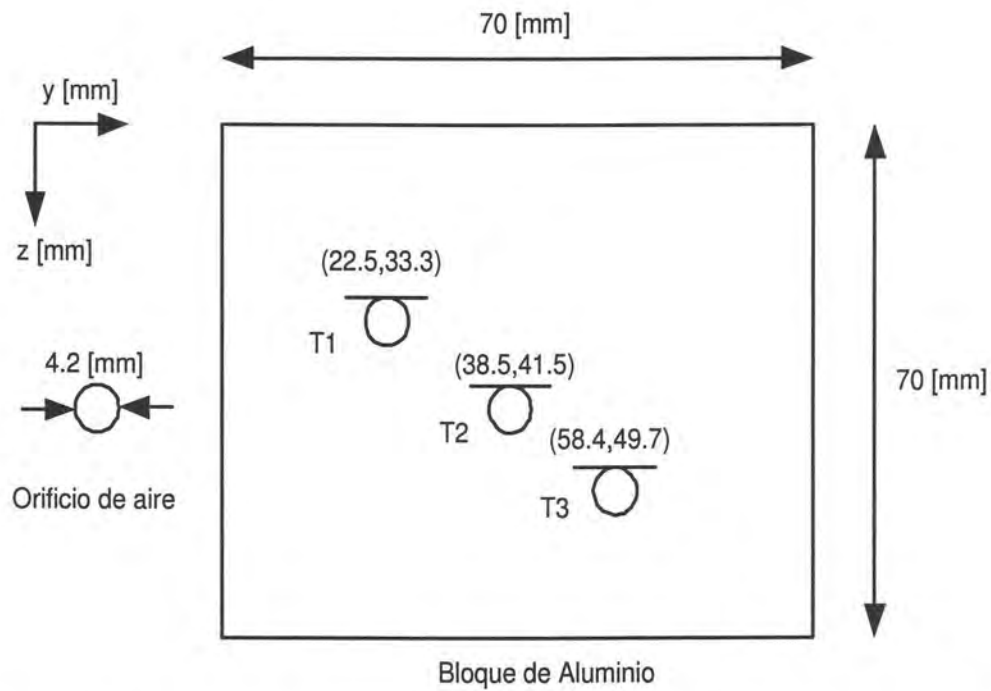


Figura 5.3: Diagrama de las localizaciones reales de las fallas del experimento I.

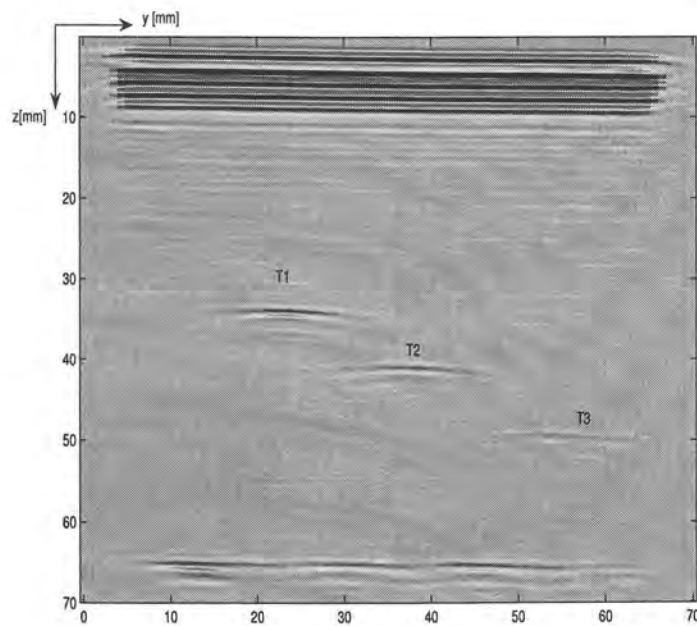


Figura 5.4: Imagen acústica generada por el experimento I.

Parámetro	Valor
Material	“Phantom” con barras de acrílico
Adquisición lateral	106 mm
Adquisición longitudinal	75 mm
Diámetro de las barras	6 mm
Longitud de las barras	11 mm
Tipo de transductor	Transductor rectangular Toshiba ancho: 0.5 mm, largo: 15 mm
Frecuencia de transducción	1.25 MHz
Campo visible del transductor	60°
Frecuencia de muestreo	2.5 MHz
Velocidad de propagación	en agua: 1500×10^3 mm/s
Longitud de Onda λ	1.2 mm
Repetición de Pulso R_p	0.2 ms
Longitud del pulso	2.4 μ s
Paso del motor de posicionamiento d_y	$\lambda/2$
Rango de resolución	0.6 mm
Número de trazas	168
Número de muestras por traza	500

Tabla 5.3: Parámetros del Experimento II.

Falla	y [mm]	z[mm]
T1	14.0	12.0
T2	46.0	36.0
T3	80.0	59.0
T4	14.0	59.0

Tabla 5.4: Localización de las fallas reales del experimento II.

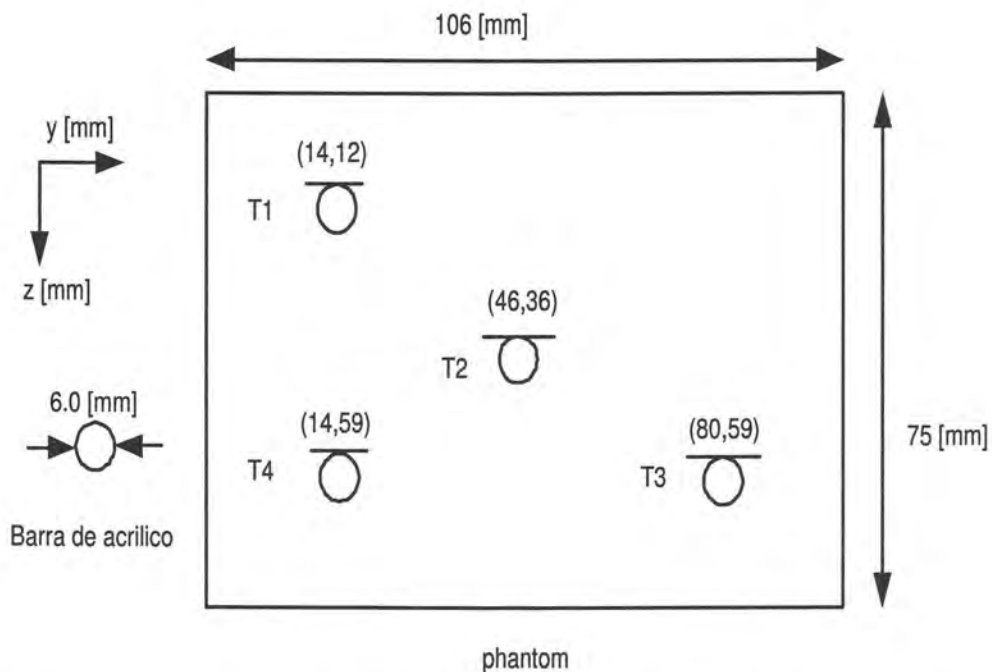


Figura 5.5: Diagrama de las localizaciones reales de las fallas del experimento II.

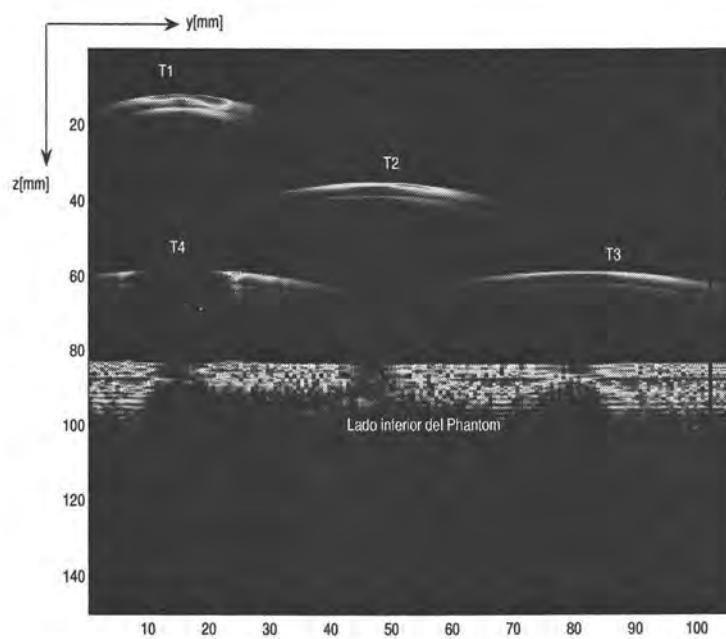


Figura 5.6: Imagen acústica generada por el experimento II.

La elección de estos dos experimentos es por sus diferencias en:

- *La región de visibilidad de los transductores:* para el experimento I tenemos que $\theta=30^\circ$, mientras que para el experimento II, $\theta =60^\circ$.
- *Adquisición de los pulsos UT:* En el experimento I, se adquirió señales en radiofrecuencia (amplitudes positivas y negativas), mientras que en el experimento II la adquisición se realizó en envolvente.
- *Campo Acústico:* Para el experimento I, la región de exploración fue en campo cercano, mientras que el experimento II, fue en campo lejano.
- *Posición y número de fallas:* Se consideró diferentes posiciones de las fallas en los materiales en inspección, así como diferentes número de fallas en éstos.

5.2. Simulación de materiales no homogéneos

A partir de los valores arrojados por los experimentos con materiales homogéneos, simulamos materiales no homogéneos al agregar ruido gaussiano a tales valores. La simulación consiste en añadir a cada una de las trazas UT $x_h(n)$, un vector de ruido blanco con distribución gaussiana, $\eta(n)$:

$$x_{nh}(n) = x_h(n) + \eta(n) \quad (5.1)$$

Sin embargo, como las señales correspondientes al experimento II son señales adquiridas en envolvente, el ruido adicionado para este caso es considerando la envolvente de los vectores de ruido².

Por consiguiente, obtenemos un conjunto de señales $\{x_{nh_i}(n)\}$ contaminadas por ruido. Mediante la relación señal a ruido (SNR, "signal-noise ratio") dada por

$$SNR = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |x_i(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |\eta_i(n)|^2} \quad (5.2)$$

se tiene un parámetro de referencia para inferir las contribuciones de ruido para cada traza contaminada.

²La envolvente de una señal cualesquiera es obtenida al calcular el módulo de su señal analítica.

La información que arroja la SNR tiene las siguientes variantes:

- Si la $SNR < 1$, la energía asociada a la traza UT es menor que la energía asociada al ruido. Si la $SNR \rightarrow 0$, lo que significa que la contribución en energía del ruido es alta, resulta en una problemática en la detección de las fallas presentes.
- Si la $SNR = 1$, la energía asociada a las señales UT y de ruido son iguales.
- Si la $SNR > 1$, la energía de la traza UT es mayor que la energía asociada a la señal de ruido.

Para cada experimento en los materiales homogéneos, se consideran tres pruebas de adición de ruido, es decir, cada prueba considera media $\mu = 0$ y varianza σ^2 . En la Tabla 5.5 se presenta la SNR para cada prueba en el Experimento I, donde se observa una SNR alta, esto debido a la gran magnitud de la energía asociada a los pulsos - eco en las fronteras del material (eco interfaz y eco de fondo). Sin embargo, si omitimos las muestras asociadas a tales pulsos, se observa en la Tabla 5.6, que esta relación es baja.

	Experimento I.a $\sigma^2 = 0.5$	Experimento I.b $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$	Experimento I.c $\sigma^2 = 1$
T1	2.9680 \Rightarrow 4.7247 dB	0.7420 \Rightarrow -1.2959 dB	0.1855 \Rightarrow -7.3165 dB
T2	3.0312 \Rightarrow 4.8161 dB	0.7578 \Rightarrow -1.2045 dB	0.1894 \Rightarrow -7.2251 dB
T3	2.8299 \Rightarrow 4.5177 dB	0.7075 \Rightarrow -1.5029 dB	0.1769 \Rightarrow -7.5235 dB

Tabla 5.5: SNR para las pruebas con adición de ruido del Experimento I.

	Experimento I.a $\sigma^2 = 0.5$	Experimento I.b $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$	Experimento I.c $\sigma^2 = 1$
T1	0.4528 \Rightarrow -3.4406 dB	0.1132 \Rightarrow -9.4612 dB	0.0283 \Rightarrow -15.4818 dB
T2	0.2579 \Rightarrow -5.8862 dB	0.0645 \Rightarrow -11.9068 dB	0.0161 \Rightarrow -17.9274 dB
T3	0.2066 \Rightarrow -6.8493 dB	0.0516 \Rightarrow -12.8699 dB	0.0129 \Rightarrow -18.8905 dB

Tabla 5.6: SNR de la región de las fallas en las pruebas con ruido del Experimento I.

En cuanto a las pruebas de adición de ruido del experimento II, la relación SNR correspondiente a las trazas en el centro geométrico de las fallas se muestra en la Tabla 5.7. Cabe mencionar que para este experimento, la SNR se obtiene considerando las trazas en el intervalo de muestras de 1-256, así omitimos las muestras de 270-320 correspondientes al eco de fondo y a las muestras de 320-500 que corresponden a un tiempo muerto, es decir,

se escogió un tiempo de repetición de pulso mucho mayor al tiempo de vuelo necesario para realizar la inspección en el material.

	Experimento II.a $\sigma^2 = 0.5477$	Experimento II.b $\sigma^2 = 0.5745$	Experimento II.c $\sigma^2 = 0.6325$
T1,T4	0.1147 \Rightarrow -9.4055 dB	0.0842 \Rightarrow -10.7445 dB	0.0645 \Rightarrow -11.9043 dB
T2	0.0291 \Rightarrow -15.3583 dB	0.0214 \Rightarrow -16.6972 dB	0.0164 \Rightarrow -17.8571 dB
T3	0.0107 \Rightarrow -19.6974 dB	0.0079 \Rightarrow -21.0363 dB	0.0060 \Rightarrow -22.1962 dB

Tabla 5.7: SNR para las pruebas con adición de ruido del Experimento II.

Conclusiones

La finalidad de este capítulo es la descripción del desarrollo experimental y mostrar las características para cada experimento efectuado. Así, en el siguiente capítulo se presenta la metodología de implementación de algoritmos compuestos, es decir, utilizar las técnicas digitales anteriormente presentadas para la mejora de las imágenes acústicas y de esta forma detectar y localizar fallas tanto en materiales homogéneos, como en las señales simuladas en estas secciones.

Capítulo 6

Implementación de Algoritmos Compuestos

La técnica de formación de haces y el análisis tiempo - frecuencia constituyen los procesos principales de la estrategia aquí presentada. Estos procesos en conjunción con procedimientos de acondicionamiento y detección llamados algoritmos compuestos tienen por finalidad el mejoramiento de imágenes acústicas para la detección y localización de fallas en materiales homogéneos y no homogéneos.

6.1. Esquema General de implementación

El esquema general de implementación de los algoritmos compuestos se divide en dos fases: la primera, destinada a la corrección geométrica del conjunto de señales con respecto al campo visible del transductor en la posición en análisis; y la segunda, destinada a la extracción de componentes frecuenciales principales, por medio de la representación en el plano tiempo - frecuencia de la señales UT. El diagrama de bloques del esquema general se muestra en la Figura 6.1, cuyos nombres de los procesos se han asignado según el objetivo de éstos y así generalizar la metodología propuesta con el conveniente de cambiar de técnica para un proceso dado, si la finalidad de éstos se conservan¹. Este esquema es válido para el mejoramiento de imágenes acústicas provenientes de materiales homogéneos y no homogéneos. Sin embargo, para cada experimento, los parámetros de estos procesos pueden diferir y así obtener un mejor desempeño en los resultados. Con esto, se esclarece que para un experimento dado, se puede omitir un proceso y para otro será necesario. Asimismo en la Figura 6.2 se observa el esquema general de implementación mediante las técnicas detalladas a lo largo de este trabajo.

¹Por ejemplo, en lugar de usar las distribuciones tiempo - frecuencia de la clase de Cohen para el análisis tiempo - frecuencia de señales, es válido el uso de onduletas.

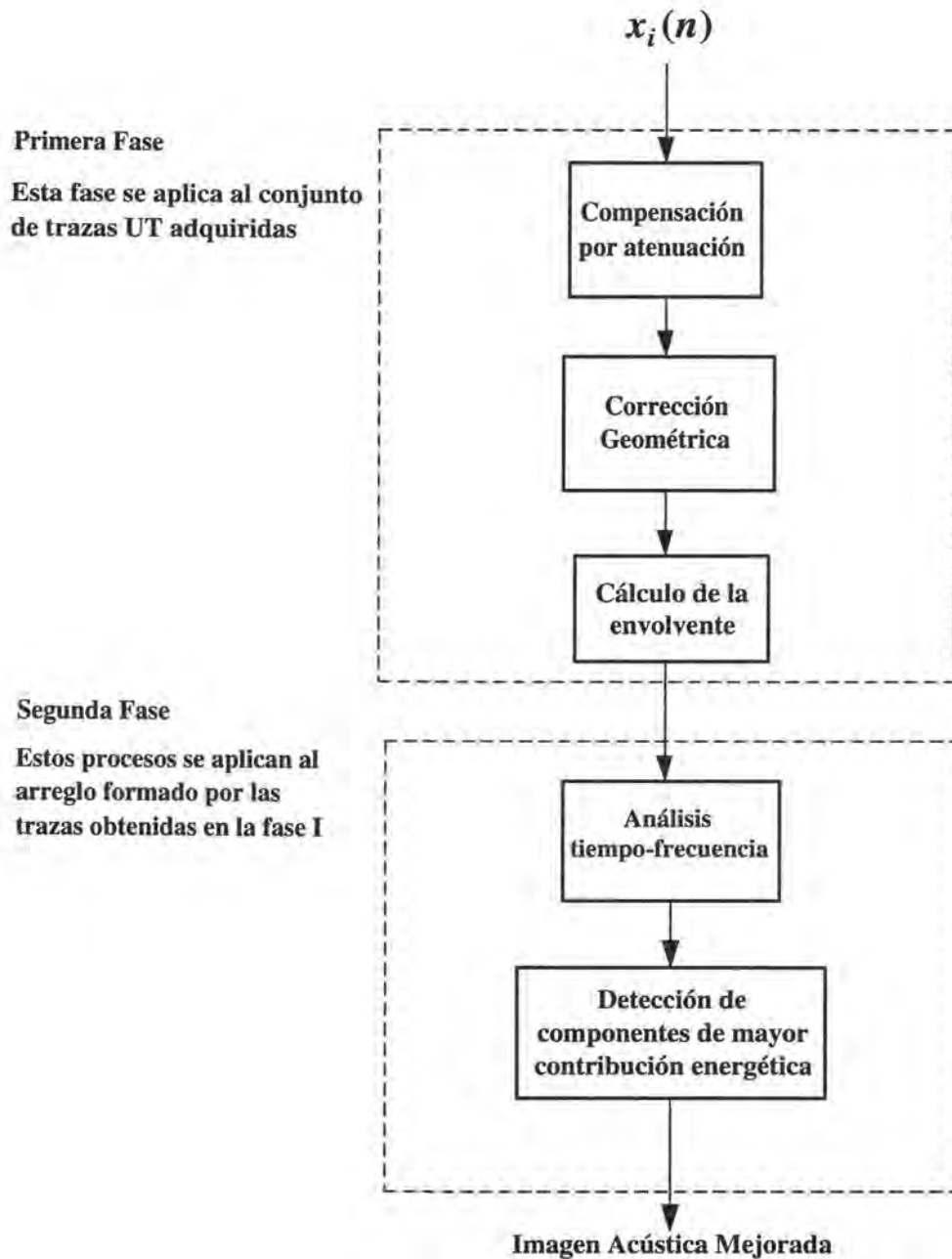


Figura 6.1: Esquema General de la metodología propuesta.

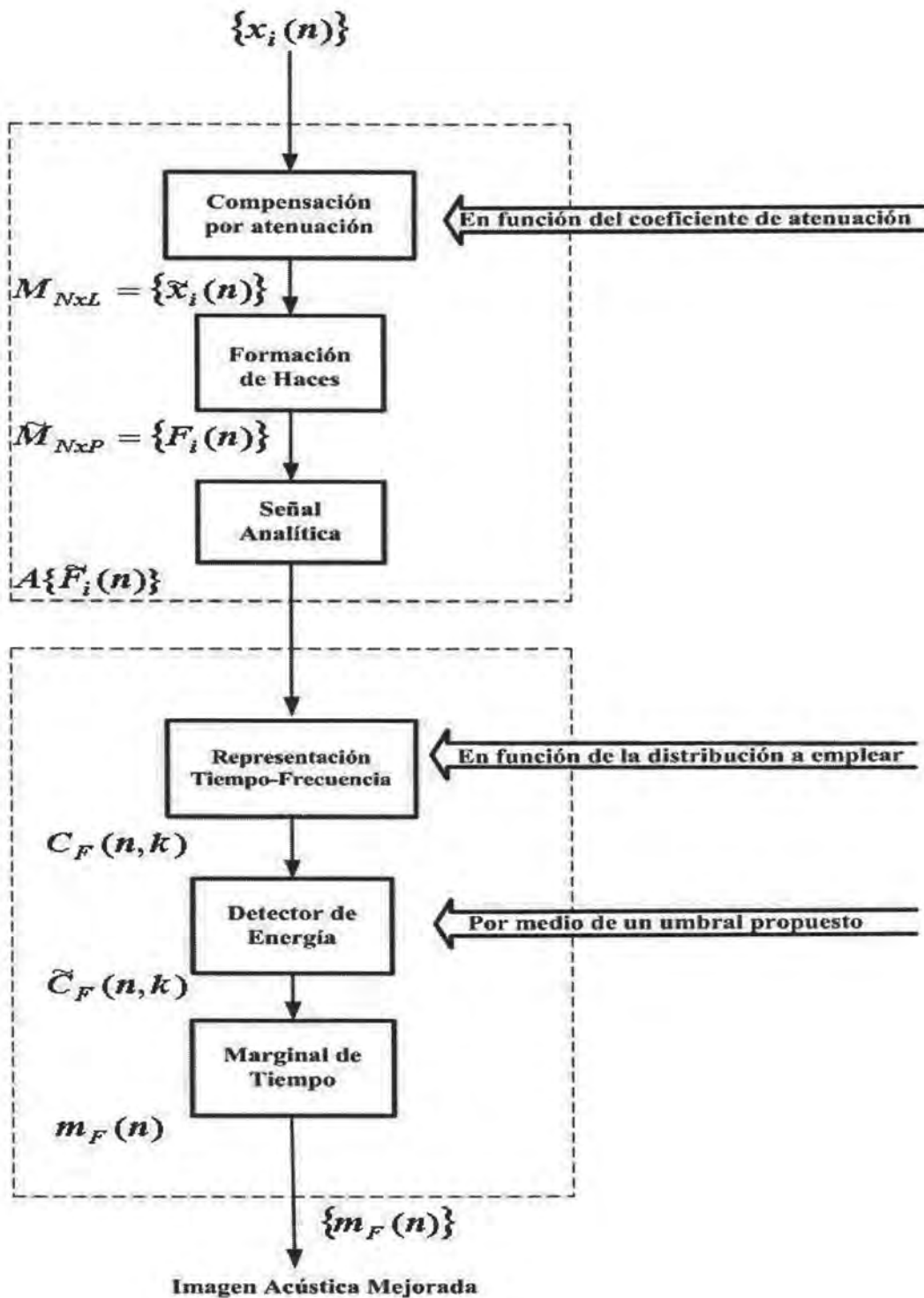


Figura 6.2: Esquema General de Implementación.

6.2. Descripción de los procedimientos

En esta sección, con base en el desarrollo experimental expuesto en el capítulo 5, se hace la descripción para cada procedimiento que integra el esquema general de algoritmos compuestos. La descripción de los procedimientos se efectúa dividiéndolos en dos fases: la primera procesa el arreglo de trazas adquiridas en el desarrollo experimental y la segunda procesa las trazas generadas por la primera fase por separado. Para ejemplificar las características principales de cada procedimiento se emplea el conjunto de datos obtenidos por el Experimento I en materiales homogéneos.

6.2.1. Procedimientos de la Primera Fase

La primera fase está compuesta por tres procedimientos principales: compensación por atenuación, formación de haces y cálculo de la señal analítica. El primero destinado a corregir los efectos de atenuación, el segundo a corregir geoméricamente las señales en función del campo visible del transductor y el último para el cálculo de la envolvente. El diagrama de flujo correspondiente a los procedimientos de la primera fase se presenta en la Figura 6.3. A continuación se da un descripción de los procedimientos que integran a la primera fase de la estrategia de los algoritmos compuestos.



Figura 6.3: Diagrama de Flujo de los procedimientos de la primera Fase.

Compensación por atenuación

Este bloque tiene por finalidad compensar a las trazas UT debido al efecto de atenuación que sufren las señales al viajar por el medio de exploración. Para los casos del aluminio $A_T=0.86 \times 10^{-15}$ y para el agua a 25°C , el valor de $A_T=22 \times 10^{-15}$ [28] sustituyéndose en la ecuación (2.9). Además, consideramos dos variantes en el modo de compensación, cuando las señales UT las modelamos como ondas esféricas, o bien como ondas planas (ecuaciones 2.7 y 2.8).

Sea $x(n)$ una señal UT discreta, con período de muestreo T_s y velocidad de propagación v , las señales compensadas por atenuación para los dos casos se representan como:

$$\tilde{x}_{esf}(n) = \beta n x(n) e^{\alpha_c \beta n} \quad (6.1)$$

$$\tilde{x}_p(n) = x(n) e^{\alpha_c \beta n} \quad (6.2)$$

donde $\beta = \frac{T_s v}{2}$.

En la Figura 6.4 se muestran el resultado de utilizar las dos formas de compensación por atenuación la traza correspondiente a la falla T3 del experimento I. En esta simulación se tomaron los valores de $A_T=0.86$, $f_s = 100$ MHz y $v= 6000$ mm/s. En la Figura 6.4c, observamos que al modelar a las señales como ondas esféricas se tienen mejores desempeños. Sin embargo, la elección del modo de compensación varía según los experimentos y tomando en consideración si las observaciones se hacen en campo cercano o campo lejano.

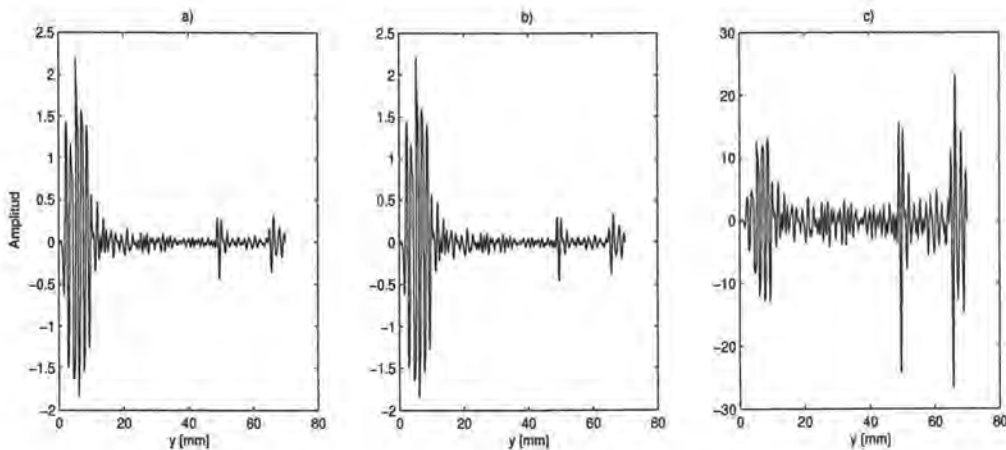


Figura 6.4: Resultado de compensación por atenuación. T3: a) señal original b), compensación como onda plana, c) compensación como onda esférica.

Formación de Haces

Este procedimiento, como se mencionó en el capítulo 3, corrige geoméricamente las señales en función del campo visible θ del transductor, como también los efectos debidos a los cambios de fase. Así, generamos una matriz $M_{N \times P}$, con un aumento de líneas, $L < P$ (proceso de interpolación). La Figura 6.5 muestra el resultado de aplicar el proceso de formación de haces en conjunto con el procedimiento de compensación por atenuación considerando sólo la traza correspondiente a la falla T1. Así, en la Figura 6.5b se observa una reducción de las dimensiones laterales de los haces en la imagen.

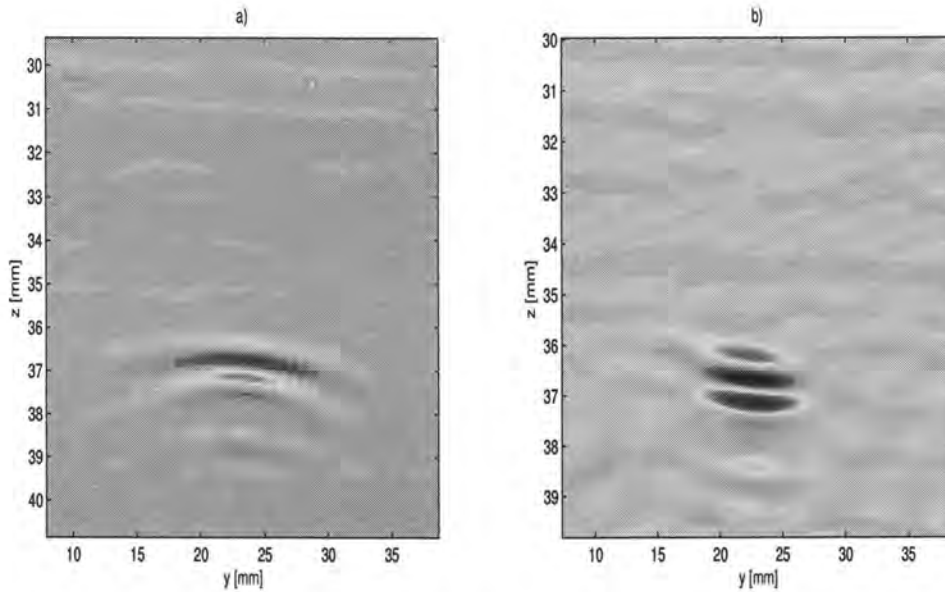


Figura 6.5: a) T1 (original), b) T1 (proceso de formación de haces).

Obtención de la Señal Analítica

Como se mencionó en el capítulo 4, la señal analítica de una señal real (ecuación 4.9) en su forma discreta y para las señales $F_i(n)$ que integran a la matriz $M_{N \times P}$ es:

$$\tilde{F}_i^a(k) = \begin{cases} 0 & \text{Si } 0 < k \leq \frac{N-1}{2} \\ \tilde{F}_i(k) & \text{Si } k = 0 \\ 2\tilde{F}_i(k) & \text{Si } \frac{N}{2} \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (6.3)$$

$$\mathcal{A}\{F_i(n)\} = IDFT\{\tilde{F}_i^a(k)\} \quad (6.4)$$

donde

$$DFT\{F_i(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} F_i(n)e^{-\frac{2\pi}{N}nk} = F_i(k) \quad (6.5)$$

$$IDFT\{F_i(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_i(k)e^{\frac{2\pi}{N}nk} = F_i(n) \quad (6.6)$$

En la Figura 6.6a se presenta el espectro de la traza correspondiente a T1, así como en la Figura 6.6b el espectro de su señal analítica. En estas figuras observamos que la información frecuencial para las frecuencias positivas es la misma, mientras que las frecuencias negativas para el caso del espectro de la señal analítica son igual con cero. Además, se visualiza la componente de corriente directa (DC). Es evidente que al conjunto de trazas a procesar se le tendrá que excluir tal componente por medio de

$$F_i^{sDC}(n) = F_i(n) - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_i(n) \quad (6.7)$$

obteniendo las señales mostradas en las Figuras 6.6c y 6.6d.

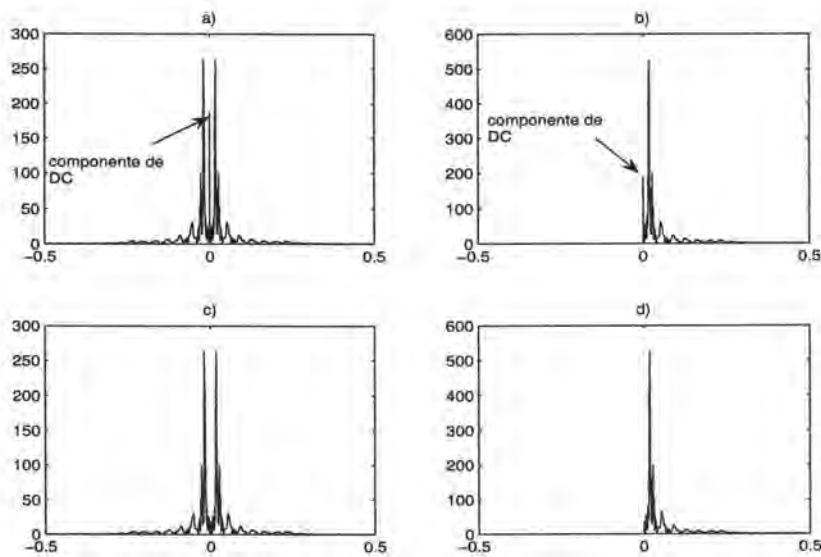


Figura 6.6: Espectros de la traza correspondiente a T1. a) Espectro original, b) Espectro de la señal analítica de la traza. c) Espectro de la traza excluyendo la componente de DC, d) Espectro de la señal analítica de la traza excluyendo la componente de DC.

6.2.2. Procedimientos de la Segunda Fase

Dados los resultados arrojados por los procedimientos de la primera fase, se define un arreglo $M_{N \times P}$, y se prosigue a aplicar los procedimientos de la segunda fase. En esta fase, se procesan en forma separada los vectores columna $F_i(n)$ que integran a la matriz $M_{N \times P}$, como se muestra en el diagrama de flujo presentado en la Figura 6.7. Las características principales de los procedimientos incluidos en la segunda fase se describen a continuación.

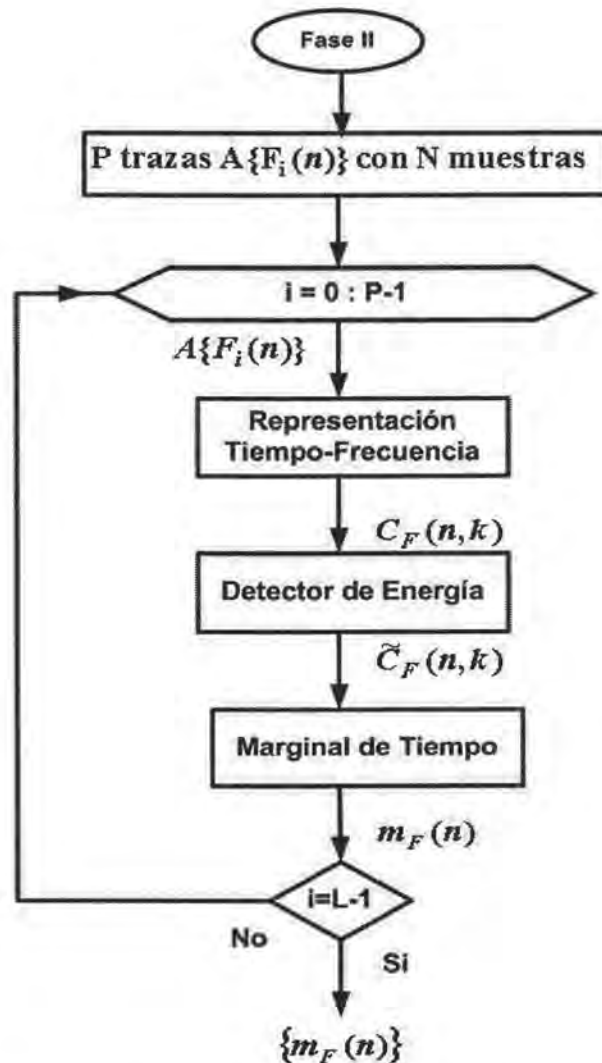


Figura 6.7: Diagrama de Flujo de los procedimientos de la Segunda Fase.

Representación Tiempo - Frecuencia

Para la representación en el plano tiempo - frecuencia de las señales analíticas se emplean las distribuciones que se definieron en el capítulo 4. Así, la elección de la distribución a usar depende tanto del desempeño de la distribución como del propio experimento. Para ejemplificar la necesidad de utilizar distribuciones tiempo - frecuencia, se muestran simulaciones de las representaciones tiempo - frecuencia de las fallas del experimento I (anteriormente procesadas con los procedimientos de la primera fase) usando la distribución Wigner - Ville. En la Figura 6.8 se observa una mejor representación de la energía de las componentes principales en el plano tiempo - frecuencia de una traza correspondiente a T1.

Cabe mencionar que el propósito de emplear distribuciones tiempo - frecuencia es el de discriminar componentes deseables y no deseables (frecuencias dentro del ancho de banda del transductor), por medio de detectores de energía, como hemos empleado en este trabajo.

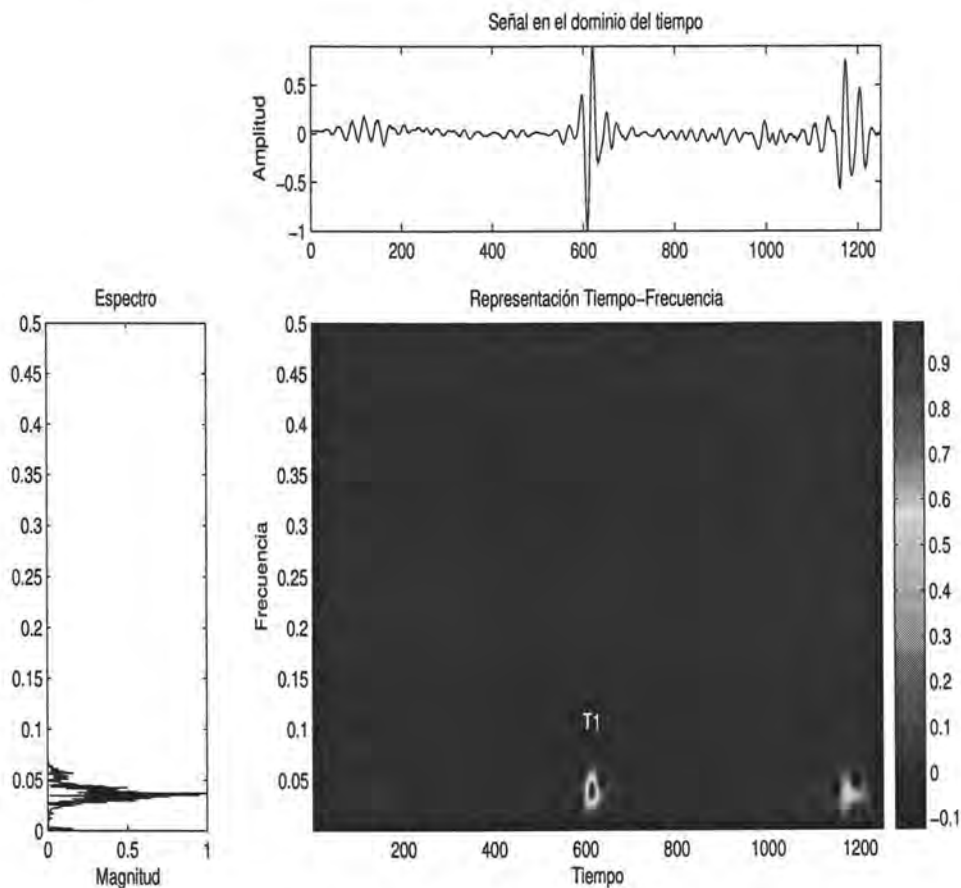


Figura 6.8: Representación Tiempo - Frecuencia de una traza correspondiente a T1.

Detector de Energía

Las distribuciones tiempo - frecuencia son representaciones cuadráticas de las señales, de tal modo que obtenemos una representación asociada a la energía de las componentes frecuenciales en los instantes de tiempo en que sucedieron. Para la detección de las fallas sólo tomaremos en cuenta las componentes frecuenciales de mayor concentración energética, surgiendo la necesidad de discriminar las regiones en el plano tiempo - frecuencia de máxima energía. Por tanto, empleamos un detector con función de decisión como se muestra en la Figura 6.9.

Sea $C_F(n, k)$ una representación en el plano tiempo - frecuencia de una señal $F_i(n)$ proveniente de aplicar los procedimientos de la primera fase, la forma del detector es dada como:

$$\tilde{C}_F(n, k) = \begin{cases} C_F(n, k) - \delta & \text{Si } C_F(n, k) > \delta \\ 0 & \text{Si } C_F(n, k) < \delta \end{cases} \quad (6.8)$$

Donde $\tilde{C}_F(n, k)$ es la representación tiempo - frecuencia estimada en la etapa de detección y δ es el valor del umbral. El cálculo de δ lo asignamos como $\delta = \kappa \max\{C_F(n, k)\}$, donde κ es una constante de escala y $\max\{\cdot\}$ como el valor máximo de la representación para cualquier valor de n y k .

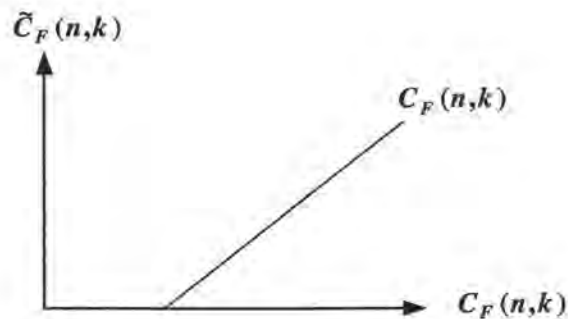


Figura 6.9: Función de decisión usada por el detector de energía.

Si elegimos $\kappa = 0.5$ implica que $\delta = -3$ dB, mientras que si $\kappa = 0.25$ implica que $\delta = -6$ dB, tomando en cuenta que $\max\{C_F(n, k)\}$ tiene un valor de 0 dB. Cabe mencionar que el valor de δ está relacionado con el ancho de banda a considerar. Por lo mismo, el intervalo de valores de -3 a -6 dB son los más utilizados. Además, al utilizar este detector, se omiten las componentes con valores negativos debido a que al discretizar las distribuciones, la propiedad de positividad se ve alterada.

En la Figura 6.10, se presenta una simulación utilizando la distribución de Wigner - Ville para representar en el plano tiempo - frecuencia una traza correspondiente a la primera falla contaminada con ruido blanco gaussiano. Por tanto, al emplear el detector de energía con un umbral de detección de $\delta = -6$ dB, consideramos sólo la energía correspondiente a la falla y de esta forma realizamos un filtrado de componentes no deseables, como se muestra en la Figura 6.11.

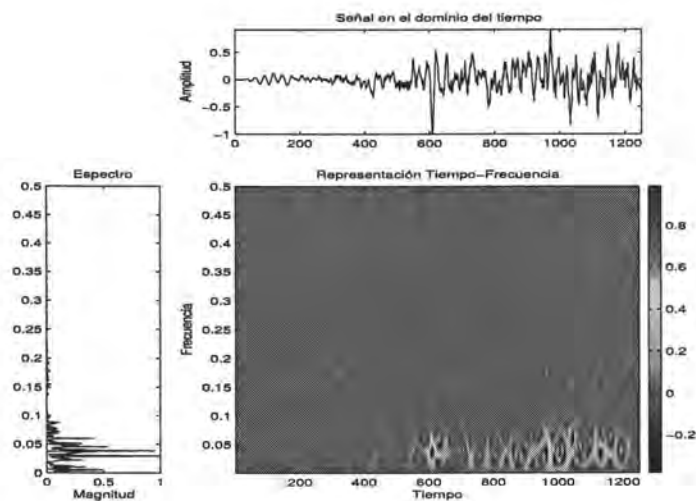


Figura 6.10: Representación Tiempo - Frecuencia de una traza correspondiente a T1.

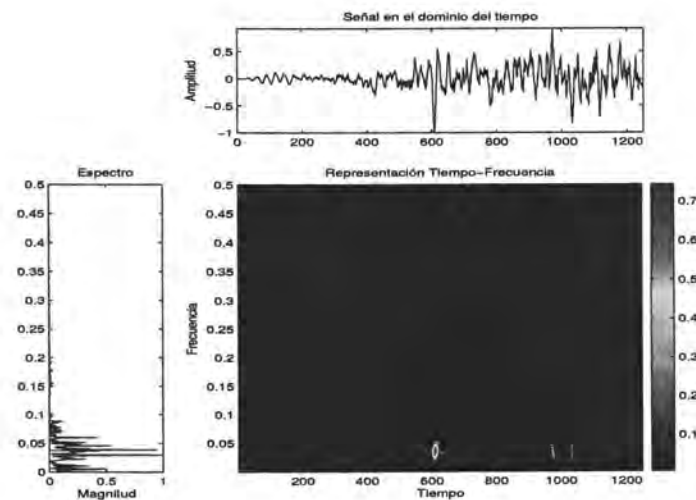


Figura 6.11: Representación Tiempo - Frecuencia del resultado de aplicar el detector de energía de una traza correspondiente a T1.

Marginal de Tiempo

Sea ha mencionado que la propiedad de marginal de tiempo es una de las propiedades más importantes para ese trabajo (ecuación 4.4). Para el caso discreto, hemos mencionado que las propiedades de marginalidad se ven alteradas [20]. Sin embargo, el error experimental producido es del orden de 10^{-2} . Entonces, la ecuación (4.4) para distribuciones discretas y la usada en nuestra estrategia es:

$$m_F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_F(n, k) \sim |F_i(n)|^2 \quad (6.9)$$

En la Figura 6.12 mostramos las señales de energía de la envolvente de una traza UT, donde en la Figura 6.12a se observa una señal de energía calculada con el cuadrado de la señal analítica de la traza y en la Figura 6.12b, la señal de energía calculada mediante la ecuación 6.9, de tal modo que el error entre éstas señales es despreciable. Si consideramos los marginales de tiempo a partir del proceso de detección de energía, tenemos una mejora en la imagen acústica, dado que omitimos las componentes frecuenciales que no son importantes en la detección y realizamos un realce de la información que nos interesa.

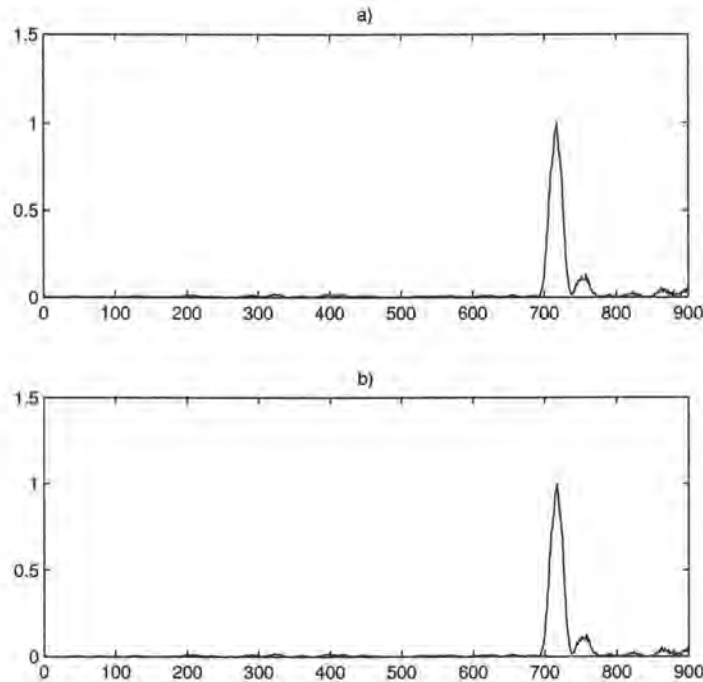


Figura 6.12: Señales de energía de la envolvente de una traza UT. a) $|\mathcal{A}\{x(n)\}|^2$, b) $m_F(n)$.

Conclusiones

En este capítulo se describió el esquema general de implementación de algoritmos compuestos, mostrando la división de los procedimientos en dos etapas principales. Estas etapas denominadas fases presentan procedimientos para generar una imagen acústica, con la finalidad de detectar y localizar fallas tanto en materiales homogéneos como no homogéneos. La primera fase tiene por objetivo la compensación por atenuación de las trazas, la corrección geométrica por medio del proceso de formación de haces y el cálculo de señales analíticas; la segunda fase tiene la finalidad de excluir componentes frecuenciales de baja contribución energética, y sólo considerar la información respectiva de los ecos.

Cabe mencionar que el objetivo de aplicar los procedimientos anteriormente presentados es mejorar la imagen acústica generada por las señales UT, por lo que se han perdido las señales de radiofrecuencia y la representación de las imágenes es a partir de señales en envolvente.

Dada la descripción de los algoritmos compuestos y el modo de implementación de la estrategia propuesta, se presenta en el siguiente capítulo la validación experimental de los procedimientos empleados.

Capítulo 7

Validación Experimental

A lo largo del presente trabajo se ha descrito el marco teórico y la forma de implantación de los procedimientos que integran a la metodología propuesta para el mejoramiento de imágenes acústicas. Estos procedimientos que les asignamos el nombre de algoritmos compuestos son para facilitar la detección (realce de fallas) y localización de fallas presentes tanto en materiales homogéneos como no homogéneos. Para el caso de materiales homogéneos, la validación es en referencia a la localización real de las fallas, lo que conlleva a una mejor representación de las dimensiones reales de las fallas. Mientras que en las señales simuladas de materiales no homogéneos, son: la localización real de las fallas y la detección de éstas al disminuir la relación señal a ruido, SNR. Este último parámetro se considera de gran importancia, dado que al realizar el mejoramiento de las imágenes acústicas, se efectúa un proceso de filtrado en el plano tiempo - frecuencia en función de un detector de energía.

El presente capítulo se divide en dos partes: la primera destinada a la validación experimental de los algoritmos compuestos considerando los datos arrojados por el desarrollo experimental en materiales homogéneos y la segunda, mostrando los resultados obtenidos usando las señales simuladas de materiales no homogéneos.

7.1. Validación experimental en materiales homogéneos

Considerando el esquema general de implementación mostrado en la Figura 6.2, y teniendo en cuenta dos experimentos en materiales homogéneos (sección 5.2), en esta sección se presentan los resultados arrojados al usar la estrategia de los algoritmos compuestos. Para el caso de pruebas en materiales homogéneos, la estrategia propuesta se concentra en la localización y realce de las fallas presentes en estos materiales.

7.1.1. Resultados del experimento I

Dada la imagen acústica mostrada en la Figura 7.1, generada por señales de radiofrecuencia (sección 5.1), nos interesa obtener una imagen que sólo presente información de la localización de las fallas presentes. Así, omitimos cualquier otra información que no sea con respecto a la detección y localización de fallas. Por otro lado, nos interesa corregir la apertura de los haces en función del campo visible en las diferentes posiciones del transductor, con lo cual se obtiene una mejor representación de las dimensiones de las fallas.

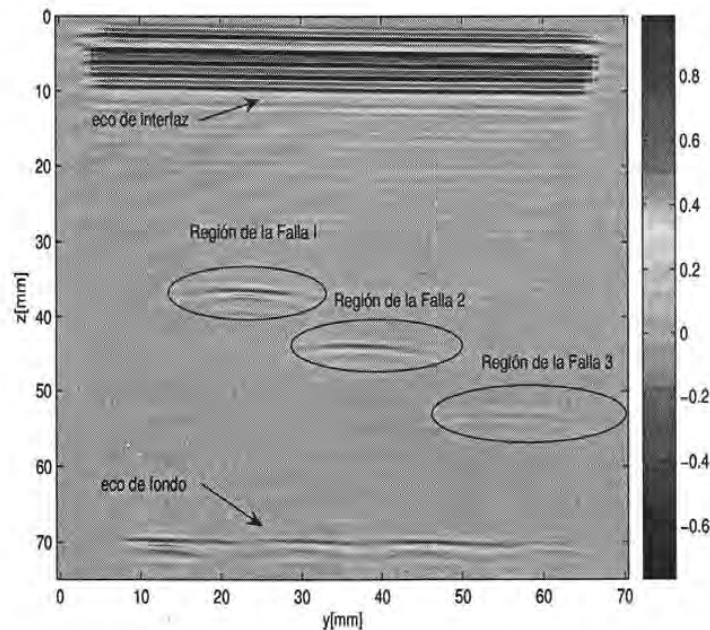


Figura 7.1: Imagen acústica del experimento I. Se presentan elipses que encierran las regiones respectivas de las fallas.

Se observa en la Figura 7.1 que los haces respectivos a las regiones de las fallas se extienden en forma elipsoidal, no siendo estas representaciones las dimensiones reales de las fallas. Además, el haz correspondiente a T3, casi no es visible, debido al efecto de atenuación. Al aplicar el proceso de compensación por atenuación, modelando a las señales como ondas esféricas, (ecuación 6.1), obtenemos como resultado una imagen que realza las regiones de las fallas y disminuyen en amplitud las muestras correspondientes al eco de interfaz (Figura 7.2). Una desventaja es el aumento en amplitud de las muestras correspondientes al eco de fondo. En la evaluación por ultrasonidos, el eco de fondo es de gran ayuda para la detección de fallas u obstáculos debido a que en éste se presentan discontinuidades o sombras cuando existe una falla o imperfección en el material.

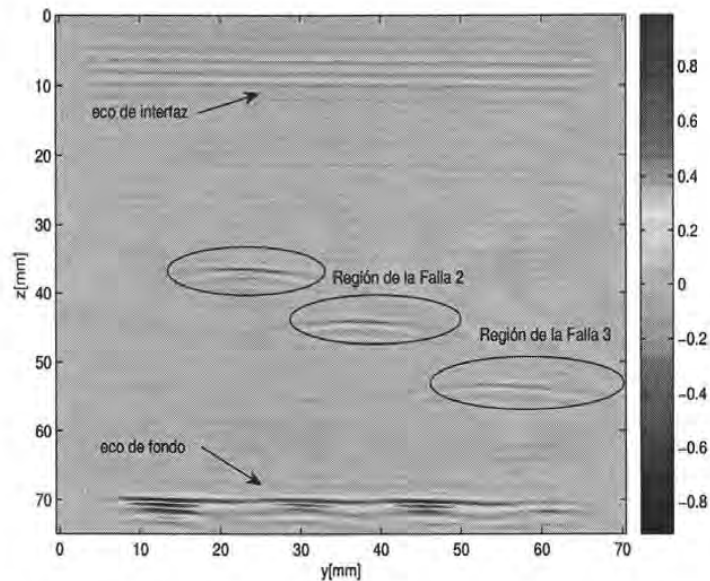


Figura 7.2: Imagen resultante al aplicar el proceso de compensación del experimento I.

Sin embargo, nuestra propuesta no hace del uso del eco de fondo para la detección de fallas, al contrario, al realizar la compensación por atenuación se ve incrementada la energía asociada a éste, causando problemas de detección, por lo que es necesario su omisión. Esta omisión se realiza despreciando las muestras del eco de fondo, mediante un criterio de omisión de muestras, es decir, despreciar las muestras de este eco en función del doble de la longitud del pulso eco generado: que para este experimento es de $2\mu\text{s}$, correspondiente a 400 muestras. De igual manera, el eco de interfaz no es de utilidad, por lo que su omisión es de gran ayuda al reducir muestras en nuestro procedimiento. La imagen resultante aplicando la compensación por atenuación y la omisión de las muestras correspondientes al eco de interfaz y al eco de fondo, se presenta en la Figura 7.3. En la Figura 7.3 se observa que la apertura de los haces correspondientes a las fallas (es de aproximadamente 16 mm, siendo el diámetro real de 4.2 mm, por lo que se aplica el proceso de formación de haces para la corrección geométrica del campo visible y de apertura en función de las diferentes posiciones del transductor (ecuaciones 3.3 y 3.4). Al efectuar este proceso de corrección resulta la imagen mostrada en la Figura 7.4, donde se observa una disminución del diámetro de los haces correspondientes a las fallas ($d \approx 7$ mm). Se calcula la señal analítica de las trazas que integran a la matriz $M_{N \times P}$, presentando una imagen acústica generada con señales de envolvente. Así, se visualiza con mayor precisión los centros de las fallas y se obtiene una localización más aproximada a la real, como también una disminución de la dimensión de las fallas ($4.2 \text{ mm} < d < 4.9 \text{ mm}$) como se muestra en la Figura 7.5. En el caso de señales provenientes de materiales homogéneos, como son medios libres de ruido, se omite el análisis tiempo - frecuencia dado que no es necesario una detección de energía para un filtrado en el plano tiempo - frecuencia.

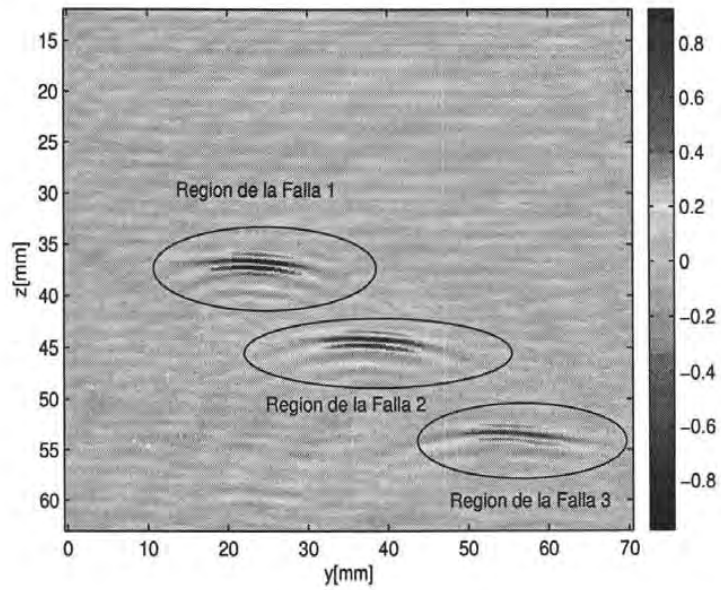


Figura 7.3: Imagen resultante al aplicar el proceso de compensación y de omisión de muestras del experimento I.

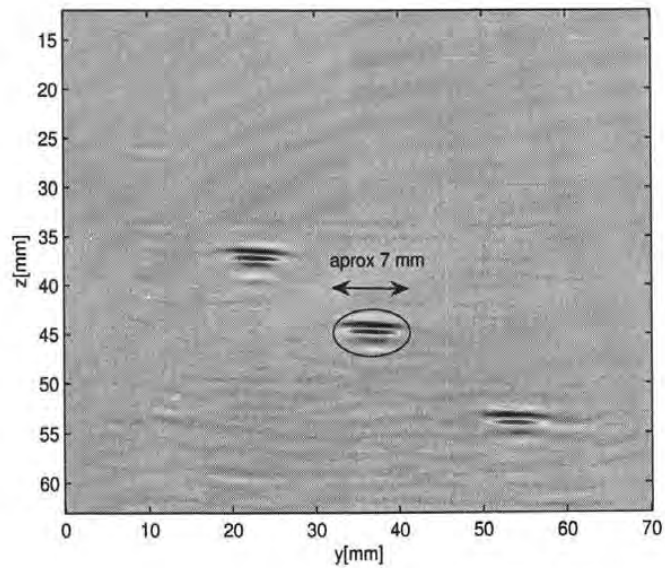


Figura 7.4: Imagen resultante al aplicar el proceso de formación de haces del experimento I.

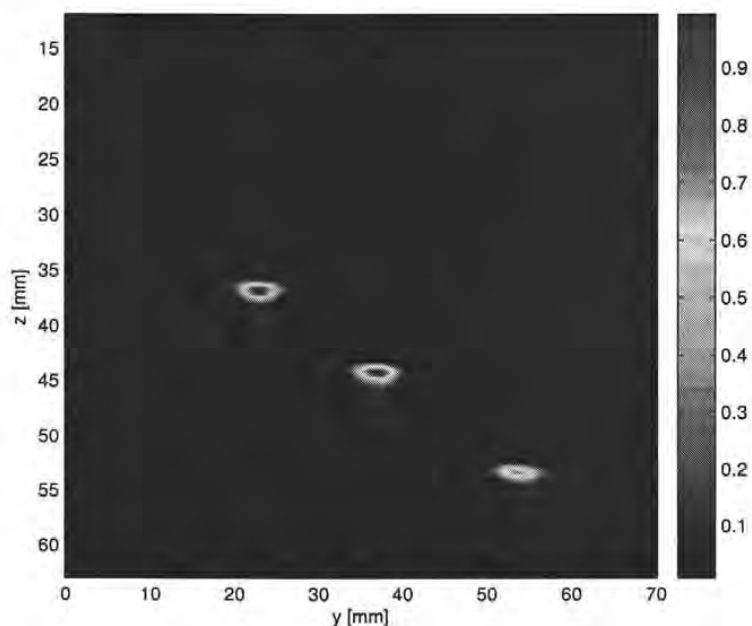


Figura 7.5: Imagen resultante de aplicar el proceso de obtención de envolvente.

Los resultados anteriores son en forma cualitativa, sin embargo, en la Tabla 7.1 se presentan los resultados cuantitativos de la localización de las fallas. Las coordenadas y_r y z_r expresan la localización real de los orificios en el cubo de aluminio, y el parámetro d_r es el diámetro real de los orificios. Los parámetros y_p , z_p y d_p expresan los valores de la localización en 2D y diámetro al aplicar el procedimiento propuesto. Cabe mencionar que los orificios reales tiene forma de circunferencia, sin embargo, al realizar una adquisición pulso - eco en formato B-scan no es posible obtener tal morfología, entonces los parámetros d_r y d_p representan el eje mayor de una elipse que encierra la región de la falla. Además, las dimensiones de la localización real de las fallas se hicieron tomando en cuenta el diagrama que se muestra en la Figura 5.3. Los resultados experimentales se midieron a partir de la información que arroja las imágenes generadas por las señales en envolvente de las trazas originales y procesadas.

Falla	y_r [mm]	z_r [mm]	d_r [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]	d_p [mm]
T1	22.5	33.3	4.2	22.5	36.0	4.3
T2	38.5	41.5	4.2	37.0	43.5	4.8
T3	54.5	49.7	4.2	53.5	52.7	4.3

Tabla 7.1: Resultados de la localización de las fallas del experimento I.

Para medir las variaciones de la localización de las fallas y sus dimensiones, se emplean dos indicadores de errores: el error lateral y error longitudinal. Tales indicadores se calculan a partir de las mediciones mostradas en la Tabla 7.1.

$$e_y = \left| \frac{y_r - y_p}{y_r} \right| \times 100 \quad (7.1)$$

$$e_z = \left| \frac{z_r - z_p}{z_r} \right| \times 100 \quad (7.2)$$

Los resultados de los valores del error lateral y longitudinal para las fallas del experimento I se muestran en la Figura 7.6. El error en la localización de las fallas es muy pequeño, por lo tanto, el método propuesto es de alta resolución. El error medio lateral $E\{e_y\}$ y longitudinal $E\{e_z\}$ de las mediciones procesadas es de 1.9% y de 6.3%, respectivamente.

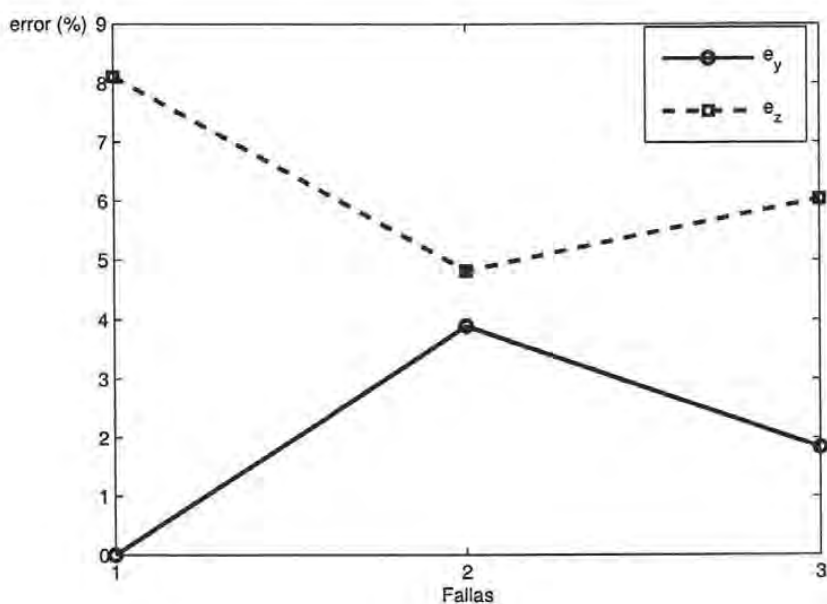


Figura 7.6: Errores Lateral y Longitudinal del experimento I.

7.1.2. Resultados del experimento II

De igual forma que en el experimento I, queremos obtener una imagen mejorada donde se resalte información de detección y localización de fallas. Dada la imagen resultante (Figura 7.7) después de omitir las muestras correspondientes al eco de fondo, se observa que la apertura de los haces correspondientes a las fallas tienen dimensiones mucho mayores a las reales ($d=6$ mm).

Además, T4 no es identificable con respecto a su verdadera localización. Esto, debido a que el pulso - eco se refleja en gran medida por efecto de T1, y sólo mostrando en los bordes la existencia de una probable falla en el mismo eje de T1.

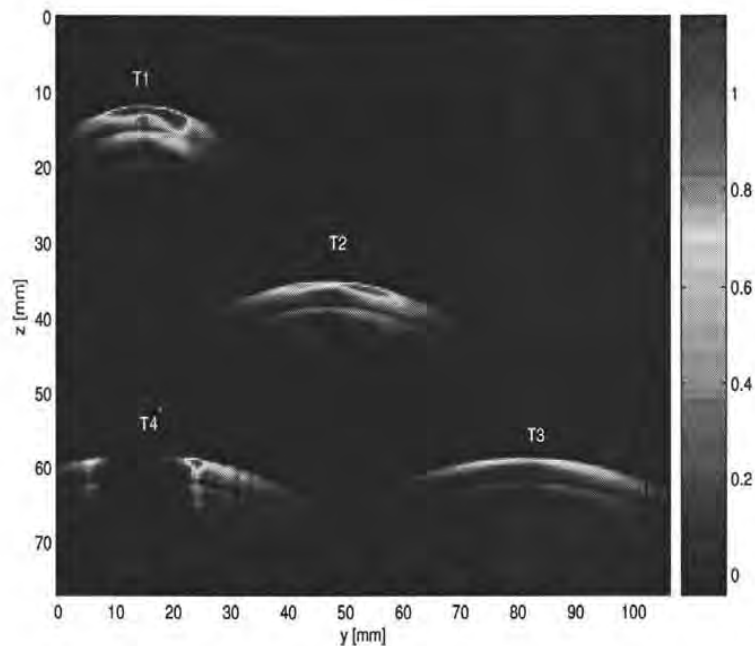


Figura 7.7: Imagen resultante de aplicar el criterio de omisión de muestras.

Para este caso, en el proceso de compensación por atenuación se elige modelar a las señales como ondas planas (ecuación 6.2), esto debido a que la adquisición se realizó en el campo lejano del transductor. Por lo que resulta la imagen mostrada en la Figura 7.8. Para corregir la apertura de los haces y la localización de T4, se aplica el proceso de formación de haces a las trazas compensadas (ver Figura 7.9). Gracias a este proceso es posible la corrección de la localización de las fallas y por tanto detectar éstas.

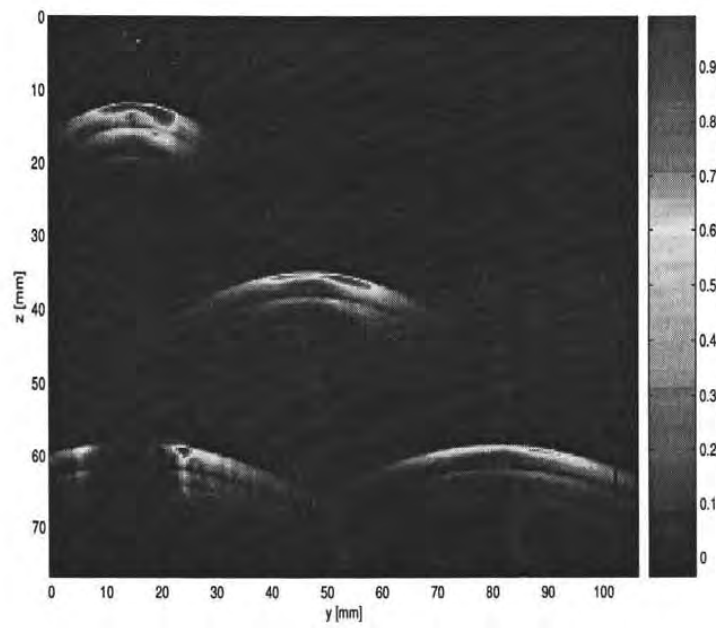


Figura 7.8: Imagen resultante de aplicar la compensación por atenuación.

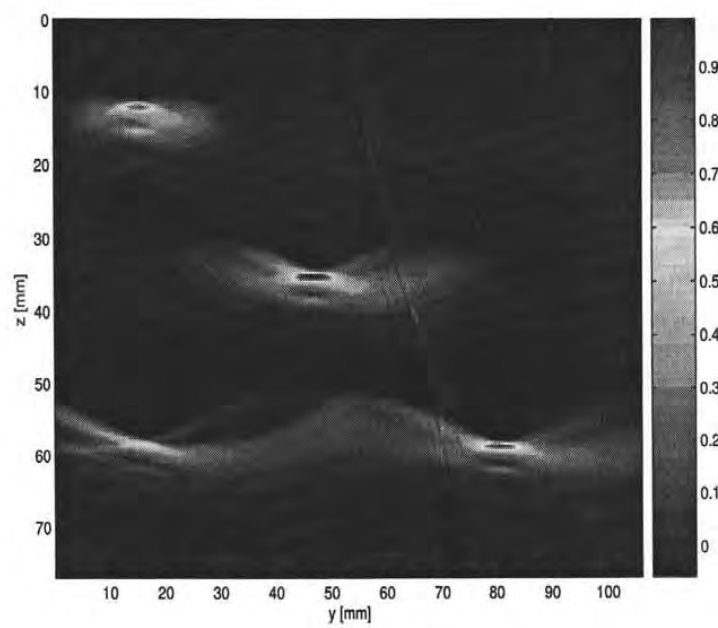


Figura 7.9: Imagen resultante de aplicar el proceso de formación de haces.

Sin embargo, hay que notar que al aplicar el procedimiento de formación de haces a trazas en envolvente, la corrección de los cambios de fase no es posible, esto dado que las señales en envolvente tienen fase constante¹, por tal motivo se observan sombras alrededor de las fallas. Para minimizar tales efectos se obtienen las señales analíticas de las trazas resultantes del proceso de formación de haces, logrando así obtener una mejor representación de la imagen acústica (ver Figura 7.10).

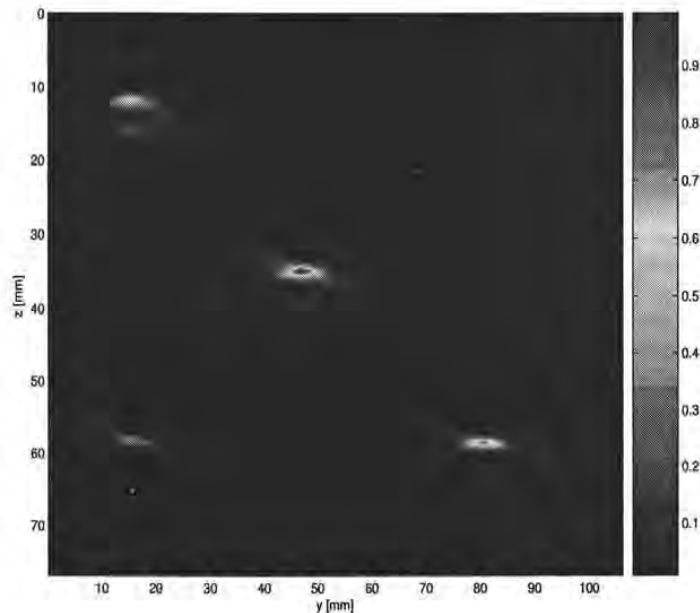


Figura 7.10: Imagen resultante al calcular la envolvente a las trazas correspondientes al proceso de formación de haces.

Entonces, de la Figura 7.10 se observa que en la imagen resultante se tiene la verdadera localización de T4 y se mejora la representación de las fallas. Como en este experimento no hay ruido presente, entonces no es necesario aplicar los procesos de tiempo - frecuencia. Sin embargo, es necesario aplicar los primeros procedimientos de la estrategia para el mejoramiento de la imagen.

Las mediciones para la localización de las fallas en el experimento II se hacen con relación al diagrama que se muestra en la Figura 5.5. Los resultados obtenidos para este caso se presentan en la Tabla 7.2. El nombre de los parámetros y el modo de medición se realizó de igual forma que en el experimento I.

¹Es decir, solo existen sumas constructivas y no destructivas al hacer la corrección en retardos.

Falla	y_r [mm]	z_r [mm]	d_r [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]	d_p [mm]
T1	14.0	12.0	6.0	15.5	10.5	6.0
T2	46.0	36.0	6.0	46.0	34.0	6.6
T3	80.0	59.0	6.0	80.0	57.8	5.7
T4	14.0	59.0	6.0	15.5	57.8	3.4

Tabla 7.2: Resultados de la localización de las fallas del experimento II.

Las mediciones de los errores lateral y longitudinal aplicando las ecuaciones (7.1) y (7.2), respectivamente, se muestran en la Figura 7.11. El error medio lateral y longitudinal para las mediciones procesadas son de 5.3% y 5.5%, respectivamente.

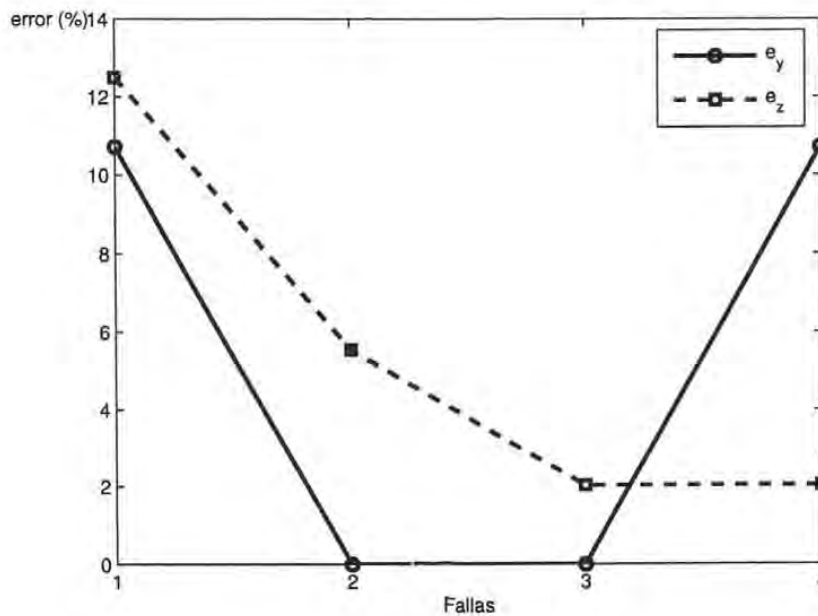


Figura 7.11: Errores Lateral y Longitudinal del experimento II.

7.2. Validación experimental en materiales no homogéneos

En esta sección se presentan los resultados obtenidos al aplicar los algoritmos compuestos en señales simuladas de materiales no homogéneos, donde la SNR es drásticamente disminuida. Se mostrarán los resultados obtenidos cuando los vectores de entrada al algoritmo compuesto contienen ruido blanco gaussiano.

7.2.1. Resultados del experimento I

Se presentan los resultados obtenidos de los algoritmos compuestos partiendo de señales simuladas de materiales no homogéneos (sección 5.2). En la Figura 7.12, se muestran imágenes ruidosas ² considerando $\sigma^2 = 0.5$, $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y $\sigma^2 = 1$. De estas imágenes formadas por trazas contaminadas con ruido no es viable la detección y localización de las fallas presentes en el material (ver Figuras 7.12b y 7.12c), por lo que es necesario resaltar las contribuciones correspondientes a las fallas.

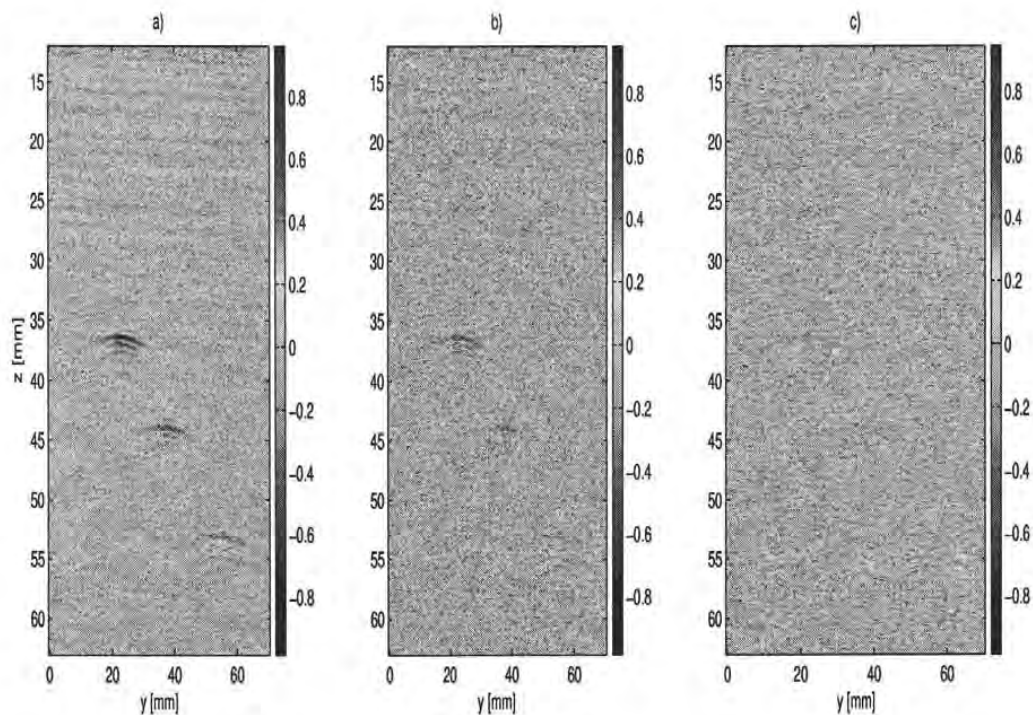


Figura 7.12: Imágenes generadas por trazas contaminadas con ruido blanco gaussiano: a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$.

²A estas imágenes se le ha aplicado el criterio de omisión de muestras.

En la Tabla 7.3 se presentan la SNR en dB para cada caso de adición de ruido, como también la SNR media de las trazas.

	$\sigma^2 = 0.5$	$\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$	$\sigma^2 = 1.0$
T1	-3.4406 dB	-9.4612 dB	-15.4818 dB
T2	-5.8862 dB	-11.9068 dB	-17.9274 dB
T3	-6.8493 dB	-12.8699 dB	-18.8905 dB
SNR	-5.3920 dB	-11.4126 dB	-17.4332 dB

Tabla 7.3: SNR de la región de las fallas en las pruebas con ruido del Experimento I.

La Tabla 7.4 muestra para cada experimento de adición de ruido, la detección de fallas a partir de las imágenes originales. Como se observa en esta tabla, al disminuir la SNR, se incrementa el error de detección, por lo que es necesario aplicar la estrategia propuesta.

	$\sigma^2 = 0.5$	$\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$	$\sigma^2 = 1$
T1	✓	✓	×
T2	✓	×	×
T3	×	×	×

Tabla 7.4: Detección de las fallas a partir de las imágenes de la Figura 7.12.

Para ejemplificar el grado de ruido adicionado a las trazas, se muestra en las Figura 7.13 los diferentes casos de adición para una traza correspondiente a T2. En la Figura 7.13b, se observa que todavía es “posible” detectar el eco correspondiente a T2. Sin embargo, al reducir la SNR se observa dificultades en la detección de T2 (ver Figuras 7.13c y 7.13d).

En primera instancia aplicamos el proceso de compensación por atenuación como se muestra en las imágenes de la Figura 7.14. Posteriormente, se realiza el proceso de formación de haces para la corrección geométrica de los haces (ver Figura 7.15). Así, podemos obtener imágenes generadas al calcular las señales analíticas de las trazas resultantes en el proceso de formación de haces (Figura 7.16). Sin embargo, todavía en estas imágenes no es posible la detección y localización de fallas embebidas en medios ruidosos, aunque en los casos de las Figuras 7.16a y 7.16b si se logra ver algo.

Para los casos de medios no homogéneos es necesario realizar un proceso de filtrado. Por tanto, en nuestra estrategia incluimos el análisis tiempo - frecuencia para la detección de energía por medio de umbralización y así generar imágenes a partir de los marginales de tiempo resultantes del proceso de detección.

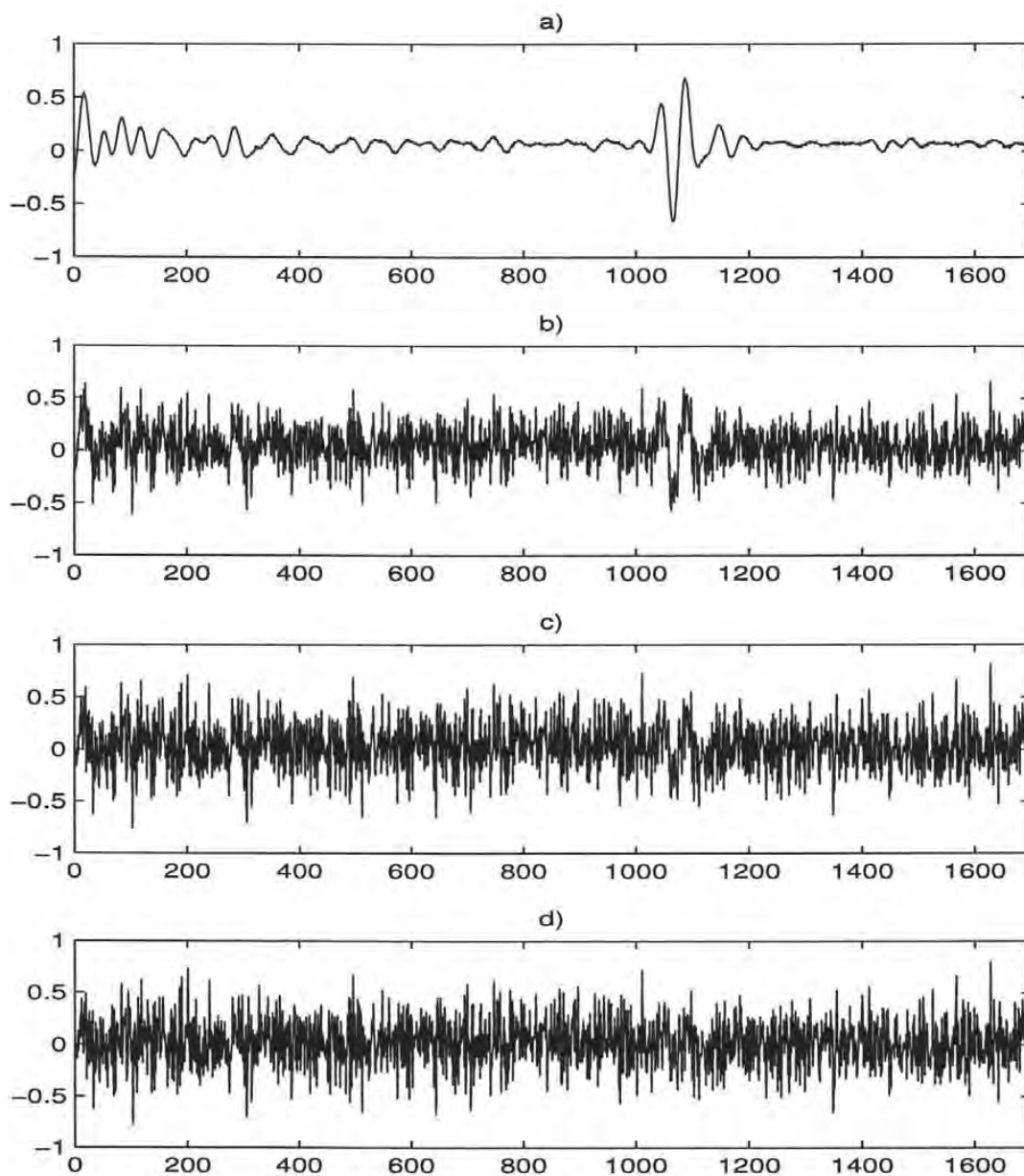


Figura 7.13: T2: a) traza original, b) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.5$, c) traza con ruido: $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$, y d) traza con ruido $\sigma^2 = 1$.

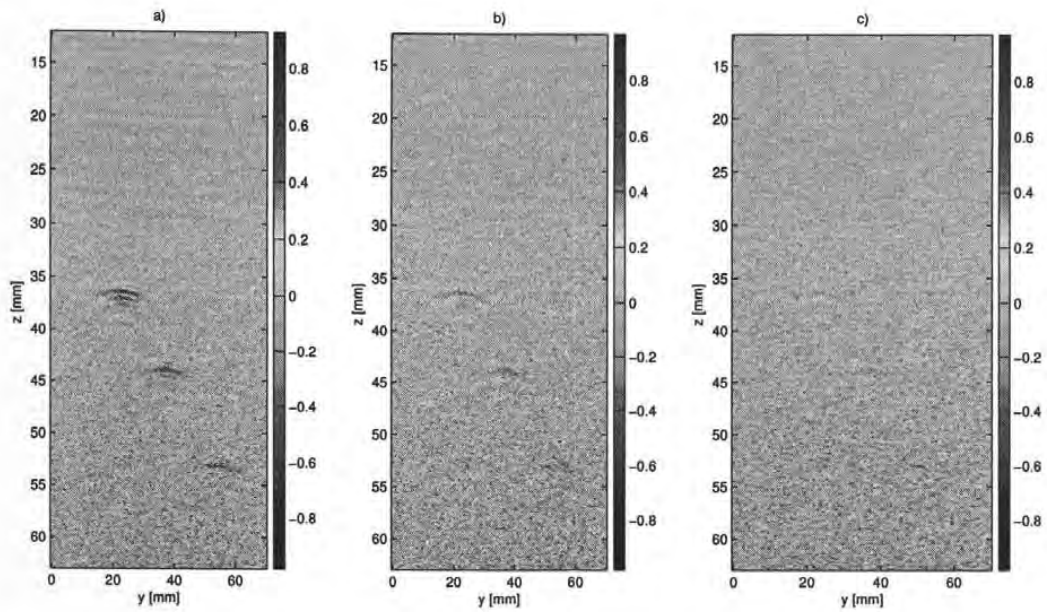


Figura 7.14: Imágenes generadas en el proceso de compensación por atenuación: Experimento a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$.

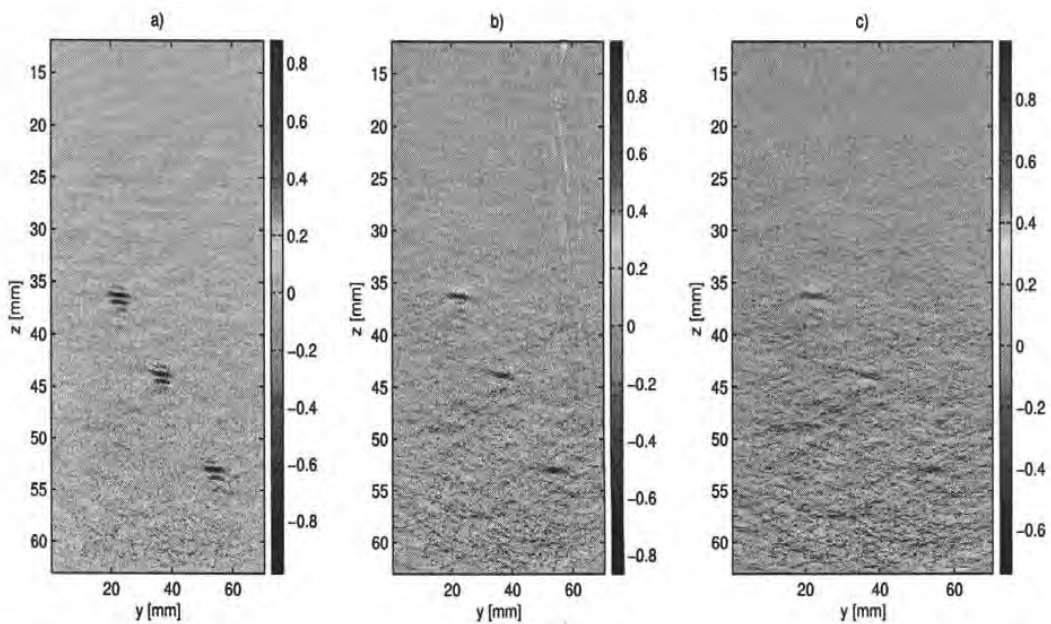


Figura 7.15: Imágenes generadas en el proceso de formación de haces: Experimento a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$.

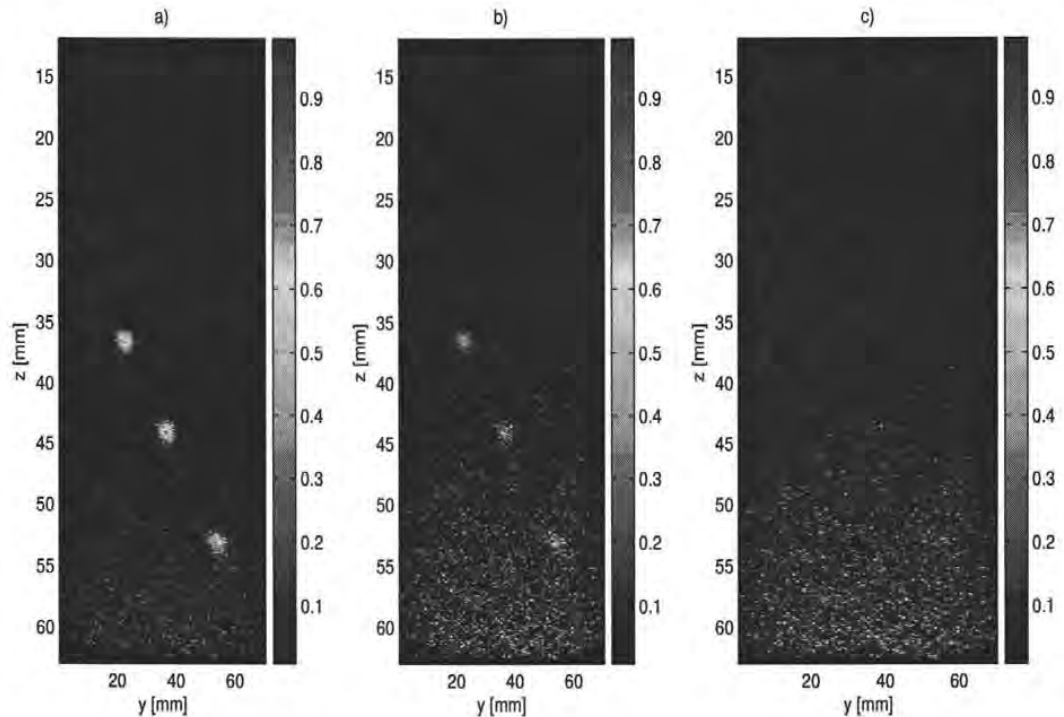


Figura 7.16: Imágenes generadas con la envolvente: Experimento a) $\sigma^2 = 0.5$, b) $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ y c) $\sigma^2 = 1$.

Las imágenes resultantes después de aplicar los algoritmos compuestos utilizando las diferentes distribuciones tiempo - frecuencia (capítulo 4) se muestran en las Figuras 7.17, 7.18 y 7.19. La longitud de las ventanas frecuenciales se eligió de 32 muestras (sección 4.7), y la longitud de la ventana temporal (distribución Choi - Williams) de 16 muestras (sección 4.4.1). Para todas las distribuciones se usó el valor del parámetro de escala $\alpha = 0.5$ y un umbral de $\delta = -3$ dB (sección 6.2.2).

Para el caso de $\sigma^2 = 0.5$ (ver Figura 7.17), se observa que es indiferente la elección de la distribución a usar para la detección y localización de las fallas. Sin embargo, al disminuir la SNR, el desempeño de las distribuciones se ve afectada. Para el caso de $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$, las distribuciones que tienen mejor desempeño son la de Wigner - Ville y Choi - Williams (ver Figuras 7.18a y 7.18c), mientras que en la distribución Bessel se observa una disminución en la energía correspondiente a las fallas (ver Figura 7.18c). Así, en el caso de $\sigma^2 = 1$, la distribución que detecta y localiza todas las fallas es la de Zhao - Atlas - Marks (Figura 7.19d).

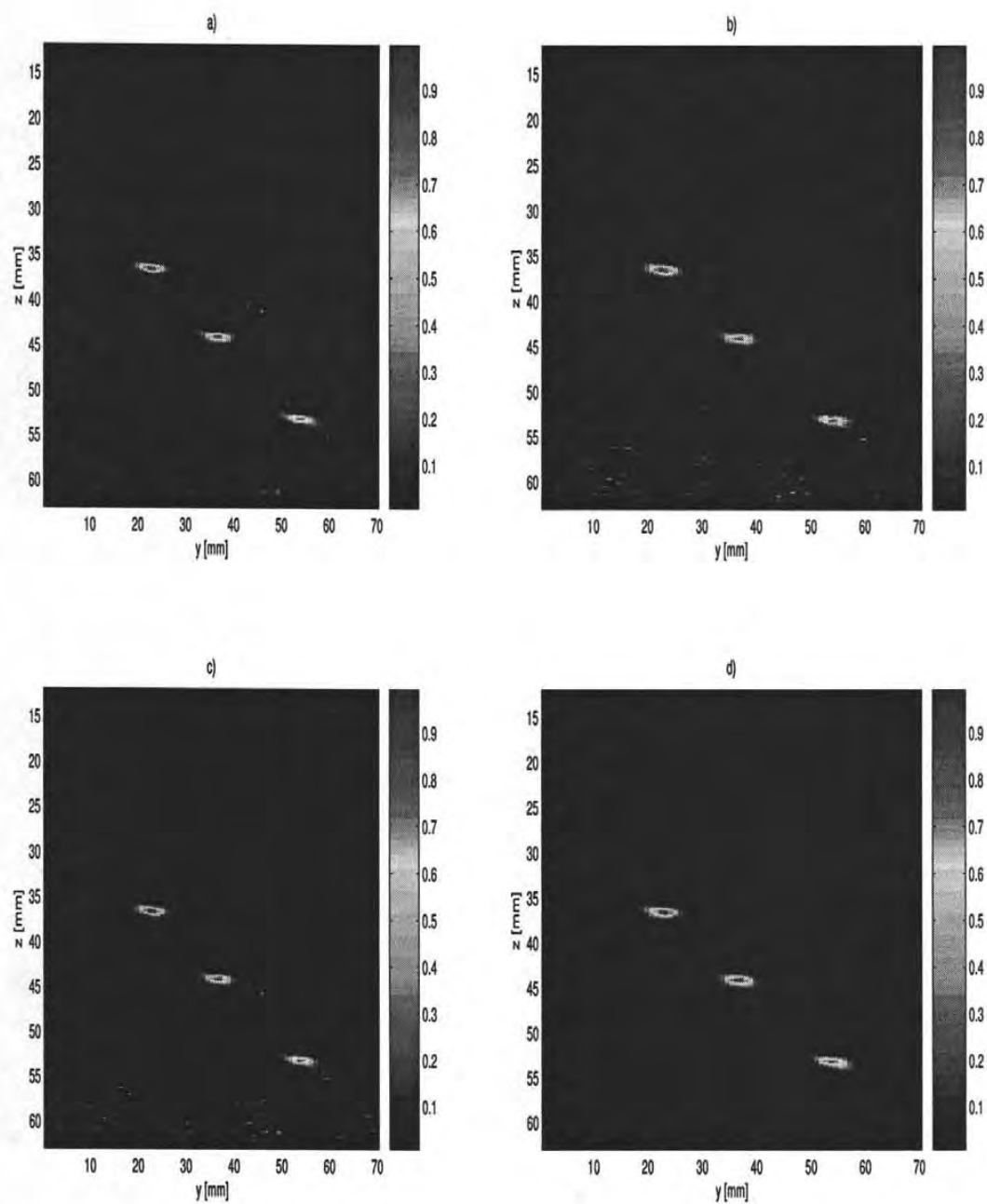


Figura 7.17: Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.5$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.

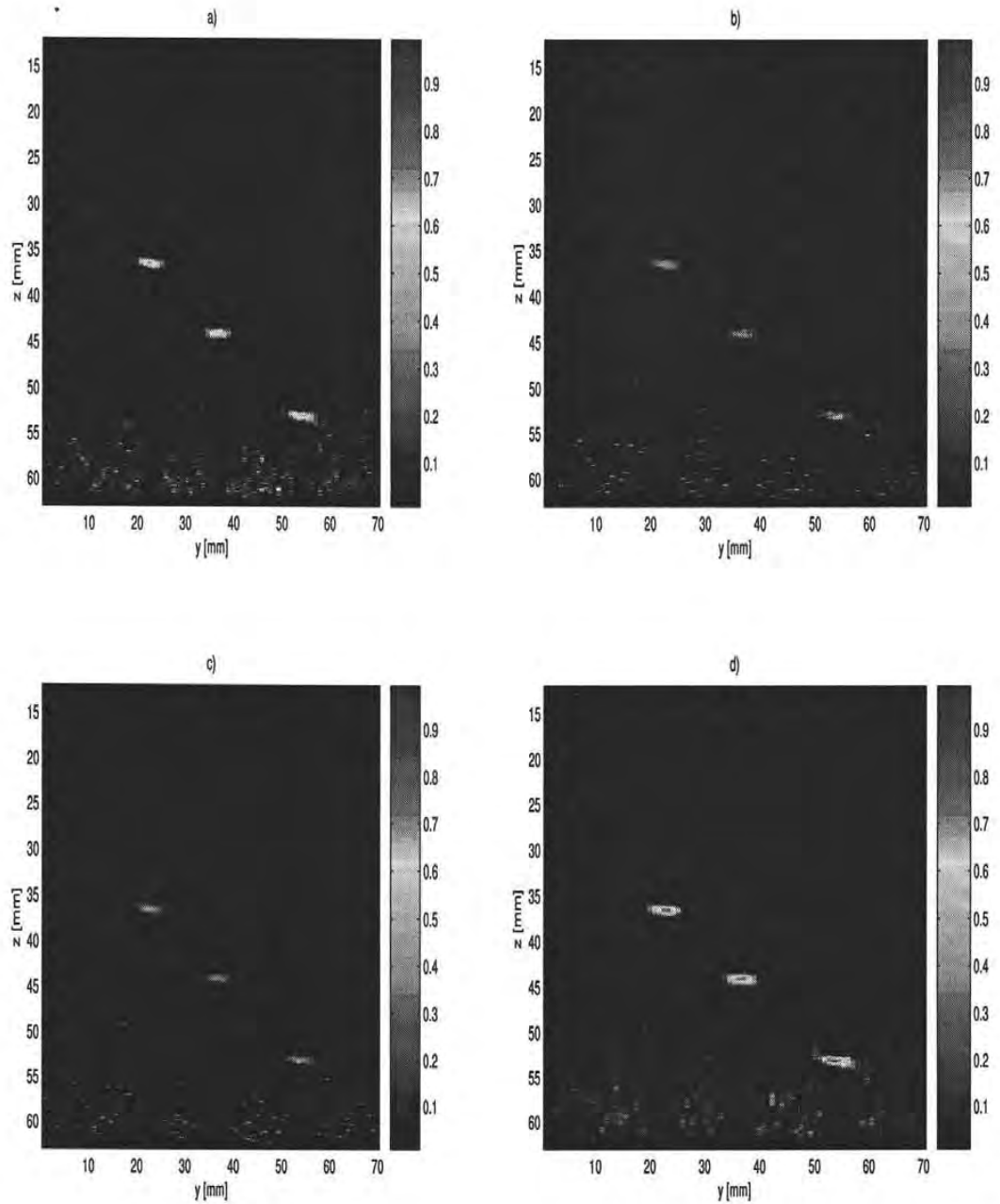


Figura 7.18: Imágenes resultantes cuando $\sigma = 1/\sqrt{2}$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.

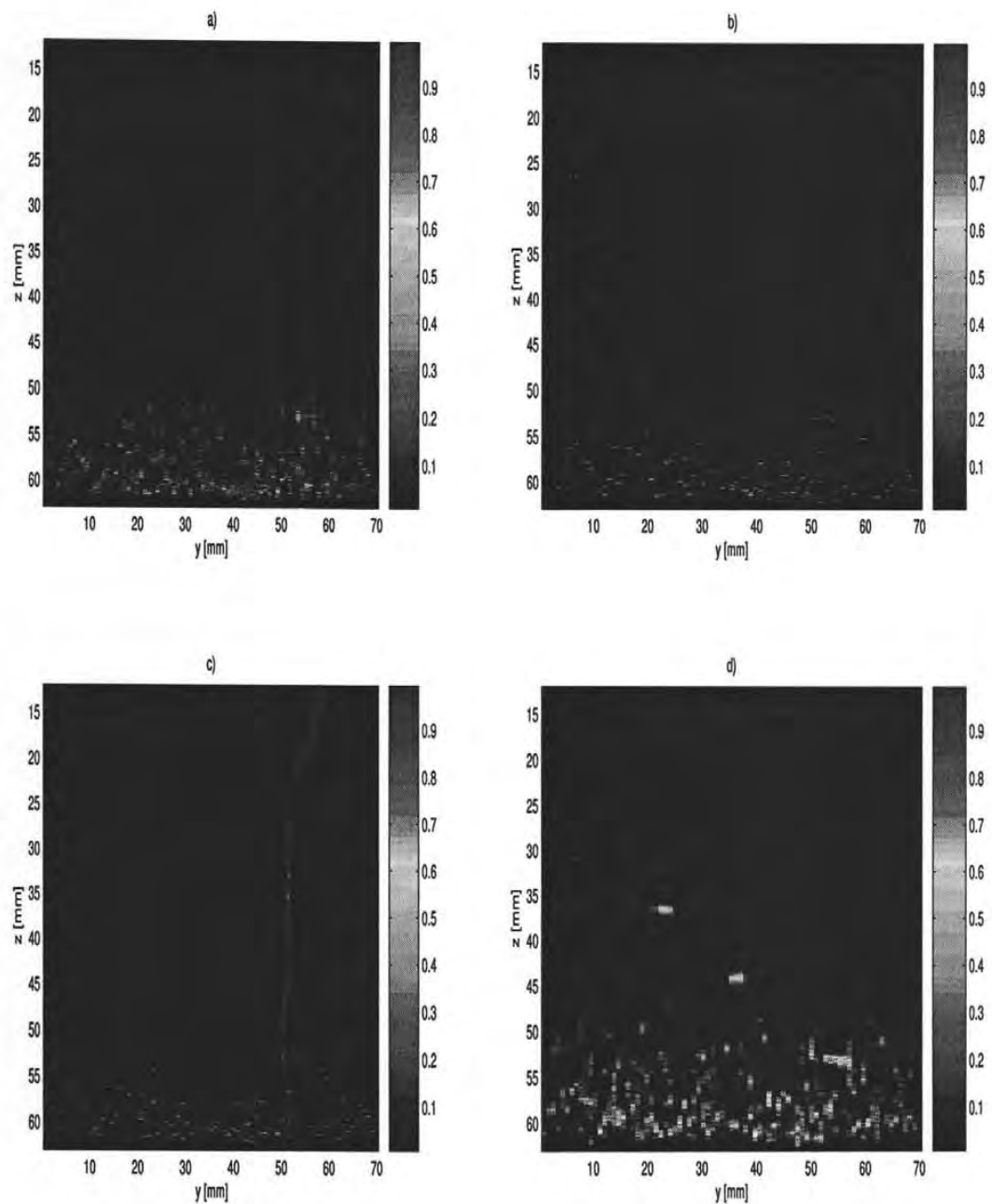


Figura 7.19: Imágenes resultantes cuando $\sigma = 1$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.

La elección de usar un umbral de $\delta = -3$ dB, está en función de obtener mejores desempeños en la detección de las fallas. En las Tablas 7.5 y 7.6, se presenta los resultados de detección a umbrales $\delta = -3$ dB y $\delta = -6$ dB, donde se observa la obtención de mejores resultados utilizando el primer valor, debido a que considera componentes frecuenciales de mayor concentración energética.

σ^2	Wigner - Ville	Choi - Williams	Bessel	Zhao - Atlas - Marks
0.5	✓	✓	✓	✓
$1/\sqrt{2}$	✓	✓	✓	✓
1	×	×	×	✓

Tabla 7.5: Detección de todas las fallas al disminuir la SNR con $\delta = -3$ dB.

σ^2	Wigner - Ville	Choi - Williams	Bessel	Zhao - Atlas - Marks
0.5	✓	✓	✓	✓
$1/\sqrt{2}$	×	×	×	✓
1	×	×	×	×

Tabla 7.6: Detección de todas las fallas al disminuir la SNR de todas las fallas con $\delta = -6$ dB.

En la Tabla 7.7 se presentan los resultados en las mediciones de las localizaciones de las fallas usando las distintas distribuciones tiempo - frecuencia, $\delta = -3$ dB y variando la SNR.

Fallas	WV		CW		Bessel		ZAM			
	y_r [mm]	z_r [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]		
$\sigma^2 = 0.5$										
T1	22.5	33.3	22.5	36.0	22.5	35.8	21.6	35.9	22.5	35.8
T2	38.5	41.5	36.3	43.4	36.3	43.4	36.3	43.4	36.3	43.2
T3	54.5	49.7	53.6	52.5	53.6	52.6	52.7	52.6	52.7	52.5
$\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$										
T1	22.5	33.3	22.5	35.9	22.5	35.8	21.6	35.9	22.5	35.8
T2	38.5	41.5	36.3	43.4	36.3	43.4	36.3	43.4	35.4	43.5
T3	54.5	49.7	53.6	52.6	53.6	52.6	52.7	52.6	52.7	52.5
$\sigma^2 = 1$										
T1	22.5	33.3	-	-	-	-	-	-	22.5	35.8
T2	38.5	41.5	-	-	-	-	-	-	35.4	43.3
T3	54.5	49.7	-	-	-	-	-	-	53.8	52.5

Tabla 7.7: Resultados de las mediciones de localización para los experimentos de adición de ruido del experimento I.

Los errores lateral y longitudinal para los dos primeros experimentos de adición de ruido están graficados en las Figuras 7.20 y 7.21. En estas gráficas se visualiza la evolución de los errores al disminuir la SNR, donde se observa que para el caso de $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$, la distribución que ofrece mejores desempeños en la detección y la localización de las fallas es la de Choi - Williams. Para el caso de $\sigma^2=1$, la única distribución que detecta y localiza las fallas es la de Zhao - Atlas - Marks (ver Figura 7.22).

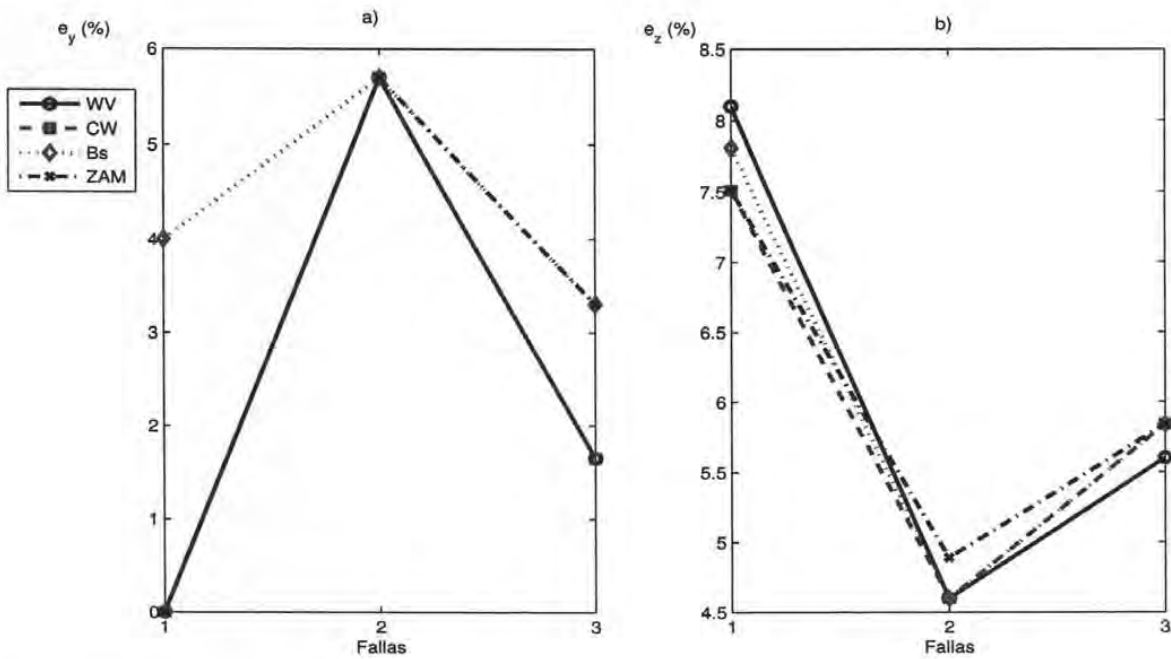


Figura 7.20: Errores de medición usando diferentes distribuciones, si $\sigma^2 = 0.5$ a) lateral y b) longitudinal.

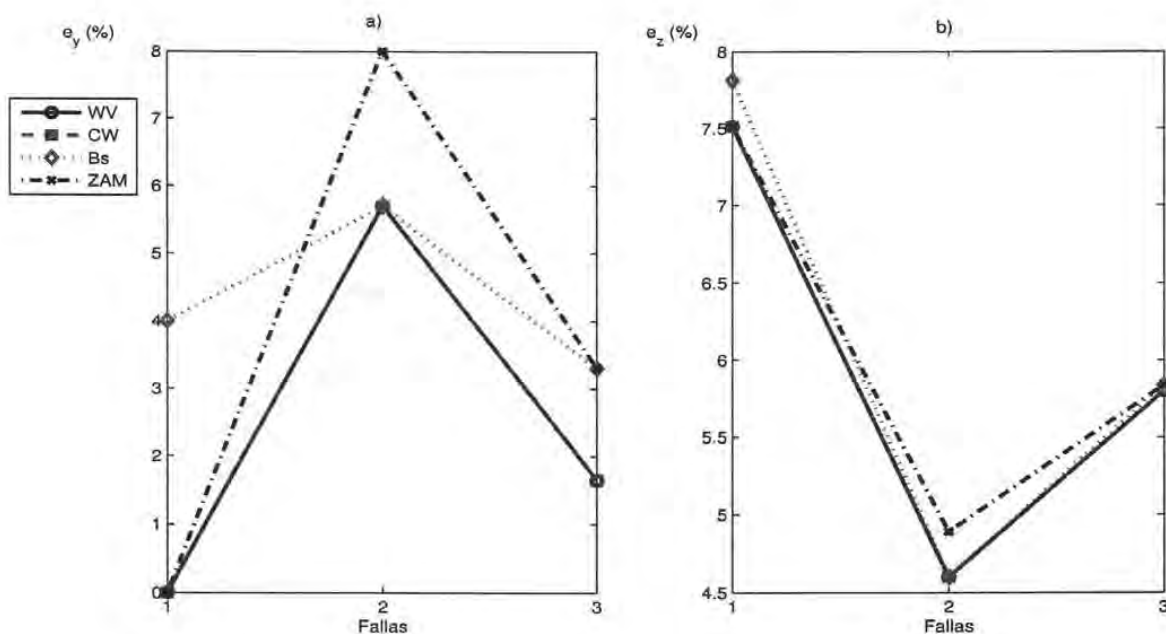


Figura 7.21: Errores de medición usando diferentes distribuciones, si $\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$ a) lateral y b) longitudinal

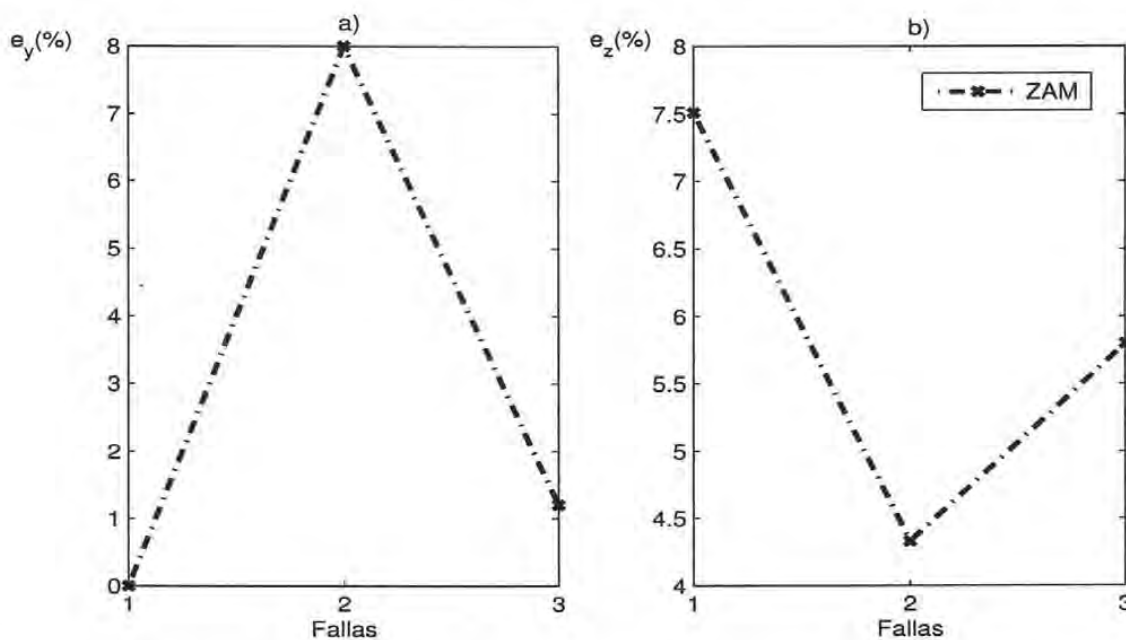


Figura 7.22: Errores de medición usando la distribución de Zhao - Atlas - Marks, si $\sigma^2 = 1$ a) lateral y b) longitudinal.

El error medio lateral y longitudinal para los distintos experimentos se muestra en la Tabla 7.8. De esta tabla se observa que al usar la distribución Choi - Williams se obtiene el error mínimo lateral cuando SNR es alta, mientras que Zhao - Atlas - Marks da los errores mínimos a SNR baja.

Errores	WV	CW	Bs	ZAM
$\sigma^2 = 0.5$				
$E\{e_y\}$	2.45 %	2.45 %	4.33 %	3.0 %
$E\{e_z\}$	6.09 %	5.96 %	6.06 %	5.7 %
$\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$				
$E\{e_y\}$	2.45 %	2.45 %	4.33 %	3.77 %
$E\{e_z\}$	6.07 %	5.97 %	6.06 %	5.9 %
$\sigma^2 = 1$				
$E\{e_y\}$	-	-	-	3.11 %
$E\{e_z\}$	-	-	-	5.82 %

Tabla 7.8: Error medio lateral y longitudinal del experimento I.

7.2.2. Resultados del experimento II

De igual forma que en el experimento I se presentan en esta sección los resultados obtenidos por los algoritmos compuestos de las señales contaminadas con ruido del experimento II. En la Figura 7.23 se muestran las imágenes resultantes de la adición de ruido mencionada a distintas varianzas. Sin embargo, aunque en las imágenes se pueda visualizar la detección de las fallas, se desea mejorar las imágenes acústicas para su posterior análisis y toma de decisiones.

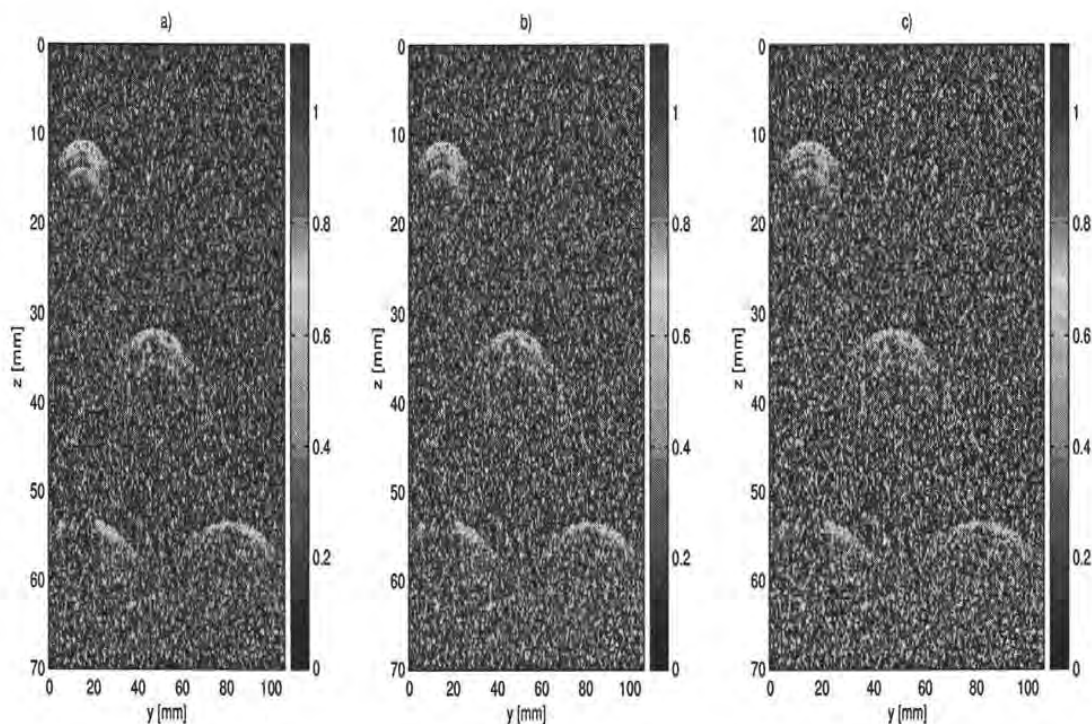


Figura 7.23: Imágenes generadas por trazas contaminadas con ruido: a) $\sigma^2 = 0.5477$, b) $\sigma^2 = 0.5745$ y c) $\sigma^2 = 0.6325$.

La SNR correspondiente a las señales contaminadas con ruido para las trazas centrales a las falla se muestra en la Tabla 7.9. Para observar el grado de ruido, en la Figura 7.24 se presentan las trazas correspondientes a T1 y T4 para cada caso de adición de ruido. En esta figura se observa que aunque los pulsos - eco de T1 son visibles, existen problemas en la localización del pulso correspondiente a T4. Además, en las Figuras 7.24b, 7.24c y 7.24d, se observa que existen problemas en la detección de las verdaderas fallas, debido a existir componentes de ruido que pueden interpretarse como fallas presentes en el material en estudio.

	$\sigma^2 = 0.5477$	$\sigma^2 = 0.5745$	$\sigma^2 = 0.6325$
T1,T4	-9.4055 dB	-10.7445 dB	-11.9043 dB
T2	-15.3583 dB	-16.6972 dB	-17.8571 dB
T3	-19.6974 dB	-21.0363 dB	-22.1962 dB
SNR	-14.8204 dB	-16.153 dB	-17.3192 dB

Tabla 7.9: SNR de la región de las fallas en las pruebas con ruido del Experimento II.

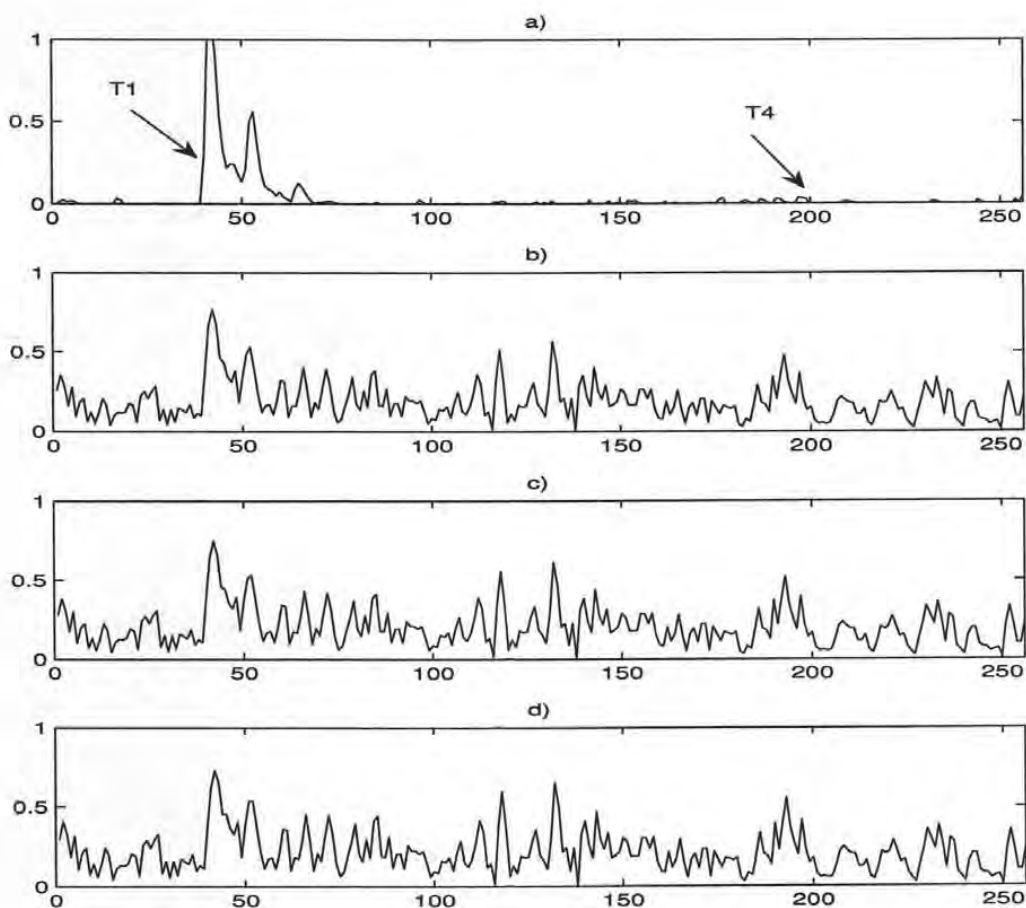


Figura 7.24: T1 y T4: a) traza original, b) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.5477$ b) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.5745$, c) traza con ruido: $\sigma^2 = 0.6325$.

Para incrementar la resolución de las imágenes presentadas en la Figura 7.23 empleamos los algoritmos compuestos usando las distribuciones tiempo - frecuencia. Las imágenes resultantes de aplicar el esquema general de implementación (sección 6.1) se muestran en las

Figuras 7.25, 7.26 y 7.27. Estos resultados se obtuvieron al disminuir la SNR en las trazas. La longitud de las ventanas frecuenciales se eligió de 32 muestras, así como la longitud de la ventana temporal (distribución Choi - Williams) de 16 muestras. Para todas las distribuciones se usó el valor del parámetro de escala $\alpha = \gamma$ y $\delta = -3$ dB (de igual forma que en la sección 7.2.1).

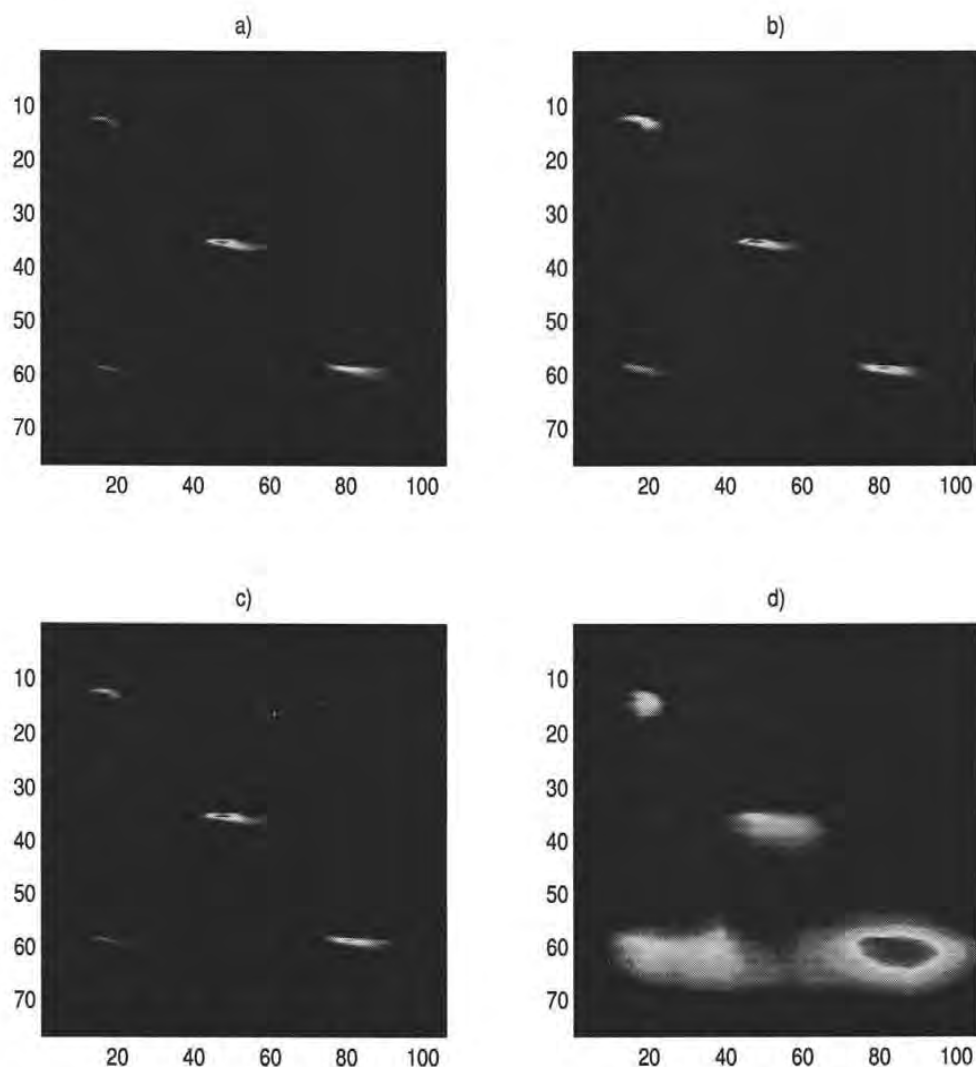


Figura 7.25: Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.5477$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.

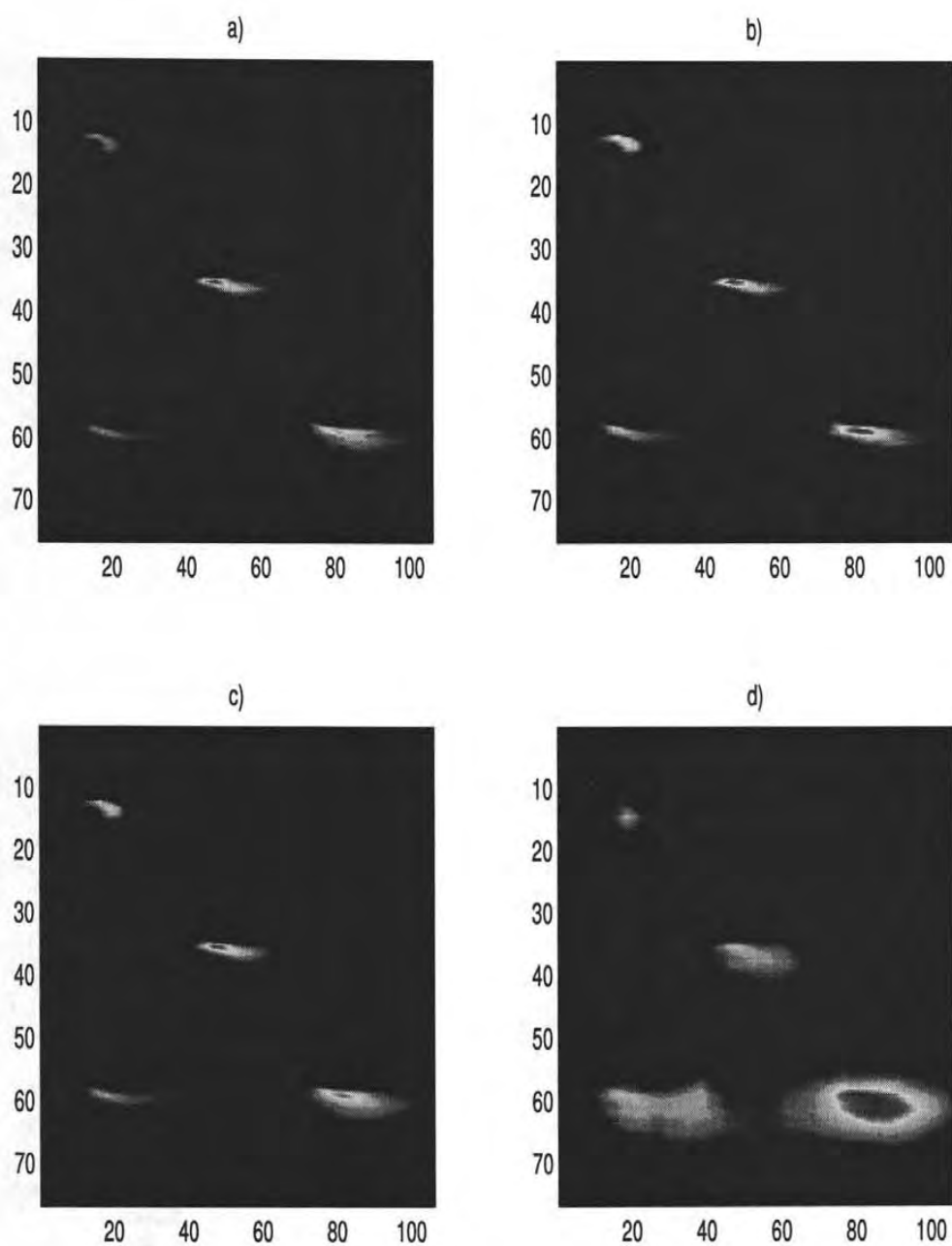


Figura 7.26: Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.5745$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.

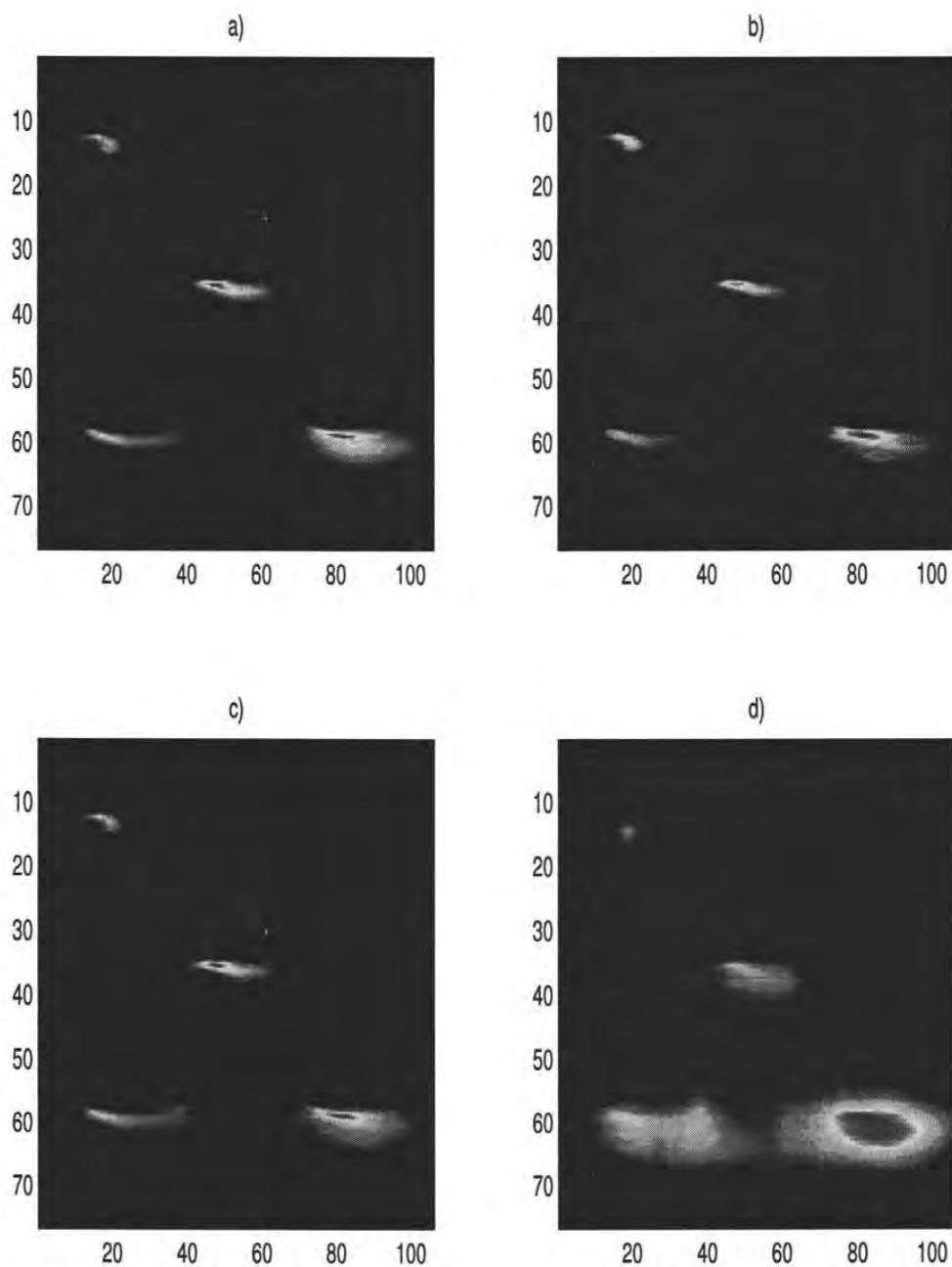


Figura 7.27: Imágenes resultantes cuando $\sigma = 0.6325$ y distribución tiempo -frecuencia: a) Wigner - Ville, b) Choi - Williams, c) Bessel y d) Zhao - Atlas - Marks.

En la Tabla 7.10 presentamos la detección de fallas al disminuir la SNR. Si las trazas correspondientes a las fallas (marginales en tiempo) son mayores a 0.5 en amplitud y existe ausencia de regiones de máxima intensidad alrededor de la falla, se decide como detectada, al contrario se decide como falsa alarma.

Fallas	Wigner - Ville	Choi - Williams	Bessel	Zhao - Atlas - Marks
$\sigma^2 = 0.5477$				
T1	×	✓	✓	✓
T2	✓	✓	✓	×
T3	✓	✓	✓	×
T4	×	✓	×	×
$\sigma^2 = 0.5745$				
T1	✓	✓	✓	✓
T2	✓	✓	✓	×
T3	✓	✓	✓	×
T4	✓	✓	✓	×
$\sigma^2 = 0.6325$				
T1	✓	✓	✓	×
T2	✓	✓	✓	×
T3	✓	✓	✓	×
T4	✓	✓	✓	×

Tabla 7.10: Detección de fallas al disminuir la SNR.

En las Figuras 7.25, 7.26 y 7.27 y en la Tabla 7.10 se observa que la distribución con mejores desempeños para todos los casos es la Choi - Williams. La distribución con menores desempeños es la de Zhao - Atlas - Marks, aunque integre un kernel con las características de mejor soporte finito y reducción de términos de cruce en comparación a las demás distribuciones. Sin embargo, las distribuciones de Wigner - Ville y Bessel tiene buen desempeño a baja SNR.

La elección de la distribución tiempo - frecuencia para la detección de energía depende de la propia naturaleza de las señales, es decir, no se puede generalizar el uso de una distribución para los END. Esto nos hace pensar que existe una relación entre los kernels de las distribuciones y las características temporales y frecuenciales de las señales.

En la Tabla 7.11 se presentan los resultados en las mediciones de las localizaciones de las fallas usando las distintas distribuciones tiempo - frecuencia y con $\delta = -3$ dB. En la Figura 7.28 se gráfica los errores lateral y longitudinal al arrojados por la Choi - Williams debido

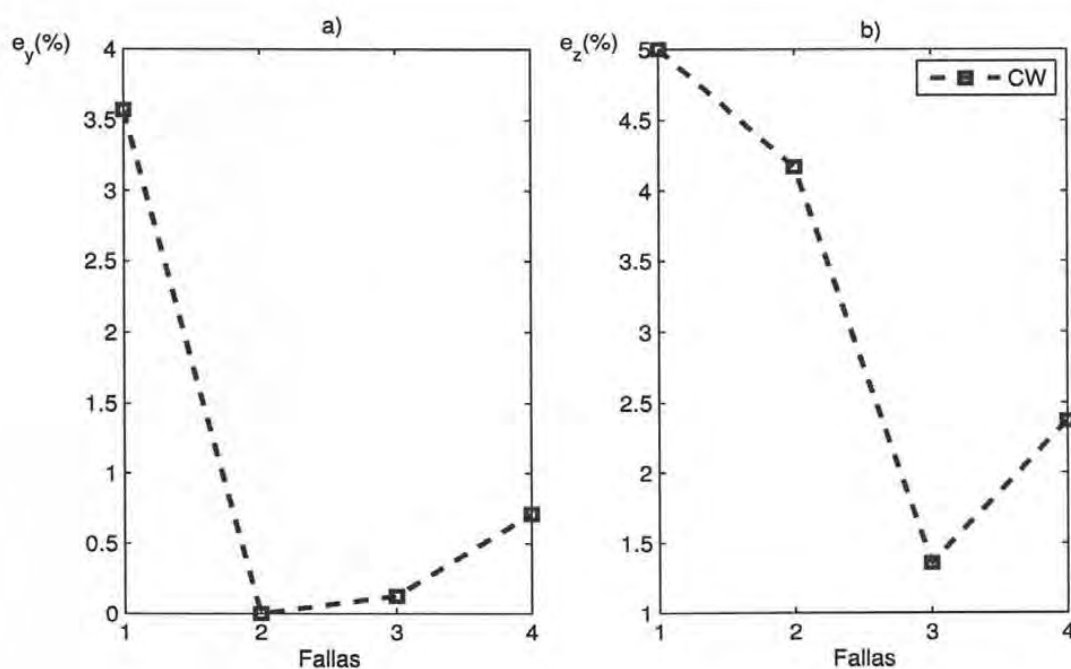
a que es la única que detecta todas las fallas. En las Figuras 7.29 y 7.30) se observan los errores para los casos de $\sigma^2 = 0.5745$ y $\sigma^2 = 0.6325$, donde las fallas no fueron localizadas por la Zhao - Atlas - Marks. Asimismo se incluye los errores medio lateral y longitudinal de las medidas para todos los casos (ver Tabla 7.12). De estos valores se observa que al disminuir la relación señal a ruido, la estrategia aplicada empleando la distribución Wigner - Ville resulta en los errores mínimos de medición. Sin embargo, al utilizar esta distribución para el caso de $\sigma^2 = 0.5477$ no se detectaron todas las fallas. Por tanto, se escoge emplear la distribución de Choi - Williams, para garantizar la detección y localización de fallas.

Fallas	WV		CW		Bessel		ZAM			
	y_r [mm]	z_r [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]	y_p [mm]	z_p [mm]		
$\sigma^2 = 0.5477$										
T1	14	12	-	-	14.5	11.4	13.9	11.4	18.3	12
T2	46	36	46.7	34.5	46.0	34.5	47.3	33.9	-	-
T3	80	59	80.8	57.6	80.1	58.2	79.5	57.9	-	-
T4	14	59	-	-	13.9	57.6	-	-	-	-
$\sigma^2 = 0.5745$										
T1	14	12	14.5	11.7	14.5	11.4	15.1	11.7	18.3	12.6
T2	46	36	46.0	34.5	46.7	34.5	46.7	34.5	-	-
T3	80	59	80.1	57.9	80.1	57.9	80.8	57.9	-	-
T4	14	59	14.5	57.6	14.5	57.3	15.4	57.9	-	-
$\sigma^2 = 0.6325$										
T1	14	12	14.5	11.7	13.9	11.4	13.9	11.4	-	-
T2	46	36	46.7	34.5	46.0	34.5	46.7	34.5	-	-
T3	80	59	80.1	57.6	80.1	57.9	80.1	57.6	-	-
T4	14	59	15.1	57.3	13.9	57.3	14.5	57.3	-	-

Tabla 7.11: Resultados de las mediciones de localización para los experimentos de adición de ruido del experimento II.

Errores	WV	CW	Bs	ZAM
$\sigma^2 = 0.5477$				
$E\{e_y\}$	-	1.10%	-	-
$E\{e_z\}$	-	3.22%	-	-
$\sigma^2 = 0.5745$				
$E\{e_y\}$	1.8238%	2.20%	5.09%	-
$E\{e_z\}$	3.02%	3.65%	4.63%	-
$\sigma^2 = 0.6325$				
$E\{e_y\}$	3.27%	0.38%	1.4787%	-
$E\{e_z\}$	2.9825%	3.48%	3.60%	-

Tabla 7.12: Error medio lateral y longitudinal del experimentos II.

Figura 7.28: Errores de medición usando la distribución de Choi - Williams, si $\sigma^2 = 0.5477$ a) lateral y b) longitudinal.

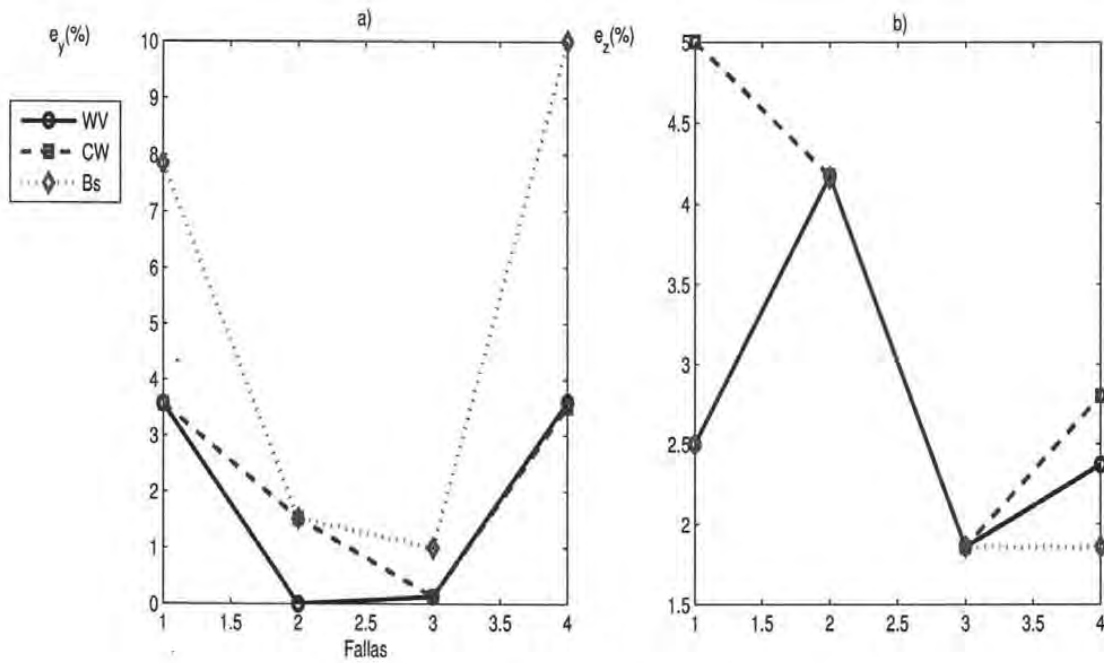


Figura 7.29: Errores de medición usando diferentes distribuciones, si $\sigma^2 = 0.5745$ a) lateral y b) longitudinal.

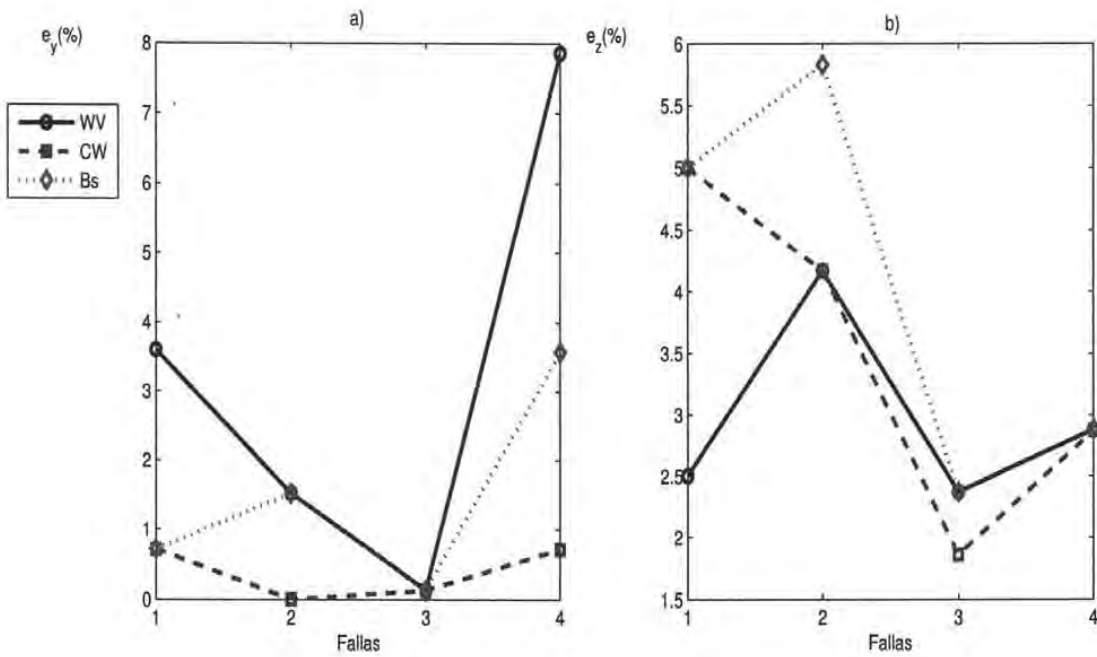


Figura 7.30: Errores de medición usando diferentes distribuciones, $\sigma^2 = 0.6325$ a) lateral y b) longitudinal.

Conclusiones

En este capítulo se presentaron los resultados de aplicar la estrategia propuesta, denominada algoritmos compuestos, a la información proveniente de materiales homogéneos y señales simuladas de materiales no homogéneos. Los indicadores del desempeño en las pruebas en materiales homogéneos fueron los errores lateral y longitudinal de la localización de las fallas. En estos experimentos (medios libres de ruido) sólo se aplican los procesos de compensación por atenuación, formación de haces y obtención de envolvente.

Por otro lado, se presentaron los resultados correspondientes a las simulaciones en materiales no homogéneos. Para este caso los indicadores del desempeño de los algoritmos fueron: los errores de localización y la detección de las fallas al disminuir la relación señal a ruido. Dado que se tiene señales con baja SNR se aplica el análisis tiempo - frecuencia para la detección de componentes de mayor concentración energética y realizar un filtrado en el plano tiempo - frecuencia usando umbrales.

Capítulo 8

Conclusiones

El presente trabajo de tesis tiene por objetivo mejorar las imágenes acústicas provenientes de END - UT empleando técnicas digitales de formación de haces y tiempo - frecuencia, para producir imágenes que permitan detectar y localizar fallas.

En la evaluación por ultrasonidos es importante implantar herramientas para el diagnóstico de fallas e imperfecciones en materiales. Estas herramientas deberán incluir procedimientos que puedan identificar y discriminar fallas y obtener la localización de éstas. En este trabajo de investigación se propuso una estrategia de algoritmos compuestos para el mejoramiento de imágenes y con esto detectar y localizar fallas presentes en materiales en estudio. Para la evaluación del algoritmo compuesto se realizaron experimentos en materiales homogéneos. Mientras que para la experimentación en medios no homogéneos se utilizaron señales simuladas mediante la adición de ruido gaussiano a las trazas adquiridas en medios homogéneos.

Para la validación en medios homogéneos se aplicaron los procedimientos que integran a la primera fase: compensación por atenuación, formación de haces y cálculo de la envolvente. Antes de realizar la compensación por atenuación se hizo una omisión de muestras. Las muestras omitidas son las correspondientes al eco de interfaz y al eco de fondo debido a que su contribución energética en las trazas causa problemas en la detección de las fallas presentes. El criterio de omisión es despreciar las muestras en función del doble de la longitud del pulso, es decir, $2 \mu\text{s}$ (400 muestras) para el experimento I y $2.4 \mu\text{s}$ (12 muestras) para el experimento II.

La elección del modo de compensación por atenuación varía según los experimentos, es decir, si las observaciones se hacen en campo cercano (Experimento I) o campo lejano (Experimento II). El proceso de formación de haces corrige geoméricamente las señales en función del campo visible θ del transductor, como también los efectos debidos a los cambios de fase. Por tanto, se observa una reducción de las dimensiones laterales de los haces en la

imagen. Para el experimento I, antes de aplicar el proceso de formación de haces se tenía una apertura de los haces de aproximadamente 16 mm, y posteriormente se reducen a 7 mm. Para el experimento II, se tenía una apertura de aproximadamente de 20 mm y se redujo a 10 mm. Sin embargo, hay que notar que al aplicar el procedimiento de formación de haces en trazas en envolvente (Experimento II), la corrección en los cambios de fase no es posible, dado que la señales en envolvente tienen fase constante.

Al calcular la envolvente de las trazas procesadas se obtienen imágenes con mayor precisión de los centros de las fallas, resultando en una localización más aproximada a la real y una disminución en las dimensiones de las fallas. Para el experimento I el diámetro calculado de las fallas está en el intervalo de $4.2 \text{ mm} < d < 4.9 \text{ mm}$, siendo el valor real de 4.2 mm. En el experimento II, el intervalo es de $3.4 \text{ mm} < d < 6.6 \text{ mm}$, siendo el valor real de 6.0 mm. Los errores medio lateral y longitudinal, considerando señales sin ruido son de 1.9% y 6.3% para el experimento I y de 5.3% y 5.5% para el experimento II. Hay que notar que había fallas no detectables a la vista como T3 en el experimento I y T4 en el experimento II, de tal forma que aplicando los procedimientos de los algoritmos compuestos se logró su detección y localización.

Para la validación en medios no homogéneos se aplicaron las dos fases del esquema general de algoritmos compuestos a cada caso de SNR. Así, realizamos una corrección geométrica de las trazas y posteriormente un filtrado en el plano tiempo - frecuencia. La necesidad de emplear análisis tiempo - frecuencia surge debido a que en medios ruidosos no es posible la detección y localización de las fallas utilizando sólo los procedimientos de la primera fase. La ventaja de emplear distribuciones tiempo - frecuencia es discriminar componentes deseables de los no deseables (frecuencias dentro del ancho de banda del transductor), por medio de detectores de energía, como hemos empleado en este trabajo.

En relación al experimento I: Cuando la SNR es alta ($\sigma^2 = 0.5$) cualquier distribución tiempo - frecuencia tiene buen desempeño, es decir, los errores en la localización de las fallas es pequeño. Al disminuir la SNR ($\sigma^2 = 1/\sqrt{2}$), Wigner - Ville y Choi - Williams producen los mejores desempeños, mientras que Bessel no recupera la información. Por último, cuando $\sigma^2 = 1$, la única distribución que detecta y localiza todas las fallas es la de Zhao - Atlas - Marks. La distribución Choi - Williams produce los errores mínimos de localización, sin embargo, tiene problemas de detección cuando la SNR es baja. Por tanto, se decide usar la distribución de Zhao - Atlas - Marks.

Los resultados en el experimento II: La distribución Choi - Williams fue la que arrojo los mejores resultados para todos lo casos de SNR. La distribución con menores desempeños es la de Zhao - Atlas - Marks, aunque integre un kernel con las características de mejor soporte finito y reducción de términos de cruce en comparación a las demás distribuciones. Para los casos de emplear las distribuciones de Wigner - Ville y Bessel al disminuir la SNR conlleva

va a obtener buenos resultados cuando $\sigma^2 = 0.5745$ y $\sigma^2 = 0.6325$. Sin embargo, se quiere elegir una distribución que satisfaga la detección en todos los casos como fue utilizando la distribución de Choi - Williams.

El umbral de detección óptimo es de $\delta = -3$ dB para ambos experimentos y para todas la SNR, debido a que considera componentes frecuenciales de mayor concentración energética.

La elección de la distribución tiempo - frecuencia para la detección de energía depende de la propia naturaleza de las señales, es decir, no se puede generalizar el uso de una distribución para los END. Esto nos hace pensar que existe una relación entre los kernels de las distribuciones y las características temporales y frecuenciales de las señales.

Los algoritmos compuestos que se proponen son una estrategia para el incremento en la resolución de las imágenes acústicas en los END. Tal estrategia puede incluir otros tipos de distribuciones tiempo - frecuencia, como son de kernel adaptable, o bien, implementar el análisis tiempo - escala usando onduletas [29]. Además, para trabajos posteriores se propone la aplicación de los algoritmos compuestos a señales adquiridas en materiales no homogéneos reales y realizar simulaciones en señales embebidas en otra clase de ruido, como el ruido granular o estructural [30].

Referencias

- [1] Ermert H., Harjes H.P, "Acoustical Imaging", 19 Plenum Press, 1991
- [2] NDT Resource Center, <http://www.ndt-ed.org>.
- [3] Solis M. Benítez H., Medina L., Moreno E., González G., Leija L. "Location of Material Flaws Using Wavelets Analysis and Neural Network", IEEE International Ultrasonic Symposium, **1**,841-844, 2002.
- [4] Solis M., Benítez-Pérez H., Rubio E., Medina-Gómez L., Moreno Hernández E. "Pattern Recognition of Wavelets Decomposition using ART2 Networks for Echoes Analysis", IEEE International Ultrasonic Symposium, **1**,679-682, 2001.
- [5] Mucci R.A. "A Comparison of Efficient Beamforming Algorithms", "IEEE Trans. Acous. Speech Signal Processing, **32**, 548-558,1984
- [6] Johnson D.H., Dudgeon D.E., "Array Signal Processing", Prentice-Hall Inc, EUA, 1993.
- [7] Medina L., Wykes C., "A Composite Algorithm for 3D Ranging Airborne Ultrasonic", IEEE International Ultrasonic. Symposium",**1**,499-501, 2000.
- [8] Flandrin P., "Nondestructive evaluation in the time-frequency domain by means the Wigner- Ville Distribution", Signal Processing & Pattern Recognition in Non-destructive Evaluation of Materials", Springer-Verlag, 1988.
- [9] Chen C. H., Guey J. C., "On the use of Wigner distribution in ultrasonic NDE", Review of Quantitative NDE, **11A**, 967-974, 1991.
- [10] Medina L., Rubio E., "Wigner-Ville Distribution Enhancement for 2D-flaws Location", IEEE International Ultrasonic. Symposium, **2**, 1380-1383, 2003.
- [11] Legendre S., Goyette J., Massicotte D., "Ultrasonic NDE of Composite material Structures using Wavelet Coefficients", NDT&E International", **34**,31-37,2001.
- [12] Benítez Pérez H., Rubio E., Medina L., García Nocetti F., "A Bessel Time Frequency Distribution and ART2 Network approach in Non Destructive Evaluation", World Congress of Ultrasound, 729-732, 2003.

- [13] Carlin B. "Ultrasonica", URMO, España, 1979.
- [14] Gomez-Ullate L., "Procesamiento Digital de Señales Ultrasónicas en END", I Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonido, 1998.
- [15] Panametrics Inc., "technical Notes: transducers", <http://www.panametrics.com>.
- [16] Cheeke D., "Fundamentals and Applications of Ultrasonics Waves", CRC Press, EUA, 2002.
- [17] Kinsler L., Frey A.R., Coppens A.B., Sanders J.B., "Fundamentals of Acoustics", 2nd John Wiley & Sons, EUA, 1982.
- [18] Blackstock D. T., "Fundamentals of Physicals Acoustics", John Wiley & Sons, EUA, 2000.
- [19] Thomenius E. K., "Evolution of Ultrasound Beamformers", IEEE International Ultrasonic Symposium, **2**, 1615-1622, 1996.
- [20] Quian S., "Introduction to Time - Frequency and Wavelets Transforms", Prentice Hall, EUA, 2002.
- [21] Cohen L. "Time - Frequency Analysis", Prentice Hall, EUA, 1995.
- [22] Flandrin P., "Some Features of Time - Frequency Representations of Multicomponent Signals", IEEE International Conference of Acoustic, Speech and Signal Processing, **3**, 41b.4.1-41b.4.4 1984.
- [23] Hlawatsch F., Boudreaux -Bartels G., "Linear and Quadratic Time - Frequency Signals Representations", IEEE Signal Processing Magazine, **9**, 21-67, 1992.
- [24] Jeong J., Williams W., "Alias - Free Generalized Discrete - Time Time - Frequency Distributions", IEEE Transactions on Signal Processing, **40**, 2757-2765, 1992.
- [25] Choi H., Williams W., "Improved Time - Frequency Representation of Multi-component Signals Using Exponential Kernels", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signals, **37**, 862-871, 1989.
- [26] Guo Z., Durand L.G., Lee H.C., "The Time - Frequency Distributions of Nonstationary Signals Based on a Bessel Kernel", IEEE Transactions on Signal Processing, **42**, 1700-1706, 1994.
- [27] Zhao Y., Atlas L.E., Marks R.J., "The Use of Cone - Shaped Kernels for Generalized Time - Frequency Representations of Nonstationary Signals", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signals Processing, **38**, 1084-1091, 1990.
- [28] Kino G., "Acoustic Waves: Devices, Imaging and Analog Signals Processing", Prentice-Hall Inc, EUA, 1987.

- [29] M.A. Rodríguez, J.L. San Emeterio, J.C. Lázaro, A. Ramos, "Ultrasonic Flaw detection in NDE of highly scattering materials using wavelet and wigner-ville transform processing", *Ultrasonics*, **42**,847-851, 2004.
- [30] Izquierdo M.A.G., "Mejora de la Relación Señal a Ruido en Inspecciones Ultrasonóicas de Materiales Altamente Dispersivos", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid España, 2000.

Apéndice A

Código Fuente

En este apéndice se presenta el código fuente utilizado a lo largo del trabajo de tesis. Primero, presentamos las funciones por separado que corresponden a cada uno de los procedimientos que integran a los algoritmos compuestos. Posteriormente, se incluye un programa que corresponde al esquema general de implementación.

Compensación por Atenuación

```
function s=compensacion(x,alpha,largo);
% función que corresponde al proceso de compensación por atenuación.
%
% variables de entrada
% x : matriz definida por vectores columna que corresponden a trazas UT
% alpha: constante de atenuación dependiente del medio
% alpha= 0.86*((3.5e6).^2)*(1/100).*10e-15 => experimento I
% alpha= 22.*((1.25e6).^2)*(1/100).*10e-15 => experimento II
% largo: dimensión longitudinal del tiempo de vuelo expresada en mm
%
% variables de salida
% s: matriz definida por vectores columna que corresponde a trazas UT
%   compensadas

[m,n]=size(x);

for j=1:n,
    temp=x(1:m,j);
    zdim=[0:largo/m:largo-largo/m]';
    s(1:m,j)=temp(1:m).*exp(alpha.*zdim(1:m));
end
```

Algoritmo modificado de Formación de Haces

```

function F=formacion(s,p_ancho,p_largo,ANCHO,LARGO,interp,theta,vel,fs);
% función que realiza el proceso de formación de haces.
%
% variables de entrada
% s: matriz definida por vectores columna que corresponden a trazas UT
% p_ancho : dimensión lateral expresada en muestras
% p_largo : dimensión longitudinal expresada en muestras
% ANCHO   : dimensión lateral expresada en mm
% LARGO   : dimensión longitudinal expresada en mm
% interp  : factor de interpolación
% theta   : ángulo de apertura del transductor
% vel     : velocidad del sonido en el medio de exploración
% fs      : frecuencia de muestreo
%
% variables de salida
% F: matriz definida por vectores columna de trazas corregidas
%   geoméricamente

[M,N]=size(s);

ancho=ANCHO*N/p_ancho; %definición de medidas en mm
largo=LARGO*M/p_largo;
Nf=ceil(interp*N);    % Resolución de la plantilla
F(1:M,1:Nf)=0;        % definición de variables
templ=0;

%definición de las dimensiones del plantilla a emplear
fx=[ancho/Nf:ancho/Nf:ancho];
fy=[largo/M:largo/M:largo];

%definición de las abscisas de las diferentes posiciones del transductor
dsen=[ancho/N:ancho/N:ancho];
constante=(2*fs/vel);

for m=1:M,
    for n=1:Nf,
        sum=0;
        for s=1:N,
            angulo=atan( abs( ((fx(n)-dsen(s))/fy(m)) ) ) *180/pi;
            if ( angulo <= theta/2 )
                d=sqrt( (fx(n)-dsen(s)).^2 + (fy(m)).^2 );
                retardo=ceil(d.*constante);
                if (retardo<M)

```

```

                templ=datos(retardo,s);
                sum= sum + templ;
            end
        else
            continue;
        end
    end
    F(m,n)= sum;
end
end

```

Distribución de Wigner - Ville

```

function W=wignerville(x,Nh);
% función que obtiene la distribución de Wigner - Ville
% Se utiliza la ventana de hamming
%
% variables de entrada
% x: señal unidimensional a procesar de longitud N
% Nh: longitud de ventana
%
% variables de salida
% W: representación de la señal en el plano tiempo - frecuencia definiendo
% una matriz de NxN

N=length(x); %longitud de la señal
% definición de la ventana
ventana=fftshift(hamming(2*Nh));
h(1:N)=0;
h(1:Nh)=ventana(1:Nh);
h=h';
% matrices temporales
R(1:N,1:N)=0;
R1(1:N,1:N)=0;
R2(1:N,1:N)=0;

for n=0:N-1,
    for tau=0:Nh-1,
        if (n+tau<=N-1) & (n-tau>=0),
            R(tau+1,n+1)=x(n+tau+1)*conj(x(n-tau+1))*h(tau+1);
        end
    end
    R1(:,n+1)=x(n+1)*conj(x(n+1)); end

W=(4*real(fft(R))-2*R1)

```


Distribución de Choi - Williams

```

function W=choi(x,Nh,M,sigma);
% función que obtiene la distribución de Choi - Williams
% Se utiliza la ventana de hamming
%
% variables de entrada
% x: señal unidimensional a procesar de longitud N
% Nh: longitud de ventana
% M : longitud de la ventana temporal
% sigma: constante de escala
%
% variables de salida
% W: representación de la señal en el plano tiempo - frecuencia definiendo
% una matriz de NxN

N=length(x); %longitud de la señal
% definición de la ventana
ventana=fftshift(hamming(2*Nh));
h(1:N)=0;
h(1:Nh)=ventana(1:Nh);
% matrices temporales
R(1:N,1:N)=0;
R1(1:N,1:N)=0;

for n=0:N-1,
    for tau=0:Nh-1,
        sum=0;
        for mu=-M:M,
            if (tau+n+mu<=N-1)&(n-tau+mu>=0)
                if tau==0
                    sum=x(n+1)*conj(x(n+1));
                else
                    K1=sqrt(sigma/(4*pi*tau^2));
                    K=K1*exp(-(mu^2)*sigma/(4*tau^2));
                    sum= sum + K.*x(n+mu+tau+1).*conj(x(n+mu-tau+1));
                end
            end
        end
        R(tau+1,n+1)=sum.*h(tau+1)';
    end
    R1(:,n+1)=x(n+1).*conj(x(n+1));
end

W=4*real(fft(R))-2*R1;

```

Distribución de Bessel

```

función W=distbessel(x,Nh,alpha);
% función que obtiene la distribución de Bessel
% Se utiliza la ventana de hamming
%
% variables de entrada
% x: señal unidimensional a procesar de longitud N
% Nh: longitud de ventana
% alpha: constante de escala
%
% variables de salida
% W: representación de la señal en el plano tiempo - frecuencia definiendo
% una matriz de NxN

N=length(x); %longitud de la señal

% definición de la ventana
ventana=fftshift(hamming(2*Nh));
h(1:N)=0;
h(1:Nh)=ventana(1:Nh);

% matrices temporales
R(1:N,1:N)=0;
R1(1:N,1:N)=0;

for n=0:N-1,
    for tau=0:Nh-1,
        sum=0;
        for mu=-(2*alpha*tau):(2*alpha*tau),
            if (tau+n+mu<=N-1)&(n-tau+mu>=0)
                if tau==0
                    sum=x(n+1)*conj(x(n+1));
                else
                    K=(1/(pi*alpha*tau))*sqrt((1-(mu/(2*alpha*tau)).^2));
                    sum= sum + K.*x(n+mu+tau+1).*conj(x(n+mu-tau+1)).*h(tau+1)';
                end
            end
        end
        R(tau+1,n+1)=sum;
    end
    R1(:,n+1)=x(n+1).*conj(x(n+1));
end

W=(4*real(fft(R))-2.*R1);

```

Distribución de Zhao - Atlas - Marks

```

function W=zam(x,Nh);
% función que obtiene la distribución de Zhao - Atlas - Marks
% Se utiliza la ventana de hamming
%
% variables de entrada
% x: señal unidimensional a procesar de longitud N
% Nh: longitud de ventana
%
% variables de salida
% W: representación de la señal en el plano tiempo - frecuencia definiendo
% una matriz de NxN

N=length(x); %longitud de la señal

% definición de la ventana
ventana=fftshift(hamming(4*Nh));
h(1:2*N)=0;
h(1:2*Nh)=ventana(1:2*Nh);

% matrices temporales
R(1:N,1:N)=0;
R1(1:N,1:N)=0;

for n=0:N-1
    for m=0:Nh-1
        sum=0;
        for p=-m:m
            if (n+p+m<=N-1) & (n+p-m>=0)
                if m==0
                    sum=x(n+1)*conj(x(n+1));
                else
                    sum=sum+x(n+p+m+1).*conj(x(n+p-m+1));
                end
            end
        end
        R(m+1,n+1)=sum.*h(2*m+1);
    end
    R1(:,n+1)=x(n+1).*conj(x(n+1));
end

W=(4*real(fft(R))-2.*R1);

```

Detector de Energía

```

function R=deteccion(W,delta);
% función que obtiene una matriz correspondiente a las componentes
% frecuenciales de las regiones de máxima energía del plano
% tiempo - frecuencia
%
% variables de entrada
% W: representación tiempo - frecuencia de una señal de longitud lxN
% delta: umbral de detección
%
% variables de salida
% R: matriz correspondiente a la detección

[m,n]=size(W);

umbral=delta*max(max(W));
R(1:m,1:n)=0;

for i=1:m,
    for j=1:n,
        if (W(i,j)<umbral)
            R(i,j)=0;
        else
            R(i,j) = W(i,j)-umbral;
        end
    end
end
end

```

Marginal de Tiempo

```

function T=marginal(R);
% función que calcula el marginal temporal de una representación
% tiempo - frecuencia
%
% variables de entrada
% R: representación tiempo - frecuencia
%
% variables de salida
% T: vectores correspondiente al marginal de tiempo

marginal_t=sum(W,1);
marginal_t=marginal_t';

```

Programa del esquema general de implementación

Se incluye un programa que ejemplifica los procedimientos que definen a los algoritmos compuestos. El conjunto de señales que define la matriz X_{UT} , se considera contaminada con ruido blanco gaussiano. La distribución a emplear es la de Wigner - Ville, y el umbral de detección con valor de $\delta = -3$ dB.

```

vel=6000e3;    %velocidad en mm/s
fs=50e6;      %frecuencia de muestreo

%constante de atenuación en el aluminio
alpha=0.86*((3.5e6).^2)*(1/100).*10e-15;

pulso=2*200; % doble de la longitud del pulso
[m,n]=size(X);

%omisión de la componente de DC
X=X-mean(mean(X));

%proceso de compensación
s=compensacion(X,alpha);

%criterio de omisión de muestras
se=s(pulso:m-pulso,:);
[mm,nn]=size(se);

%proceso de formación de haces
F=formacion(se,nn,mm,70,51,4,30,vel,fs);
[mmF,nnF]=size(F);

%obtención de la señal analítica
X(1:mmF,1:nnF)=hilbert(F(1:mmF,1:nnF));

%detección en el plano tiempo - frecuencia
for k=1:nnF,
    W=wignerville(X(:,k),32);
    R=deteccion(W,0.5);
    T=marginal(R);
    Y(:,k)=T
end

%la imagen mejorada está definida por la matriz Y

```

Índice alfabético

- Ángulo
 - de apertura, 19
 - de fase, 7
- A-scan
 - presentación, 16
- Absorción, 13
- Análisis tiempo - frecuencia, 24
- Atenuación, 13
 - compensación por, 14, 65
- Auto-términos, 27
- Autocorrelación
 - dependiente del tiempo, 24
- B-scan
 - presentación, 16
- Beamforming, 18
- Bessel
 - distribución, 37
 - distribución discreta, 39
 - distribución en tiempo discreto, 38
 - kernel, 37
- C-scan
 - presentación, 16
- Campo
 - Acústico, 12
 - cercano, 12
 - lejano, 12
- Choi-Williams
 - distribución, 34
 - distribución discreta, 36
 - distribución en tiempo discreto, 35
 - kernel, 34
- Delay-Sum, 18
- Detector
 - de energía, 70
- Difracción, 10
- Dispersión, 13
- Distribución
 - Choi-Williams, 34
 - Wigner-Ville, 29
 - Zhao-Atlas-Marks, 40
- Distribuciones
 - tiempo - frecuencia, 24
 - clase de Cohen, 24
 - propiedades de, 26
- END, 1
- Energía
 - detector de, 70
- Ensayos
 - ópticos, 2
 - de partículas magnéticas, 3
 - de penetración líquida, 2
 - electromagnéticos, 3
 - no destructivos, 1
 - por rayos X, 3
 - por ultrasonidos, 3
- Error
 - lateral, 79
 - longitudinal, 79
- Esquema General de Implementación, 61
- Filtrado
 - espacial, 24
- Formación de Haces, 18, 66
- Formatos
 - de visualización, 16
- Fourier
 - transformada, 4, 24
- Frecuencia
 - angular, 7
 - de oscilación, 7

- Hilbert
 - transformada, 28
- Impedancia Acústica
 - específica, 9
- Kernel, 24
- Método
 - de pulso-eco, 14
 - de resonancia, 14
 - de transmisión, 14
- Marginal
 - de tiempo, 27, 72
- Onda
 - amplitud de, 6
 - mecánica, 6
 - número de, 6
 - función de, 6
 - longitud de, 7
 - perfil de, 6
- Ondas
 - acústicas, 5
 - longitudinales, 7
 - superficiales, 8
 - transversales, 8
- Período
 - de oscilación, 7
- Presentación
 - A-scan, 16
 - B-scan, 16
 - C-scan, 16
- Pulso-Eco
 - método de, 14
- Puntos Focales, 19
- Radiografía, 3
- Reflexión, 9
- Refracción, 10
- Resonancia
 - método de, 14
- Señal
 - analítica, 28, 33, 66
- Términos de Cruce, 27
- Transductores, 11
 - acústicos electromagnéticos, 11
 - capacitivos, 11
 - laser, 11
 - piezoeléctricos, 11
- Transformada
 - de Fourier, 24
 - de Hilbert, 28
- Transmisión
 - método de, 14
- Ultrasonidos, 5
 - aplicación, 5
 - generación, 11
- Velocidad
 - de propagación, 6
- Wigner-Ville
 - distribución, 29
 - distribución discreta, 32
 - distribución en tiempo discreto, 30
 - distribución libre de alias, 33
 - distribución pseudo, 31
 - kernel, 29
- Zhao-Atlas-Marks
 - distribución, 40
 - distribución discreta, 43
 - distribución en tiempo discreto, 42
 - kernel, 40