



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Procesamiento de señales acústicas aplicado al monitoreo de procesos

TESIS PRESENTADA A LA FACULTAD DE INGENIERÍA DE LA
UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Ing. Florencia Blasina

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
MAGISTER EN INGENIERÍA ELÉCTRICA.

TUTORES

Dr. Nicolás Pérez Universidad de la República

TRIBUNAL

Dr. Leonardo Steinfeld Universidad de la República

Dr. Gonzalo Cetrángolo Universidad de la República

Dr. Ismael Núñez Universidad de la República

DIRECTOR ACADÉMICO

Dr. Nicolás Pérez Universidad de la República

Montevideo
jueves 7 de marzo, 2019

Índice

Notación	6
Siglas y acrónimos	7
Parámetros y Variables	8
Agradecimientos	10
Prefacio	11
Resumen	12
1. Introducción	14
1.1. Interés en el Tema	14
1.2. Descripción de la Tesis	15
2. Conceptos elementales del ultrasonido	17
2.1. Ecuación de onda	17
2.1.1. Generalidades	17
2.1.2. Medios de propagación	18
2.1.3. Conocer velocidades de propagación de ondas en sólidos	19
2.1.4. Cálculo de las constantes elásticas para materiales sólidos	20
2.2. Características de la propagación de ondas	21
2.2.1. Atenuación y absorción	21
2.2.2. Difracción	23
2.2.3. Dispersión	24
2.2.4. Impedancia acústica	24
2.3. Interfaz entre dos medios	25
2.4. Conclusiones	26
3. Revisión de técnicas de procesamiento de señales	27
3.1. Técnicas Elementales	27
3.1.1. Transformada de Fourier	27
3.1.2. Funciones generalizadas y principio de superposición	29
3.1.3. Muestreo	30
3.1.4. Valor medio y varianza	32
3.1.5. Potencia y Energía	33
3.1.6. Sistemas	34
3.1.7. Diagrama de Bode	34
3.1.8. Relación Señal a Ruido	35
3.1.9. Promediado	35
3.1.10. Filtros	36
3.1.11. Enventanado en el tiempo	37
3.1.12. Interpolación	37
3.1.13. Correlación	39
3.2. Transformada de Hilbert y Función Analítica	40
3.2.1. Definición e interpretación física de la transformada de Hilbert	40
3.2.2. Propiedades básicas de la transformada de Hilbert	40
3.2.3. Definición de función analítica	40

3.2.4. Envolvente	41
3.2.5. Transformador de Hilbert Real	42
3.2.6. Derivación numérica	42
3.2.7. Distorsión en las características instantáneas	43
3.3. Inversión temporal	44
3.3.1. Principios básicos	44
3.3.2. Variantes de la focalización mediante TR	47
3.4. Conclusiones	50
4. Técnicas experimentales y equipos	52
4.1. Transductores	52
4.1.1. Transductores cerámicos	52
4.1.2. Membranas	53
4.1.3. Acople del transductor y el medio	54
4.2. Factores que afectan la amplitud de la señal	54
4.2.1. Alineación	54
4.2.2. Burbujas	55
4.3. Líneas de retardo	55
4.4. Caracterización de sistemas de ultrasonido	55
4.4.1. Campo acústico	55
4.4.2. Relevar respuesta en frecuencia de amplificador	58
4.4.3. Comprobar zona lineal de amplificadores	59
4.4.4. Evaluar estabilidad de la energía	61
4.5. Medida de atenuación	62
4.5.1. Materiales	62
4.5.2. Procedimiento de adquisición	63
4.6. Goniómetro	64
4.7. Tiempo de vuelo	64
4.7.1. Idea intuitiva	64
4.7.2. Técnicas de medida	65
4.8. Método de Arquímedes para medida de densidad	65
4.8.1. Materiales	65
4.8.2. Procedimiento	66
4.9. Conclusiones	66
5. Aplicaciones de la Correlación	67
5.1. Detección de puntos de impacto	67
5.1.1. Descripción general	67
5.1.2. Materiales	67
5.1.3. Procedimiento	68
5.1.4. Resultados	69
5.2. Cambios en la estructura de un líquido	71
5.2.1. Descripción general	71
5.2.2. Materiales	71
5.2.3. Procedimiento de adquisición	74
5.2.4. Procesamiento básico de señales	76
5.2.5. Procesamiento para hallar transición	80
5.2.6. Resultados	82
5.2.7. Procesamientos alternativos descartados	82

5.3. Conclusiones y trabajos futuros	83
5.3.1. Conclusiones	83
5.3.2. Trabajos futuros	83
6. Aplicaciones de las Medidas de Atenuación	85
6.1. Descripción general	85
6.2. Diluciones de leche en agua	85
6.3. Pasta de olivas disuelta en agua	87
6.4. Conclusiones	90
7. Aplicaciones de la medida de Tiempo de Vuelo	91
7.1. Descripción general	91
7.2. Materiales	93
7.3. Obtención de señales	94
7.3.1. Descripción del sistema	94
7.3.2. Alineación	95
7.3.3. Adquisición	96
7.4. Procesamiento de las señales	96
7.5. Resultados	98
7.5.1. Densidades	98
7.5.2. Medidas en materiales isotrópicos	98
7.5.3. Medidas en materiales anisotrópicos	102
7.6. Discusión	104
7.7. Conclusiones	105
8. Inversión Temporal	106
8.1. Descripción general	106
8.2. Materiales	106
8.3. Montaje físico y procedimiento de adquisición	106
8.4. Características elegidas para comparar resultados	108
8.4.1. Factor de calidad	108
8.4.2. Factor de energía	108
8.4.3. Factor de simetría	109
8.5. Influencia de promedios	109
8.5.1. Procedimiento	110
8.5.2. Resultados y análisis	110
8.6. Influencia del ancho de la ventana de adquisición	113
8.6.1. Procedimiento	113
8.6.2. Resultados y análisis	113
8.7. Influencia de la frecuencia de muestreo	115
8.7.1. Procedimiento	115
8.7.2. Resultados y análisis	115
8.8. Conclusiones y trabajos futuros	117
9. Conclusión y Trabajos Futuros	119
9.1. Conclusión	119
9.2. Trabajos futuros	120
Referencias	122

A. Apéndices	126
A.1. Algoritmos	126
A.2. Detalles del procesamiento del capítulo 7	127
A.2.1. Funciones para hallar los tiempos de vuelo en las señales relevadas	127
A.2.2. Compensación de offset del ángulo acimutal	128
A.3. Más sobre Transformada de Hilbert	132
A.3.1. Multiplicación de funciones	132
A.3.2. Detección de no linealidades	132
A.3.3. Sistema con un grado de libertad	132
A.3.4. Solución primaria del sistema no lineal conservativo	133
A.3.5. Frecuencia Instantánea	133
A.3.6. Descomposición de señales	135
A.4. Artículos generados durante la tesis	137
A.4.1. Correlación aplicada a coagulación de leche	137
A.4.2. Atenuación aplicada a pasta de olivas	143

Notación

A continuación se listan consideraciones importantes para la lectura de este trabajo.

- Un asterisco como superíndice (*) denota la conjugación de valores complejos.
- Un asterisco centrado verticalmente (*) denota la convolución.
- El valor medio de g se denota como $\langle g \rangle$.
- El tamaño de una matriz M se denota como $[M]$.
- La unidad compleja se representa con j : $j^2 = -1$.
- Al conjunto de los elementos del eje Real, del eje Imaginario y del plano Complejo se los referirá mediante los símbolos \mathbb{R} , \mathbb{I} y \mathbb{C} respectivamente. Al conjunto de los Naturales se lo denota como \mathbb{N} .
- \log representa el logaritmo en base 10, mientras que \ln representa el logaritmo neperiano (en base e).
- El subíndice dB denota que la magnitud está expresada en *decibeles*.
- La expresión $\frac{dB}{dec}$ se utiliza para describir cuántos decibeles varía la ganancia de un filtro en una década de frecuencias.
- Cuando se tiene una función y de más de una variable, por ejemplo tiempo t y posición x , su derivada se denota como $\frac{\delta y(x,t)}{\delta t}$ (según el tiempo) y $\frac{\delta y(x,t)}{\delta x}$ (según la posición).
- Cuando y depende únicamente del tiempo, se puede utilizar la notación *punto*: \dot{y} para la derivada primera e \ddot{y} para la derivada segunda.
- En las gráficas se da la unidad entre paréntesis curvos. Cuando se especifica “U.A.” significa *unidades arbitrarias*. Esto se utiliza en casos en que la unidad no afecta lo que se desea expresar con la figura.
- Por simplicidad en la redacción, las ecuaciones se refieren como *ec.* y las figuras como *fig.*
- Las referencias se indican con el número correspondiente entre paréntesis rectos $[NN]$ y en el caso de libros puede indicarse el capítulo como *cap.*

Siglas y acrónimos

A continuación se listan siglas y acrónimos de uso común en el documento. Si bien los nombres de las herramientas y métodos se mencionan en español, sus siglas y acrónimos vienen de su nombre en inglés. Esto es así porque hace más fácil relacionarlos con cómo aparecen en la bibliografía, con los nombres de los métodos de *MatLab* y con el nombre por el que se las menciona comúnmente en la jerga.

- AC - corriente alterna
- AF - función analítica
- AFT - antitransformada de Fourier
- AVG *xx* - modo de *xx* promediados de señales en osciloscopio digital
- BPF - filtro pasa-banda
- CFRP - polímero reforzado con fibra de carbono
- DC - corriente continua
- DFT - transformada discreta de Fourier
- EMD - descomposición empírica de modos
- EOE - envolvente de la envolvente
- FFT - transformada rápida de Fourier
- Fing - Facultad de Ingeniería (UdelaR)
- FT - transformada de Fourier
- HPF - filtro pasa-altos
- HRES - alta resolución (modo del osciloscopio digital)
- HT - transformada de Hilbert
- I2MTC - *International Instrumentation and Measurement Technology Conference* (congreso organizado por IEEE)
- IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (asociación internacional)
- IF - frecuencia instantánea
- IIE - Instituto de Ingeniería Eléctrica (Fing)
- IIQ - Instituto de Ingeniería Química (Fing)
- LPF - filtro pasa-bajos
- NI - *National Instruments*
- PC - computadora personal
- PR - pulsador/receptor
- PVDF - polivinildifluoruro
- SNR - relación señal a ruido
- SW - software
- TAPA - *Tecnologías Aplicadas a Procesos Alimentarios* (IIQ)
- THD - distorsión total armónica
- ToF - tiempo de vuelo
- TR - inversión temporal
- TRC - cavidad de inversión temporal
- TRM - espejo de inversión temporal
- UdelaR - Universidad de la República (Uruguay)
- US - ultrasonido
- USB - Bus Serial Universal
- USP - *Universidade de São Paulo* (Brasil)
- VISA - Arquitectura Estándar para Instrumentos Virtuales

Parámetros y Variables

A continuación se describen los diversos parámetros y variables utilizados en el trabajo.

- $a(t)$ - función analítica
- a_k - factores $\in \mathbb{C}$
- A - amplitud de una onda
- $A(t)$ - envolvente de una señal
- $\mathcal{A}(f)$ - espectro de una función analítica
- b - número de bytes
- B - ancho de banda
- c - velocidad de onda dependiente del medio de propagación
- c_{ij} con $i, j \in \mathbb{N}$ - constantes elásticas
- C_{y_1, y_2} - correlación entre señales y_1 e y_2
- d - distancia recorrida por una onda
- d_e - espesor de una muestra
- E - energía
- E_{foc} - factor de energía de focalización
- f - variable frecuencial
- δf - resolución frecuencial
- Δf - ancho espectral
- f_c - frecuencia de corte de un filtro
- f_N - frecuencia de Nyquist
- f_s - frecuencia de muestreo
- g - función genérica
- \mathbf{g} - aceleración de la gravedad
- G - ganancia, usualmente en $\frac{V}{V}$ (adimensional)
- \mathcal{G} - FT de g
- h - respuesta al impulso
- H - FT de h , denominada *transferencia* en $\frac{V}{V}$
- \mathcal{H} - transformador de Hilbert
- I - corriente
- \mathbf{I} - onda incidente sobre una interfaz
- k - número $\in \mathbb{N}$
- L - medida de longitud
- n - elemento genérico de un conjunto o vector
- N - cantidad de elementos de un conjunto o vector
- P - potencia
- P_a - presión acústica
- Q_{foc} - factor de calidad en focalización
- \mathbf{r} - posición en el espacio
- \mathbf{R} - onda reflejada en una interfaz
- $R_{aa, bb}$ - coeficiente de reflexión del medio aa al medio bb
- S_{foc} - factor de simetría en focalización
- SNR - relación señal a ruido
- t - variable temporal
- δt - resolución temporal
- Δt - ancho de ventana de adquisición
- \mathbf{T} - onda transmitida en una interfaz
- T_{cuerda} - tensión en una cuerda
- T_s - periodo de muestreo
- $u(t)$ - escalón unitario
- v_{ag} - velocidad del sonido en el agua
- v_l - velocidad longitudinal

- v_t - velocidad transversal
- V - voltaje
- V_{pp} - voltaje pico a pico
- x - coordenada espacial
- $\tilde{x}(t)$ - HT de $x(t)$
- $x(t)$ - señal entrada de un sistema
- $x_\delta(t)$ - función $x(t)$ muestreada
- $X(f)$ - transformada de Fourier de $x(t)$
- $X_\delta(f)$ - espectro de $x(t)$ muestreada
- $\mathcal{X}(f)$ - parte real de $\mathcal{G}(f)$
- $y(t)$ - señal salida de un sistema
- $y^{foc}(t)$ - señal focalizada
- $y^{inv}(t)$ - inversión temporal de la señal $y(t)$
- $Y(f)$ - transformada de Fourier de $y(t)$
- $\mathcal{Y}(f)$ - parte imaginaria de $\mathcal{G}(f)$
- Z - impedancia acústica
- α - atenuación
- $\delta(t)$ - impulso unitario
- ϵ_i con $i \in \mathbb{N}$ - deformación por unidad de longitud
- θ - ángulo de incidencia sobre un plano, medido desde la normal al mismo
- λ - longitud de onda
- μ_L - densidad lineal de masa
- ρ - densidad
- σ - coeficiente de Poisson
- σ_i con $i \in \mathbb{N}$ - fuerza por unidad de área
- σ_g - varianza de la función g
- τ - retardo temporal
- τ_w - retardo temporal asociado a una ventana
- ϕ - desfase
- Φ - diámetro
- Ψ - fase
- ω - frecuencia angular, relacionada con la frecuencia f mediante $\omega = 2\pi f$

Agradecimientos

En los dos años que estuve realizando mi maestría, viví muchas cosas tanto en relación a ella como en paralelo. Agradezco a todas aquellas personas que me apoyaron y alentaron en la decisión de continuar estudiando. Agradezco a quienes me motivaron a hacerlo, Nicolás Pérez y Patricia Lema. Agradezco a la Comisión Académica de Posgrados por la confianza que depositó en mí al apoyarme con su beca. Agradezco a Julio Cezar Adamowski por recibirme en San Pablo para realizar la pasantía con él y a todas las personas que allí me ayudaron y también a aquellos compañeros que me hicieron sentir cómoda. Agradezco a Santander Universidades por darme los medios económicos para realizar dicha pasantía. Agradezco a CSIC por su apoyo económico para asistir al congreso 2017 I2MTC en Italia. Agradezco a mis compañeros de trabajo en los cursos de Medidas Eléctricas y Teoría de Circuitos por entenderme en los momentos en que estuve con máxima dedicación hacia la tesis. Agradezco a mi familia y amigos por apoyarme en las frustraciones y acompañarme a festejar los buenos momentos.

Prefacio

Desde 2014 me encuentro trabajando con Nicolás Pérez y el grupo de Tecnologías Aplicadas a Procesos Alimentarios (TAPA) del Instituto de Ingeniería Química (IIQ) de Facultad de Ingeniería (Fing), Universidad de la República (UdelaR) utilizando ultrasonido como herramienta de estudio de diversos procesos. De aquí surge mi interés por abordar este tema en mi tesis, que consiste en conocer el estado del arte de algunas técnicas de procesamiento de señales acústicas, replicando y desarrollando algoritmos que permitan llevarlas a cabo.

Me anoté a la Maestría en octubre de 2016, habiendo obtenido el título de Ingeniera Electricista con perfil Electrónica en julio de ese año. En particular, Nicolás tiene gran experiencia en ultrasonido, por lo que se presentó como una gran oportunidad hacer la Maestría en Ingeniería Eléctrica con él como tutor. Desde 2017 estoy también trabajando en el Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIE) de Fing, en el Departamento de Sistemas y Control, donde me desempeño como ayudante en los cursos *Medidas Eléctricas* y *Teoría de Circuitos* y hago investigación junto a Nicolás.

En el desarrollo de este trabajo estudié varias técnicas, experimentando con aplicaciones puntuales. Cronológicamente, comencé la parte experimental trabajando con la correlación de señales, primero aplicada a la detección de puntos de impacto en una placa de acrílico y luego al monitoreo de la coagulación de leche. Luego, trabajé en la medida de la atenuación de las ondas de ultrasonido en distintos medios, primero diluciones de leche en agua y luego pasta de aceitunas en agua. Sobre la mitad de mi tesis, realicé la pasantía en la *Universidade de São Paulo* (USP) en la que apliqué una técnica de medida de tiempo de vuelo de ondas a la caracterización de placas planas de distintos materiales. Finalmente, experimenté con la técnica de focalización mediante inversión temporal. Una aplicación de atenuación y una de correlación dieron lugar a publicaciones.

Realizar este trabajo me aportó importantes estrategias de adquisición y procesamiento de señales, conocimiento de herramientas teóricas con útiles aplicaciones prácticas, intuición en la resolución de problemas que se presentan en el desarrollo de los experimentos y conocimientos de técnicas y equipos vinculados al trabajo con ultrasonido en general. Está en mis planes continuar trabajando con estas herramientas, tanto en la aplicación al monitoreo de procesos como en otras aplicaciones, que pueden ser vinculadas por ejemplo a la salud o al monitoreo ambiental. En particular, comenzaré próximamente mi doctorado, cuyo tema de tesis será “Técnicas de sonido aplicadas al desarrollo de sensores meteorológicos”, en el que tendré la posibilidad de hacer uso de los conocimientos adquiridos en el desarrollo de la Maestría.

Resumen

Esta tesis consiste en revisar el estado del arte de algunas técnicas de procesamiento de señales acústicas de posible aplicación al monitoreo de procesos industriales, replicando y desarrollando algoritmos para llevarlas a cabo. Se organiza en una primera parte conceptual, con el objetivo de facilitar la lectura de la tesis y una segunda parte experimental, en la cual describo mi implementación de distintas técnicas. No es el objetivo de la tesis profundizar sobre cuestiones básicas de la propagación de ondas, sino en el procesamiento de señales.

En la primera parte, describo conceptos básicos de ondas acústicas y las características de las mismas en función del medio en que se propagan. Toda la información presentada en esta parte del trabajo, tiene el objetivo de facilitar el entendimiento de la segunda parte de la tesis. Presento teoría básica de procesamiento de señales, como la transformada de Fourier, las funciones generalizadas, el concepto de muestreo y características descriptivas de las señales. Trato conceptos como el de sistema, el diagrama de Bode y la relación señal a ruido, que puede mejorarse mediante promediado. El uso de filtros permite también eliminar frecuencias que contienen principalmente ruido. Presento las ventanas temporales rectangulares y de Hanning y el concepto de interpolación, tanto en tiempo como en frecuencia, explicando las hipótesis necesarias. Introduzco la función de correlación entre dos señales, que sirve para comparar la similitud de su forma y hago una revisión bibliográfica sobre la aplicación del ultrasonido de baja potencia en la industria, principalmente la alimentaria. También presento dos técnicas más avanzadas de procesamiento de señales. Una de ellas es la transformada de Hilbert, de particular utilidad en el cálculo numérico. La otra es la inversión temporal, que permite focalizar energía en un instante dado en una región del espacio, de la cual probé una técnica experimentalmente, buscando optimizar parámetros de adquisición.

En la parte conceptual presento también técnicas experimentales y equipos utilizados. Describo algunos transductores de ultrasonido y la forma de utilizarlos, en particular los modos de trabajo en transmisión o pulso-eco, explicando factores físicos que pueden afectar la amplitud de la señal. Doy ejemplos de caracterización de equipos: relevamiento de campo acústico, de la respuesta frecuencial de amplificadores y de estabilidad de la energía entregada por un pulsador. Explico el procedimiento para comprobar que los amplificadores estén funcionando en zona lineal y las técnicas de medida de atenuación y de tiempo de vuelo, las que desarrollo con experimentos en los capítulos correspondientes. Detallo el método de Arquímedes para medida de densidad, que utilizo en el experimento de medida de tiempo de vuelo.

Una de las aplicaciones de la correlación con las que trabajé consiste en detectar puntos de impacto en una placa plana mediante transductores piezoeléctricos pegados a la misma. Utilicé como característica determinante el valor máximo de la correlación de las señales que llegan a los transductores debidas al impacto cuyo punto de incidencia se desea identificar, frente a señales almacenadas en una base de datos, correspondientes a puntos de impacto conocidos.

La otra aplicación de la correlación con la que experimenté es el monitoreo del proceso de coagulación de leche. El sistema utilizado consiste en un transductor de inmersión funcionando en modo pulso-eco frente a un dispositivo multidifusor, sumergido en leche en proceso de coagulación a temperatura controlada. Seleccione como característica de monitoreo el tiempo en el que se da el máximo de la correlación entre una señal adquirida previo al inicio de la coagulación y señales adquiridas durante el proceso. Obtuve como resultado curvas representativas del proceso, en las cuales logré detectar automáticamente la transición entre dos de las etapas de la coagulación. Presenté en el congreso 2017 I2MTC (IEEE) el artículo sobre este tema “*Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring - Application to monitoring milk coagulation*”, publicado en los *proceedings* del congreso.

Tomé medidas de atenuación para distintas diluciones de leche en agua y para distintas con-

centraciones de pasta de aceitunas disuelta en agua. En ambos experimentos utilicé un transductor de inmersión funcionando en modo pulso-eco en una celda con un plano de reflexión ajustable. Calculé el coeficiente de atenuación por distancia recorrida en la banda frecuencial de trabajo de los transductores de prueba. El primer experimento tiene potencial aplicación en la detección de adulteración de líquidos, para lo que requeriría la realización previa de una base de datos de calibración. El otro lo realicé colaborando con un proyecto de investigación del Laboratorio de Grasas y Aceites de Facultad de Química, UdelaR, con el objetivo de evaluar la posibilidad de generar ondas estacionarias en pasta de aceitunas para mejorar el proceso de extracción. Concluí que la atenuación no permite la generación de este tipo de ondas para frecuencias superiores a los 2 MHz y recipientes que superen los pocos centímetros de largo. Este trabajo llevó a la publicación del artículo "*Impact of sound attenuation on ultrasound-driven yield improvements during olive oil extraction*" en la revista *Ultrasonics Sonochemistry*.

La medida de tiempo de vuelo la apliqué experimentalmente en muestras planas de sólidos de espesor conocido para calcular la velocidad de propagación de ondas. Trabajé en el *laboratório de ultrassom* de la *Universidade de São Paulo* con distintos materiales, uno de ellos unidireccionalmente anisotrópico, variando el ángulo de incidencia de la onda sobre la muestra. El sistema consistió en un transductor cerámico de inmersión como emisor y una membrana de PVDF como receptor, inmersos en agua. La muestra se sostiene en el centro y es girada por un goniómetro controlado desde un PC, para variar el ángulo de incidencia de las ondas sobre la misma. El procesamiento involucró la identificación de las ondas transversales y longitudinales superpuestas en las señales adquiridas. Los resultados obtenidos coinciden con los reportados en la bibliografía.

El experimento que llevé a cabo en cuanto a la focalización mediante inversión temporal se trata de focalizar mediante un transductor cerámico como emisor y un hidrófono como receptor, haciendo que las ondas recorran un sistema equivalente a una cavidad caótica. Trabajé en la optimización de parámetros de adquisición para mejorar la calidad del foco. Los parámetros considerados, que afectan también los tiempos de adquisición y procesamiento y los requisitos de memoria, fueron: largo de la ventana de adquisición, frecuencia de muestreo y número de promedios. Tomé como factores de evaluación la relación de altura y ancho del foco, la energía en el máximo de la focalización en relación con la de la señal emitida y la simetría del foco.

1. Introducción

1.1. Interés en el Tema

En esta sección explico algunas de las motivaciones desde el punto de vista académico e industrial que me impulsan a estudiar esta temática.

El US de baja potencia es un método muy popular de análisis no destructivo. Existen aplicaciones de relativo bajo costo y equipos robustos para aplicarlo en la industria. Algunas aplicaciones de monitoreo mediante US actualmente utilizadas en la industria [20] [7] son: detección de defectos en edificaciones y cuantificar el daño asociado a ellos, siendo posible detectar con precisión anomalías localizadas en vigas, como rajaduras, delaminación y pérdida de dureza; encontrar fallas en piezas mecánicas de gran porte; encontrar fallas de soldadura; medir espesores de placas y el control de calidad de alimentos.

De este último aspecto, [7] presenta tablas de alimentos y las medidas que en ellos se toman, así como los parámetros acústicos asociados y las ventajas que presentan las mediciones mediante US. Es posible trabajar con vegetales y frutas pre y post cosecha, así como con quesos, aceites, productos a base de cereales, emulsiones, geles, congelados, grasas y carnes. Las técnicas ultrasónicas de baja potencia son excelentes para el control de calidad, por ejemplo la identificación de cuerpos extraños, el análisis del tamaño de las gotas en emulsiones, la cuantificación de contenido de azúcar en jarabes y jugos o de la concentración de alcohol en bebidas y revelar adulteración en productos como la miel. Es posible correlacionar resultados de técnicas ultrasónicas con medidas sensoriales como firmeza o crocancia. Finalmente, es destacable como técnica de monitoreo de almacenamiento y vida útil en local de venta.

La base del análisis ultrasónico para la industria alimentaria es la relación entre las propiedades ultrasónicas medibles de los alimentos y sus propiedades fisico-químicas [17]. Usualmente las técnicas utilizadas en alimentos buscan características puntuales, no completar una imagen bidimensional, ya que esto resulta más lento [16]. Los transductores de US de acople en aire presentan una gran ventaja, ya que el acople de contacto a través de líquidos es usualmente problemático cuando se desea aplicarlo a alimentos.

Entre las ventajas de la utilización de US para la industria alimentaria se destacan las siguientes cualidades, algunas de las cuales son de interés también para otras industrias [17] [7].

- Rapidez en las mediciones, particularmente es posible realizar control en tiempo real.
- Medida continua.
- Precisión.
- Capacidad de automatización
- Además de en el laboratorio, las medidas pueden realizarse en línea.
- Inocuidad.
- Simpleza de aplicación de las técnicas.
- Relativo bajo precio de la implementación.
- Ahorro de energía frente a métodos tradicionales.
- Posibilidad de realizar análisis en líquidos opacos.

Entre los problemas prácticos para la aplicación de técnicas de US al monitoreo de alimentos, se destacan los siguientes [16]:

- Atenuación fuerte.
- Mezcla de información de múltiples variables afecta las propiedades ultrasónicas.
- A veces es posible lograr el control de temperatura en el laboratorio, pero no en campo.
- Presencia de aire en la muestra, es importante removerlo si la aplicación lo permite.
- Erosión del sensor: Los materiales de acoplamiento se pueden estropear a altas temperaturas. Usualmente, el elemento transductor se encuentra protegido.

En conclusión, la industria toda y en particular la alimentaria muestran evidente interés por encontrar nuevas formas de monitoreo de sus procesos, para solucionar necesidades actuales o mejorar las soluciones de las que ya disponen. Esto le da un futuro prometedor a la investigación.

Enfoqué mi trabajo al ultrasonido de baja potencia, ideal para monitoreo de procesos al no causar alteraciones físicas ni químicas en el material analizado. También es aplicable en línea y automatizable. La posibilidad de utilizar estas técnicas en el monitoreo de procesos industriales, en particular de alimentos, resulta una motivación para mí, ya que forma parte de los intereses de mi grupo de trabajo.

De todas las técnicas estudiadas, profundizo en algunos ejemplos. En particular, estudié dos aplicaciones de atenuación, dos de correlación cruzada, una de medida de tiempo de vuelo y la variación de parámetros de adquisición para la focalización mediante inversión temporal. Una de las aplicaciones de atenuación y una de las de correlación cruzada dieron lugar a publicaciones, que se anexan al final del documento en el apéndice A.4.

1.2. Descripción de la Tesis

Esta tesis se organiza en 9 capítulos. De ellos 3 son principalmente conceptuales y 4 son principalmente experimentales, siendo los restantes introducción y conclusiones. Además contiene un capítulo de apéndices.

En el segundo capítulo, presento una idea elemental de la propagación de ondas, particularmente de ultrasonido (US), tratando únicamente aspectos de interés directo en el desarrollo de este trabajo.

En el tercer capítulo, presento conceptos básicos de adquisición y procesamiento de señales digitales, sugiriendo bibliografía para profundizar en ellos. En particular, aparecen la transformada de Fourier, los diagramas de Bode y la correlación. En la segunda parte del capítulo aparecen dos herramientas más avanzadas: la transformada de Hilbert y el método de inversión temporal. Hago también una revisión del estado del arte de la aplicación de US de baja potencia en la industria, particularmente la alimentaria.

En el cuarto capítulo, describo algunos equipos especiales, técnicas experimentales y cuidados que se deben tener al momento de la adquisición. Para algunas de las técnicas experimentales, incluyo ejemplos reales de aplicación. Las aplicaciones de otras de las técnicas se desarrollan en profundidad en capítulos siguientes.

En el quinto capítulo profundizo en la técnica de correlación. Presento dos aplicaciones de potencial interés industrial con enfoques completamente diferentes. Una de ellas es la detección de puntos de impacto, la otra es el monitoreo de cambios en la estructura de un líquido.

En el sexto capítulo profundizo en las medidas de atenuación, aplicando esta técnica con dos objetivos diferentes. El primero es generar una curva de caracterización de atenuación de ondas

según la dilución de un líquido que actúa como medio de propagación. Esto puede ser de interés industrial para detectar alteraciones en productos líquidos. El objetivo de la segunda aplicación es evaluar la posibilidad de generar resonancia del US aplicado sobre un medio determinado. En este caso, el medio es pasta de olivas, donde evaluó la aplicación de US para mejorar el proceso de extracción de aceite.

En el séptimo capítulo presento una aplicación de la medida de tiempo de vuelo, que llevé a cabo en una pasantía en la Universidade de São Paulo (USP). En este caso, el tiempo de vuelo permite conocer la velocidad de propagación de ondas en distintas muestras sólidas. Tres de las muestras son isotrópicas, mientras que la restante es unidireccionalmente anisotrópica.

El octavo capítulo consta de experimentos de inversión temporal. En particular, busco observar las diferencias en la refocalización al variar de a una de las siguientes características: cantidad de promedios, frecuencia de muestreo y largo de la ventana. Comparo los resultados teóricos con los experimentales.

Al final de cada capítulo, presento conclusiones específicas del tema visto. Luego, el noveno capítulo consta de la conclusión general del trabajo realizado y el planteo de trabajos futuros de interés.

Finalmente, incluyo como apéndices un algoritmo correspondiente a una de las aplicaciones de correlación, parte del procesamiento de la aplicación de tiempo de vuelo, un análisis más profundo de la transformada de Hilbert y los dos artículos en los que participé en el marco de la tesis [5] [8]. El artículo “*Impact of sound attenuation on ultrasound-driven yield improvements during olive oil extraction*”, publicado en la revista Ultrasonics Sonochemistry, se trata de una colaboración con un proyecto de investigación del Laboratorio de Grasas y Aceites de Facultad de Química, UdelaR. Mi trabajo consistió en relevar la atenuación del ultrasonido en pasta de aceitunas de carácter industrial, de la que se extrae aceite de oliva, en la que el grupo desea aplicar una técnica ultrasónica para mejorar el proceso de extracción. El artículo “*Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring - Application to monitoring milk coagulation*” lo presenté en el *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (2017 I2MTC)*, celebrado en Torino, Italia. En él presento la técnica de monitoreo de coagulación de leche que explico en esta tesis y sus resultados. Este trabajo fue publicado en los *proceedings* del congreso [8].

En el cuadro 1, un lector interesado en un tema particular puede encontrar un guía de los capítulos y las secciones a los que se debe dirigir.

Tema	Capítulos y secciones
Tiempo de vuelo	2, 3.1, 4.1, 4.2, 4.6, 4.7, 4.8, 7
Atenuación	2, 3.1, 4.1, 4.2, 4.5, 6
Inversión temporal	2, 3, 4.1, 4.2, 8
Aplicaciones de correlación	2, 3.1, 3.2, 4.1, 4.2, 5
Caracterización de equipos	2, 3.1, 4
Conceptos básicos y herramientas matemáticas para procesamiento de señales	2, 3, A.3

Cuadro 1: Guía para lectores interesados en un tema particular.

2. Conceptos elementales del ultrasonido

Este capítulo introducirá al lector en los conceptos básicos de las ondas de ultrasonido (US), como contexto para facilitar la lectura de la tesis. No es el objetivo de la tesis profundizar sobre cuestiones básicas de la propagación de ondas, sino en el procesamiento de señales. En particular, hago énfasis en las diferencias provocadas por los diversos medios de propagación y su estado, considerando líquidos, sólidos isotrópicos y sólidos anisotrópicos. Describo diversas características de las ondas acústicas, de interés para las aplicaciones estudiadas.

2.1. Ecuación de onda

2.1.1. Generalidades

La ec. 1a es la forma más simple de la *ecuación de propagación de ondas* en una dimensión [31, cap. 2]. Esta es la ecuación que describe cómo se propaga la onda $y(x, t)$ en un medio, vinculando las derivadas segundas espaciales (según x) y temporales (según t) de la ecuación que describe la onda, con la velocidad c de propagación. Las ondas acústicas necesitan un medio material de propagación, el cual determina el valor de c .

El ejemplo más simple de propagación unidimensional es la propagación de ondas en una cuerda. En este caso, c relaciona la tensión de la cuerda, T_{cuerda} con la densidad lineal de masa, μ_l , como se muestra en 1b.

$$c^2 \frac{\delta^2 y(x, t)}{\delta^2 x} = \frac{\delta^2 y(x, t)}{\delta t^2} \quad (1a)$$

$$c^2 = T_{cuerda} / \mu_l \quad (1b)$$

El hecho de que la ec. 1a involucre únicamente derivadas pares implica que está considerada para un medio sin pérdidas; si el medio de propagación introdujera además una atenuación, entonces involucraría también derivadas impares. La ecuación de onda así presentada admite soluciones de la forma que se presenta en la ec. 2, en particular soluciones sinusoidales, de la forma que se muestra en la ec. 3, donde A es la amplitud de la onda y f la frecuencia. El signo que precede a $\frac{x}{c}$ determina el sentido de propagación de la onda: si es negativo, la onda se propaga hacia las x decrecientes, si es positivo, hacia las x crecientes.

$$y(x, t) = g\left(t \pm \frac{x}{c}\right) \quad (2)$$

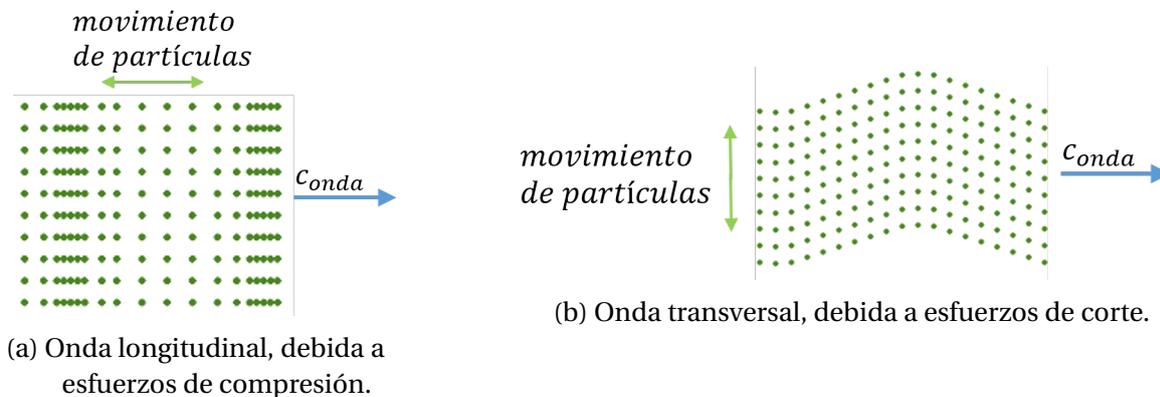
$$y(x, t) = A \cos\left(2\pi f\left(t \pm \frac{x}{c}\right)\right) \quad (3)$$

Comúnmente se le llama *ultrasonido* a aquellas ondas acústicas con $f > 20kHz$, siendo esta frecuencia superior a la del espectro audible.

El US se propaga a través de los materiales como ondas mecánicas debidas al movimiento de partículas. Las características de las ondas (velocidad, atenuación y difracción) dependen del medio en el cual se propagan. Para poder monitorear procesos mediante US, es crucial encontrar una característica cuya información asociada a la alteración del medio se destaque entre la asociada a otros factores que no se desea monitorear.

Existen distintos tipos de ondas propagándose al mismo tiempo a través de un medio, que pueden clasificarse en ondas de volumen y ondas debidas a las condiciones de borde. En este caso presentaré los conceptos asociados a las ondas de volumen, ya que son las que aparecen

en la mayoría de las aplicaciones presentadas. Las ondas de volumen se dividen en ondas longitudinales, debidas a esfuerzos de compresión en el medio, que implican que las partículas se muevan en el sentido de propagación de la onda y ondas transversales, debidas a esfuerzos de corte en el medio, que implican que las partículas se muevan en sentido perpendicular a la propagación de la onda. En la fig. 1 se ejemplifican ambos casos. El tipo de medio y su geometría determinan qué ondas se propagan en él.



(a) Onda longitudinal, debida a esfuerzos de compresión.

(b) Onda transversal, debida a esfuerzos de corte.

Figura 1: Ondas de volumen.

2.1.2. Medios de propagación

En esta sección realizaré una breve descripción de los medios de propagación considerados en los experimentos realizados, en relación con las ondas de volumen que propagan.

– Medio de propagación líquido

Los medios líquidos no viscosos no soportan esfuerzos de corte [31, cap. 6], por lo que no pueden propagar ondas transversales. Las ondas longitudinales se propagan adecuadamente, porque estos medios soportan correctamente los esfuerzos de compresión.

Los medios líquidos viscosos son capaces de propagar ondas de corte en distancias pequeñas.

– Medio de propagación sólido

Los medios sólidos pueden propagar tanto ondas longitudinales como transversales. Las ondas que se propagan en estos medios pueden ser una superposición de ambos tipos. A su vez, estos medios se subclasifican según su isotropía [48]:

Isotrópico

Los materiales isotrópicos son aquellos para los que no existe una dirección privilegiada en cuanto a la transmisión de ondas, por lo que su comportamiento es igual para todas las direcciones en las que las ondas se propagan. En particular, este tipo de materiales se caracterizan por dos constantes elásticas independientes, una de compresión y una de corte.

Anisotrópico

Los materiales anisotrópicos tienen al menos una dirección privilegiada en cuanto a la transmisión de ondas: las que se propagan en determinada dirección del material adoptan velocidades mayores que las que lo hacen en las otras direcciones. En el caso de presentar una única dirección privilegiada, se dice que son materiales *unidireccionalmente anisotrópicos*. En el ejemplo que se trata en el capítulo 7, trabajo con una placa unidireccionalmente anisotrópica, en la que se observan ondas transversales *rápidas* y *lentas*.

La anisotropía puede deberse a una amplia variedad de motivos. Pueden ser materiales simples, cuya estructura molecular presenta asimetría, pueden ser materiales compuestos, como el polímero reforzado con fibra de carbono (CFRP, por su nombre en inglés), al que se le agregan fibras alineadas en una dirección, puede deberse a la extrusión durante la fabricación de láminas, como en las láminas de acero inoxidable. Muchas veces, es posible notar la anisotropía a simple vista, puesto que el material presenta fibras macroscópicas, como en el caso del CFRP.

2.1.3. Conocer velocidades de propagación de ondas en sólidos

Aquí presento un método para medir la velocidad de propagación de ondas acústicas a través de sólidos con forma de placa que pueden ser sumergidos en un líquido (usualmente agua) sin cambiar sus propiedades. Se trabaja con transductores de inmersión en modo transmisión y se requiere medir correctamente el ángulo θ de incidencia sobre la muestra. Se tiene un sistema principal, en el que la señal hace el recorrido *emisor-agua-muestra-agua-receptor* y uno de referencia, en que la señal viaja únicamente en agua. Se miden los tiempos de vuelo (ToF) de las ondas de ambas señales: t_l , t_t , t_{ref} respectivamente para los ToF de la onda longitudinal en el sistema principal, la onda transversal en el sistema principal y la onda del sistema de referencia.

La velocidad de las ondas transversales, v_t , y la de las ondas longitudinales, v_l , que atraviesan la muestra se calcula según θ , como se presenta en las ec. 4 y 5 [11], donde v_{ag} es la velocidad de propagación de ondas en el agua según el modelo teórico [46] y d_e el espesor de la muestra. El ángulo crítico $\theta_{crítico}$, que es aquel para el que deja de propagarse la onda longitudinal, se calcula según la ec. 6. La figura 2 permite comprender mejor estos cálculos.

Las velocidades guardan la relación de la ec. 7, donde σ es el *coeficiente de Poisson* del material, cuyo valor es 0,5 para líquidos y se encuentra entre 0 y 0,5 para sólidos [30, cap. 2].

$$v_l = \frac{v_{ag}}{1 + \frac{(t_l - t_{ref})v_{ag}}{d_e}} \quad (4)$$

$$v_t = \frac{v_{ag}}{\sqrt{\text{sen}^2(\theta) + \left[\frac{(t_t - t_{ref})v_{ag}}{d_e} + \text{cos}(\theta) \right]^2}} \quad (5)$$

$$\theta_{crítico} = \text{arcsen}\left(\frac{v_{ag}}{v_l}\right) \quad (6)$$

$$\frac{v_t}{v_l} = \sqrt{\frac{0,5 - \sigma}{1 - \sigma}} \quad (7)$$

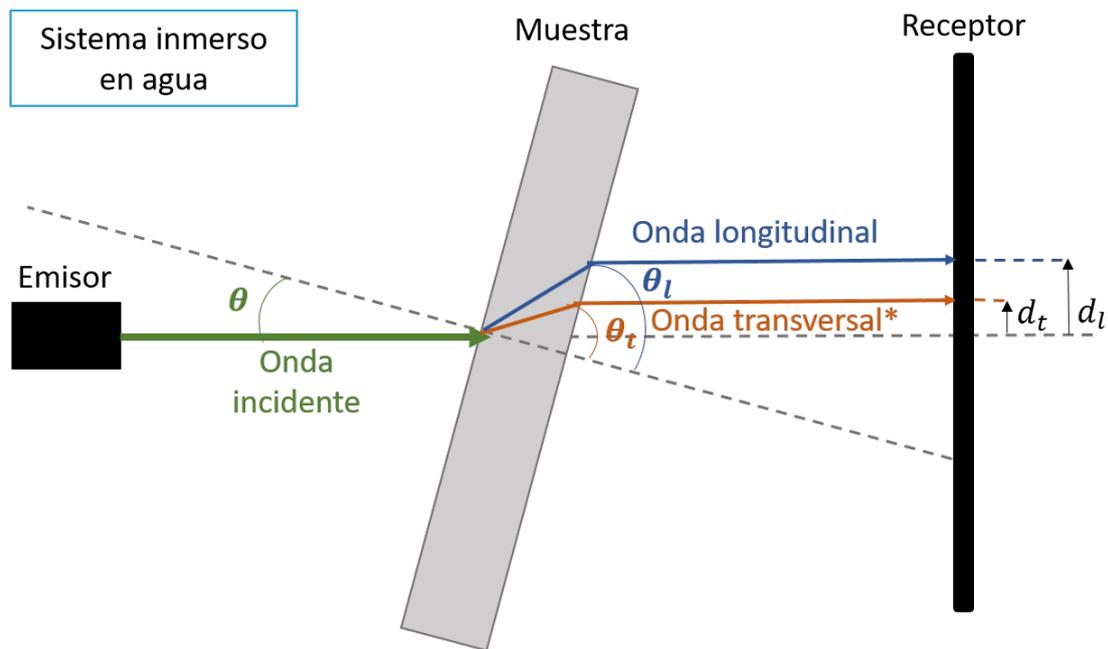


Figura 2: Sistema *emisor-muestra-receptor* con representación de los caminos de las ondas longitudinales y transversales y los ángulos asociados. d_t y d_l corresponden a la distancia perpendicular a la dirección de incidencia que recorre cada una de las ondas dentro de la muestra.

2.1.4. Cálculo de las constantes elásticas para materiales sólidos

Las constantes elásticas de un material permiten conocer cómo se comportaría de ser sometido a presión. En el caso más simple imaginable, en el que un bloque que puede deformarse únicamente de forma unidimensional es sometido a una *tensión mecánica* (fuerza por unidad de área) σ_0 , puede calcularse la deformación por unidad de longitud de dicho bloque, ϵ_0 , mediante una constante elástica c_{00} de la forma que se presenta en la ec. 8.

$$\sigma_0 = c_{00}\epsilon_0 \quad (8)$$

En el caso de un sólido que se puede deformar en todas las direcciones, es posible plantear una matriz que relaciona estas deformaciones con los esfuerzos de corte y compresión que se le apliquen. Esto da una matriz 9×9 , o sea con 81 constantes elásticas. Aplicando restricciones al problema, como la no traslación y no rotación el sólido, es posible obtener una matriz elástica reducida, de tamaño 6×6 como se muestra en la ec. 9. La notación utilizada se llama *notación reducida de ingeniería* y vincula las tensiones mecánicas σ_i con las deformaciones por unidad de longitud ϵ_j mediante las *constantes de Christoffel* c_{ij} [48] [11].

En esta notación reducida, σ_i con $i = 1, 2, 3$ representa las tensiones mecánicas de compresión en las tres direcciones principales de un sistema cartesiano x, y, z y σ_i con $i = 4, 5, 6$ representa las tensiones mecánicas de corte en x, y, z . Asimismo, ϵ_j con $j = 1, 2, 3$ representa las deformaciones longitudinales por unidad de longitud en x, y, z y ϵ_j con $j = 4, 5, 6$ representa las deformaciones transversales por unidad de longitud en x, y, z .

$$\begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \\ \sigma_5 \\ \sigma_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & c_{15} & c_{16} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} & c_{25} & c_{26} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} & c_{35} & c_{36} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} & c_{45} & c_{46} \\ c_{51} & c_{52} & c_{53} & c_{54} & c_{55} & c_{56} \\ c_{61} & c_{62} & c_{63} & c_{64} & c_{65} & c_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \epsilon_3 \\ \epsilon_4 \\ \epsilon_5 \\ \epsilon_6 \end{bmatrix} \quad (9)$$

En el caso de mayor anisotropía, de las 36 constantes elásticas 21 son independientes, pero cuando hay total isotropía, se reducen a únicamente dos independientes, como se muestra en la ec. 10, donde $c_{12} = c_{11} - 2c_{44}$.

$$\begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \\ \sigma_5 \\ \sigma_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{12} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{12} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{12} & c_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \epsilon_3 \\ \epsilon_4 \\ \epsilon_5 \\ \epsilon_6 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Para sólidos isotrópicos, el cálculo de las constantes elásticas es inmediato a partir de las velocidades de propagación de ondas longitudinales v_l y transversales v_t , puesto que las dos constantes independientes de la matriz están unívocamente asociadas a las velocidades, como se muestra en las ec. 11.

$$v_l = \sqrt{\frac{c_{11}}{\rho}} \quad (11a)$$

$$v_t = \sqrt{\frac{c_{44}}{\rho}} \quad (11b)$$

2.2. Características de la propagación de ondas

2.2.1. Atenuación y absorción

En esta sección describo el fenómeno de atenuación [31, cap. 8], que implica una disminución en la energía de la onda a medida que se propaga en el medio. Esta se ve reflejada en la ecuación de onda (ec. 1a) mediante la aparición de derivadas primeras. La atenuación en una onda puede deberse a los siguientes fenómenos:

- Reflexión en una interfaz: parte de la energía de la onda se transfiere a un segundo medio y otra parte quede atrapada en el medio inicial, dividiendo la energía de la onda de forma que llega menos al receptor.
- Multidifusión (o *scattering*): varios difusores de tamaño del orden de la longitud de la onda hacen que una porción de la energía se reparta en diversas direcciones.
- Absorción

Absorción

En todo sistema real, se disipa energía en forma de calor debido al rozamiento de las partículas, lo que se denomina *absorción*. La absorción debida a la viscosidad del medio se debe a las colisiones moleculares de regiones del fluido que tienen distinta velocidad, convirtiendo la energía acústica en energía térmica. También existe el fenómeno de absorción debida a la conductividad térmica del medio, que suele ser insignificante para líquidos no metálicos en comparación con la debida a la viscosidad.

La atenuación debida a la absorción comúnmente se denota mediante el símbolo α . En este trabajo, denotaré con α la atenuación en general. La absorción y la atenuación se expresan en unidades como $\frac{Np}{m}$ o $\frac{dB}{cm}$, donde Np es la unidad adimensionada resultante de aplicar el logaritmo neperiano (\ln) a un cociente de amplitudes y dB corresponde a *decibeles*.

La pérdida de energía aumenta con la frecuencia, siendo muchas veces una relación cuadrática. En señales de banda ancha, habrá deformación de la onda propagada debida a que las componentes frecuenciales son afectadas de distinta manera. En particular, si se aplica US sobre un medio cambiante, se observará una variación en la forma de la onda debido a los cambios en la relación $\alpha(f)$.

Los coeficientes de absorción se dan como α/f^2 , especificando temperatura y presión.

Atenuación mediante electrónica

En el caso de utilización de electrónica para atenuar intencionalmente una señal recibida en la etapa de adquisición, es posible lograr que la atenuación sea razonablemente pareja en todo el espectro de la misma, obteniendo una señal de forma idéntica a la original, pero con menor amplitud.

El decibel

La amplitud de una onda acústica tiene que variar considerablemente para que el cambio sea apreciable por el oído humano. El decibel [31, cap. 5] permite ganar intuición sobre esto, ya que re-escala la variación a una interpretable de forma lineal por el oído humano, correspondiente a una escala logarítmica en base 10. Por definición, se tiene que la ganancia en decibeles en la potencia de un circuito es la de la ec. 12a [15, cap. 2]. Cuando se desea considerar la ganancia en tensión o en corriente, la relación cuadrática con la potencia pasa a multiplicar por la aplicación del logaritmo, obteniendo las ecuaciones 12b y 12c.

$$G_{P\ dB} = 10 \log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) \quad (12a)$$

$$G_{V\ dB} = 20 \log\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) \quad (12b)$$

$$G_{I\ dB} = 20 \log\left(\frac{I_{out}}{I_{in}}\right) \quad (12c)$$

Obtención empírica del coeficiente de atenuación

La atenuación del US en fluidos puede ser medida de forma relativa a la misma en agua. Mediante una técnica de adquisición pulso-eco, puede determinarse la atenuación del US en diversos medios de interés, para el rango de frecuencia en el que trabaje el transductor utilizado. El medio de referencia es el agua destilada, de relación teórica de atenuación, $\alpha(f)$ se dispone [31, cap. 8] y para el cual se realiza la adquisición práctica de un eco.

Para calcular el coeficiente de atenuación, se modela la onda como plana con atenuación exponencial y sin difracción (ec. 13). Para simplificar el análisis, describo lo que ocurre con una

sinusoide, siendo que en el experimento que realicé, que describo en el capítulo 6, trabajo con un pulso que puede modelarse como una suma de sinusoides mediante el principio de superposición.

$$y(x, t) = A_0 e^{-\alpha(f)x} e^{j2\pi ft} \quad (13)$$

Considerando únicamente el término espacial del eco, queda la ec. 14, donde A_0 es la amplitud inicial, $\alpha(f)$ el coeficiente de atenuación para la frecuencia f , L el largo de la celda y $R_{liq, re}$ el coeficiente de reflexión entre el líquido (liq) y el plano reflector (re).

El cociente entre las amplitudes de la onda reflejada viajando a través del medio (me) y la que viaja a través del agua (ag), puede escribirse como en la ec. 15. C Esta ecuación puede aproximarse por la ec. 16 al suponer que la amplitud inicial y los coeficientes de reflexión son similares, ya que se utiliza el mismo sistema de adquisición, cambiando únicamente el medio de propagación.

$$y(x) = R_{liq, re} A_0 e^{-\alpha(f)2L} \quad (14)$$

$$\frac{y_{ag}}{y_{me}} = \frac{R_{ag, re} A_0 e^{-\alpha_{ag}(f)2L}}{R_{me, re} A_0 e^{-\alpha_{me}(f)2L}} \quad (15)$$

$$\frac{y_{ag}}{y_{me}} = e^{(\alpha_{me}(f) - \alpha_{ag}(f))2L} \quad (16)$$

El coeficiente de atenuación en $\frac{dB}{cm}$ puede obtenerse mediante manipulación algebraica (ec. 17).

$$\frac{20}{2L} \log\left(\frac{y_{ag}}{y_{me}}\right) = 20 \log(e) (\alpha_{me}(f) - \alpha_{ag}(f)) \quad (17)$$

Como el coeficiente en $\frac{dB}{cm}$ se relaciona con el coeficiente en cm^{-1} por el factor $20 \log(e)$, se llega a la ec. 18a donde la atenuaciones están en $\frac{dB}{cm}$. El coeficiente teórico de atenuación para el agua destilada está dado en $\frac{dB}{cm}$ por la ec. 18b, con f en MHz, donde se considera que la onda está siendo relevada en modo pulso-eco y que recorre un distancia $2L$, por lo que el resultado corresponde a la atenuación de la onda recibida con respecto a la emitida y se da *por centímetro de celda*.

$$\alpha_{me}(f) = \frac{20}{2L} \log\left(\frac{y_{ag}}{y_{me}}\right) + \alpha_{ag}(f) \quad (18a)$$

$$\alpha_{ag}(f) = 0,002 f^2 \quad (18b)$$

2.2.2. Difracción

La *difracción* para medios isotrópicos se presenta debido a que la onda emitida no es realmente plana, siendo un efecto independiente de la composición del medio, que depende del tamaño del emisor y la geometría en la que se propaga la onda. A medida que la onda avanza, se distribuye en un área o espacio cada vez mayor, como se muestra en la fig. 3.

En particular, al trabajar con transductores acústicos existe difracción debida al tamaño finito de su elemento activo, lo que hace que la respuesta a una señal de duración casi nula tenga una duración apreciable en comparación, debida a los diferentes tiempos de vuelo de la señal desde los distintos puntos del transductor. Es un problema que puede corregirse con un transductor

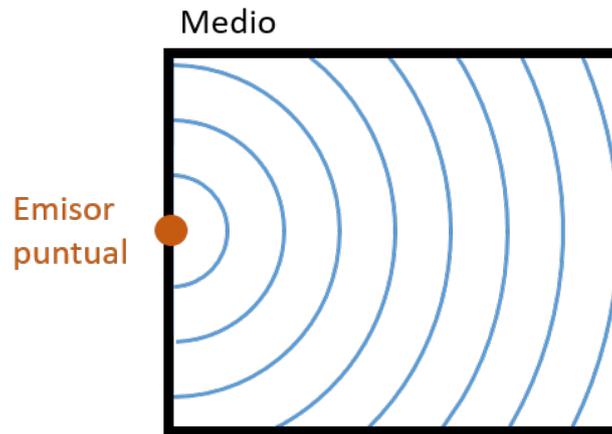


Figura 3: Difracción de un frente de onda.

focalizado, aunque en ese caso es crucial trabajar a la distancia focal, sino resultaría contraproducente.

Para tener en cuenta este fenómeno [31], se puede utilizar un factor de difracción, dependiente de la frecuencia.

2.2.3. Dispersión

La *dispersión* es el efecto de que ondas con diferente frecuencia viajen con diferente velocidad de fase [31, cap.3], que es la velocidad con la que avanza un punto dado de la forma de onda en su sentido de propagación. Por ejemplo, puede tomarse un pico de la onda y observar con qué velocidad de fase se traslada. Las componentes de mayor frecuencia viajan más velozmente que las de menor frecuencia, con la consecuencia de que las ondas multifrecuenciales se deformen, extendiéndose en su duración.

2.2.4. Impedancia acústica

La *impedancia acústica* Z es el cociente entre la *presión acústica* P_a (variación de presión con respecto a la presión de reposo del medio) y la velocidad de las partículas v_p , como se muestra en la ec. 19 [31, cap. 5].

$$Z = P_a / v_p \quad (19)$$

Para las ondas planas, se tiene el resultado de la ec. 20, dependiendo el signo del sentido de propagación y siendo su unidad $Pa \times \frac{s}{m} = rayl$, donde ρ es la densidad de masa del medio.

$$Z = \pm \rho c \quad (20)$$

2.3. Interfaz entre dos medios

Cuando una onda viaja a través de un medio y se encuentra con la interfaz a un medio con diferente Z , parte de ella se transferirá al segundo medio y otra parte se verá reflejada, de acuerdo con la ley de Snell [31, cap. 6], que relaciona los ángulos de las ondas incidente **I**, reflejada **R** y transmitida **T**, que se presenta en la ec. 21. En la ec. 22 se plantea cómo se relacionan las intensidades (potencia por unidad de área) de **I**, **R** y **T** para un ángulo de incidencia genérico. Es importante tener presente que los ángulos se miden con respecto a la normal al plano de incidencia y que c_I representa la velocidad de propagación de ondas en el medio de la onda incidente, que es el mismo medio de la onda reflejada y c_T en el medio de la onda transmitida. En la ec. 23 se da el resultado de las intensidades para el caso particular de incidencia normal.

$$\sin(\theta_I) = \sin(\theta_R) \quad (21a)$$

$$\sin(\theta_I)c_I = \sin(\theta_T)c_I \quad (21b)$$

$$\mathbf{R} = \frac{Z_T \cos(\theta_I) - Z_I \cos(\theta_T)}{Z_T \cos(\theta_I) + Z_I \cos(\theta_T)} \quad (22a)$$

$$\mathbf{T} = 1 + \mathbf{R} \quad (22b)$$

$$\mathbf{R} = \frac{Z_T - Z_I}{Z_T + Z_I} \quad (23a)$$

$$\mathbf{T} = \frac{2Z_T}{Z_T + Z_I} \quad (23b)$$

En el caso particular en que el primer medio líquido y el segundo sólido, **T** se descompondrá en una componente de compresión, $\mathbf{T}_{compresión}$ y en una componente de corte, \mathbf{T}_{corte} , debidas a la componente de **T** normal a la interfaz y a la componente paralela respectivamente. La fig. 4 permite comprender mejor estas relaciones, en particular cómo se miden los ángulos. Observar que las ondas de compresión tienen diferente velocidad que las ondas de corte y por lo tanto difiere su ángulo de transmisión.

Si una onda de corte incide sobre un medio no viscoso, solamente la componente perpendicular la interfaz de la onda transmitida sobrevive, ya que se convierte en onda de compresión.

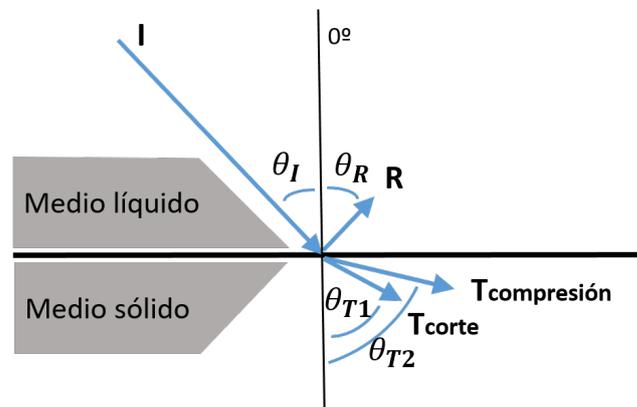


Figura 4: Elementos involucrados en la ley de Snell.

2.4. Conclusiones

Los conocimientos vistos en este capítulo deberían facilitar la lectura de la tesis para alguien no especializado en el tema. No se pretende hacer un estudio exhaustivo de la parte acústica.

En particular, el lector debería tener presente que la ecuación de onda vincula tiempo con posición y que cuando involucra únicamente derivadas pares no contempla atenuación. Debería comprender que existen distintos fenómenos que llevan a que la onda que llega al receptor tenga menor amplitud que la emitida, particularmente la difracción y la absorción. A su vez, la dispersión deforma las ondas multifrecuenciales, ya que las componentes de bajas frecuencias se trasladan más lento que las de altas frecuencias. Debe quedar claro el concepto de decibel.

Es importante también tener presente que la velocidad de propagación de ondas acústicas depende del medio y que existe un método para relevarla en muestras sólidas. A su vez este conocimiento permite predecir cómo será la deformación de dicho sólido al aplicarle presión en distintas direcciones. En particular, el medio no viscoso no soporta esfuerzos de corte, por lo tanto no propaga ondas transversales, pero sí soporta esfuerzos de compresión, por lo que propaga ondas longitudinales. Existen distintos tipos de medios sólidos, clasificables como isotrópicos y anisotrópicos, siendo que en los últimos existen direcciones privilegiadas para la transmisión de ondas.

Finalmente, el concepto de impedancia acústica de los medios permite conocer cómo será la transmisión y la reflexión de una onda que incide en la interfaz entre dos medios con un ángulo determinado.

3. Revisión de técnicas de procesamiento de señales

En este capítulo presento conceptos aplicables a la adquisición y procesamiento de señales. Comienzo por los más elementales, pasando luego a algunos avanzados, cuyas aplicaciones experimenté. También describo las principales aplicaciones de técnicas de US en la industria.

3.1. Técnicas Elementales

3.1.1. Transformada de Fourier

La Transformada de Fourier (FT) [15, cap. 2] [24, cap. 18] [12, cap. 2] es una herramienta matemática que permite cambiar el dominio de trabajo de *tiempo continuo*, t , a *frecuencia continua*, f . A lo largo de este trabajo, se supondrá que las señales con las que se trabaja cumplen las condiciones de transformabilidad. En la ec. 24a se define la FT y en la ec. 24b su inversa, la Antitransformada de Fourier (AFT), dónde \mathcal{G} denota la FT de la función g y f denota frecuencia.

$$\mathcal{G}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi ft} g(t) dt \quad (24a)$$

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi ft} \mathcal{G}(f) df \quad (24b)$$

La FT se puede escribir en coordenadas cartesianas (parte real y parte imaginaria), como en la ec. 25a o en polares (módulo y fase), como en la ec. 25b, siendo que guardan entre ellas la relación expresada en las ec. 26.

$$\mathcal{G}(f) = \mathcal{X}(f) + j\mathcal{Y}(f) \quad (25a)$$

$$\mathcal{G}(f) = |\mathcal{G}(f)| e^{j\theta(f)} \quad (25b)$$

$$|\mathcal{G}(f)| = \sqrt{\mathcal{X}^2(f) + \mathcal{Y}^2(f)} \quad (26a)$$

$$\theta(f) = \tan^{-1}\left(\frac{\mathcal{Y}(f)}{\mathcal{X}(f)}\right) \quad (26b)$$

De las propiedades de la FT, se destacan por su utilización en el desarrollo de la tesis las siguientes: simetría espectral para funciones reales (ec. 27a), linealidad (ec. 27b), retardo temporal (ec. 27c) y convolución (27d). En particular, la simetría espectral para funciones reales implica que, para una *señal real*, el módulo del espectro es simétrico con respecto a $f = 0Hz$ y la fase es antisimétrica con respecto a dicha frecuencia. Todas las señales que generan o reciben los transductores, son señales reales. La categoría complementaria está formada por las *señales complejas*, las cuales son herramientas útiles, pudiendo lograrse numéricamente en etapas de procesamiento mediante SW de cálculo numérico.

$$\mathcal{G}(-f) = \mathcal{G}^*(f) \quad (27a)$$

$$FT\{a_1 g_1(t) + a_2 g_2(t)\} = a_1 \mathcal{G}_1(f) + a_2 \mathcal{G}_2(f) \quad (27b)$$

$$FT\{g(t - \tau)\} = \mathcal{G}(f) e^{-j2\pi f\tau} \quad (27c)$$

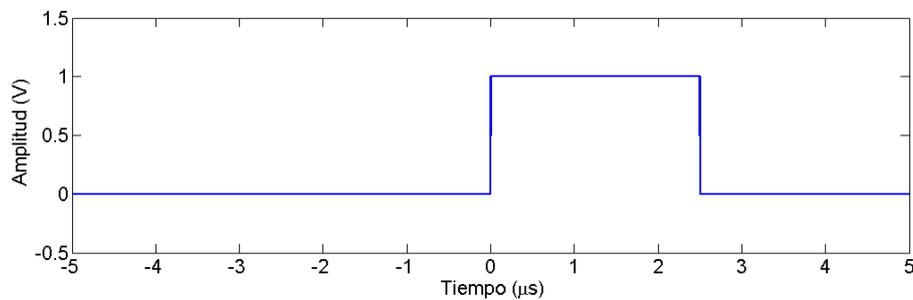
$$FT\{g_1(t) * g_2(t)\} = FT\left\{\int_{-\infty}^{\infty} g_1(\tau) g_2(t - \tau) d\tau\right\} = \mathcal{G}_1(f) \mathcal{G}_2(f) \quad (27d)$$

En la práctica, al trabajar con SW de cálculo numérico, no se utiliza la FT exactamente, sino la Transformada Rápida de Fourier (FFT) [39, cap.9], que es un algoritmo de cómputo veloz con el cual *MatLab* implementa la Transformada Discreta de Fourier (DFT) [39, cap.8] [15, p.94], en la que tanto el tiempo como la frecuencia son discretos. La DFT y su antitransformada se definen en las ec. 28.¹

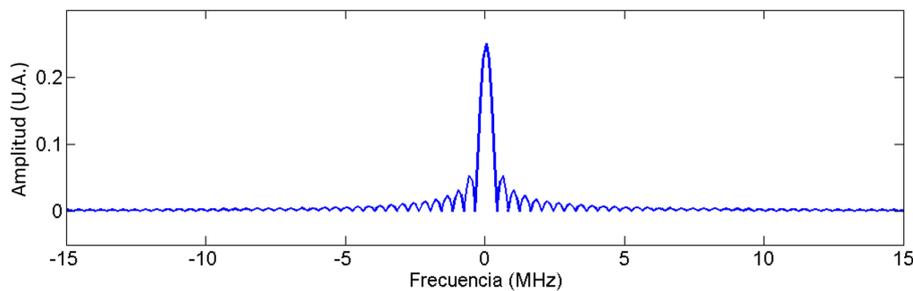
$$\mathcal{G}(n) = \sum_{k=1}^{k=N} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} g(k) \quad (28a)$$

$$g(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{n=N} e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \mathcal{G}(n) \quad (28b)$$

A modo de ejemplo, en la figura 5 se muestra un pulso y el módulo de su FT. Observar que la FT del pulso corresponde a un *sinc*. Es importante tener en cuenta que el *sinc* teórico es de soporte infinito, pero para poder ser representado en SW de cálculo numérico es necesario tomar una ventana frecuencial.



(a) Pulso en el tiempo.



(b) Módulo de la FT del pulso: $abs\{sinc\}$.

Figura 5: Ejemplo de FT: pulso.

¹ *MatLab* versión R2008b es el SW utilizado para adquisición y procesamiento de señales desde PC.

3.1.2. Funciones generalizadas y principio de superposición

En [15, cap. 2] se explica cuales son las señales físicamente realizables. Esencialmente, las mismas son de soporte acotado tanto en t como en f , continuas en t , con valores finitos y reales. Se utilizarán modelos matemáticos para las señales con las que se trabaja, que no cumplen con estas condiciones, pero sirven para obtener un cálculo aproximado de lo que ocurre con las señales verdaderas. A esos modelos, se les llama *funciones generalizadas*.

Las funciones generalizadas incorporan elementos como *el Impulso Unitario* $\delta(t)$, también llamado *Delta de Dirac* y el *Escalón Unitario* $u(t)$ o *Escalón de Heavyside*. Estas herramientas permiten modelar situaciones ideales de aplicación de una señal y evaluar cómo se comportará un sistema lineal ante cualquier otra señal, valiéndose del Principio de Superposición [12, cap. 3] [24, cap. 5], que permite analizar casos complejos sumando los resultados de casos simples.

El principio de superposición se aplica a sistemas lineales y dice que para la salida $y(t)$ de un sistema, que es función de la entrada al sistema de la ec. 29a, donde las a_k son constantes, se cumple la ec. 29b.

$$x(t) = \sum_k a_k x_k(t) \quad (29a)$$

$$y(t) = F\{x(t)\} = \sum_k a_k F\{x_k(t)\} \quad (29b)$$

El *Impulso* $\delta(t)$ se define tal que cumple la ec. 30a, donde $g(t)$ es cualquier función continua en $t = 0$. Al trasladar el punto de aplicación, se tiene la ec. 30b. El equivalente integral del impulso está dado por la ec. 31 e implica que la FT del impulso es la función constante unitaria. El signo \pm en esta ecuación implica la suposición de que $\delta(t)$ es una función par. Además, el impulso es la derivada del escalón unitario, definido en la ec. 32.

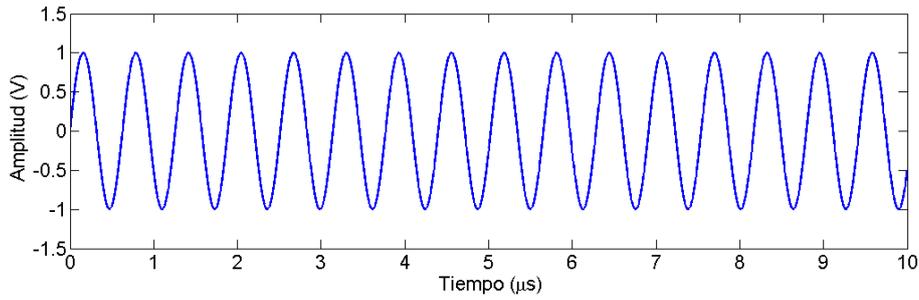
$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)\delta(t)dt = g(0) \quad (30a)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)\delta(t-t_0)dt = g(t_0) \quad (30b)$$

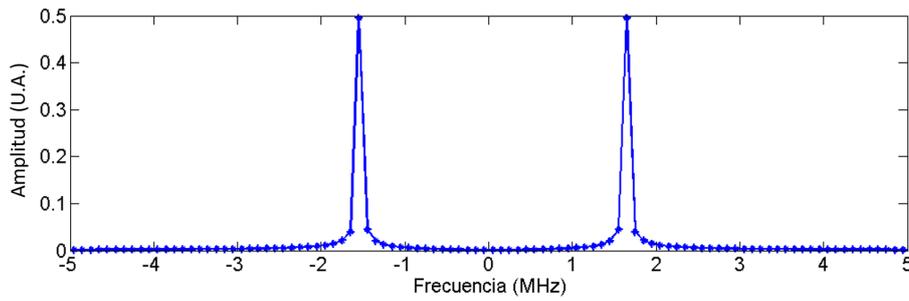
$$\delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j2\pi ty} dy \quad (31)$$

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (32)$$

En la figura 6 se muestra otro ejemplo de la FT: una senoide y el módulo de su FT. En este caso, el resultado tiende al resultado teórico, que consiste en dos *deltas* simétricas con respecto a $f = 0\text{Hz}$. Si bien lo que se ve en la fig. 6b es similar a unas *deltas*, está afectado por un lado por el muestreo y por otro lado por el hecho de que la senoide debería ser de soporte temporal infinito, pero está enventanada.



(a) Sinusoide en el tiempo.



(b) Módulo de la FT de la sinusoide: deltas.

Figura 6: Ejemplo de FT: pulso.

3.1.3. Muestreo

En este trabajo supongo que los muestreadores utilizados son ideales, por lo que la onda $x(t)$ muestreada a periodo T_s tiene la forma $x_\delta(t)$ que se presenta en la ec. 33a y el espectro de la ec. 33b [39, cap. 4].

La señal original puede ser reconstruida si se cumple el teorema de muestreo (ec. 34), donde a f_N se le llama *frecuencia de Nyquist* y corresponde al doble de la frecuencia más alta de la señal. Para una señal con componentes en bajas frecuencias, la componente más alta de la señal determina su *ancho de banda* B , que se define como el intervalo de frecuencias positivas donde la energía de las componentes es apreciable.

$$x_\delta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s)\delta(t - kT_s) \quad (33a)$$

$$X_\delta(f) = f_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j2\pi(f - kf_s)) \quad (33b)$$

$$\frac{1}{T_s} = f_s \geq f_N = 2B \quad (34)$$

A modo de ejemplo de lo que sucede al muestrear, en la figura 7a se presenta un $\text{sinc}(t) = \frac{\sin(t)}{t}$ y superpuestos los puntos en una ventana temporal que se tomarían al muestrear utilizando un *peine de Dirac* $g_D = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)$ como se muestra parcialmente en la figura 7b, que consiste de una serie de deltas con paso $T_s \approx 0,2\mu\text{s}$. El espectro del $\text{sinc}(t)$ se muestra en la figura 7c, donde se puede observar una caída de energía alrededor de $f = 0,5\text{MHz}$, por lo que $f_N \approx 1\text{MHz}$. Esto implica que el paso de muestreo T_s no puede ser mayor que $1\mu\text{s}$ para poder reconstruir la señal razonablemente, por lo que el T_s seleccionado es adecuado.

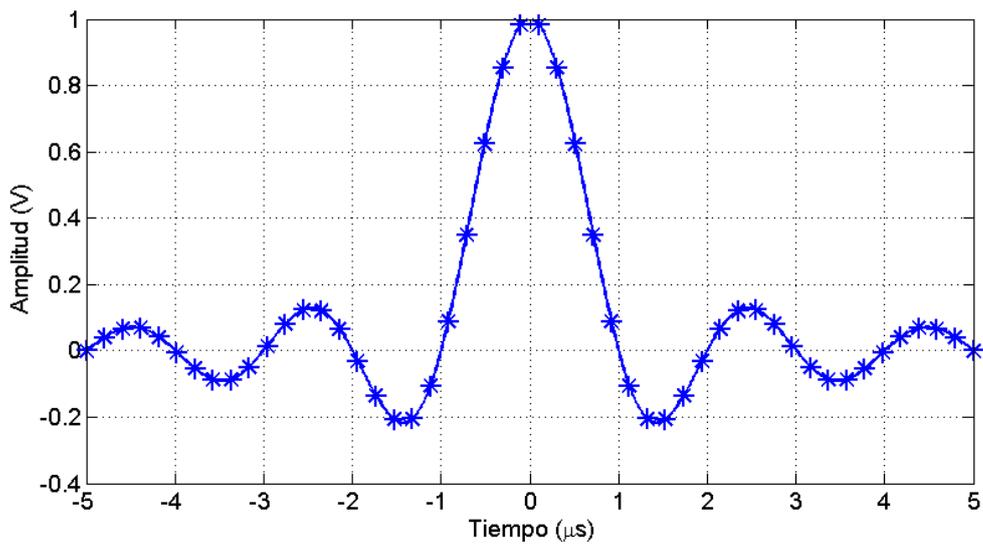
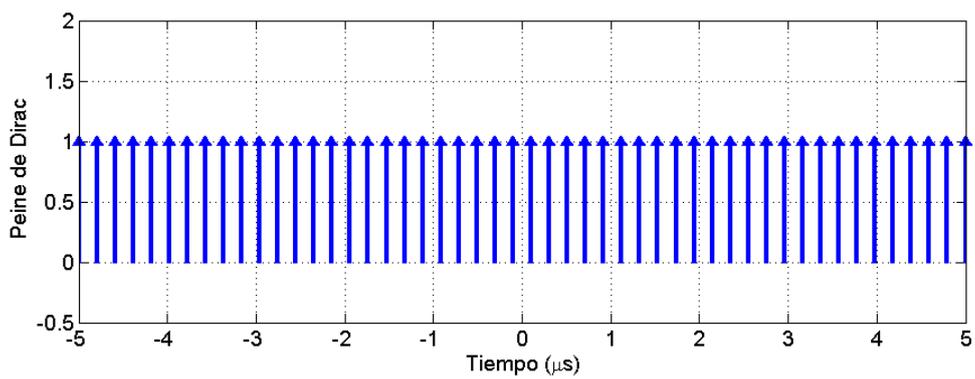
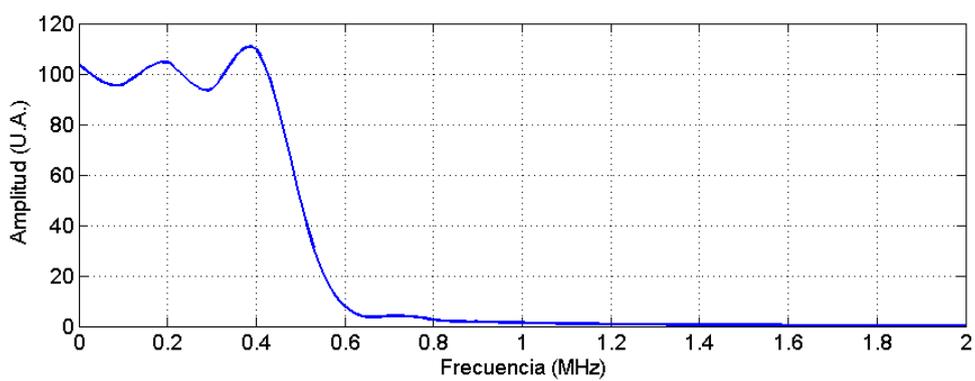
(a) *Sinc* continuo y puntos de muestreo.(b) Peine de dirac, $T_s \approx 0,2\mu s$.(c) Espectro del *sinc*: $B \approx 0,5MHz$, entonces $f_N \approx 1MHz$

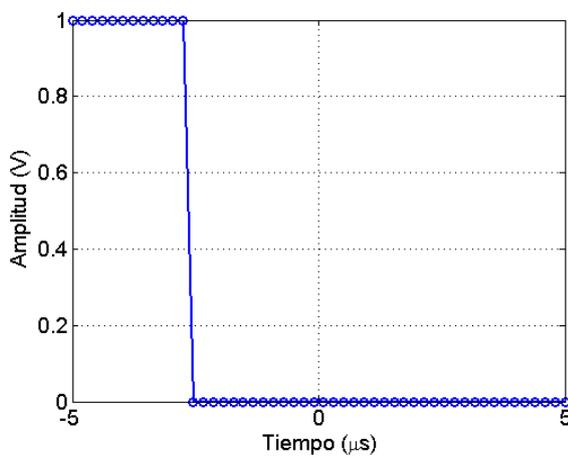
Figura 7: Ejemplo de muestreo de una señal.

El muestreo temporal guarda con el muestreo frecuencial las relaciones de las ec. 35, donde δt corresponde a la resolución temporal, Δt al ancho de la ventana de adquisición, δf la resolución frecuencial y Δf la máxima frecuencia representada en valor absoluto, cumpliéndose que $f_s = 2\Delta f$.

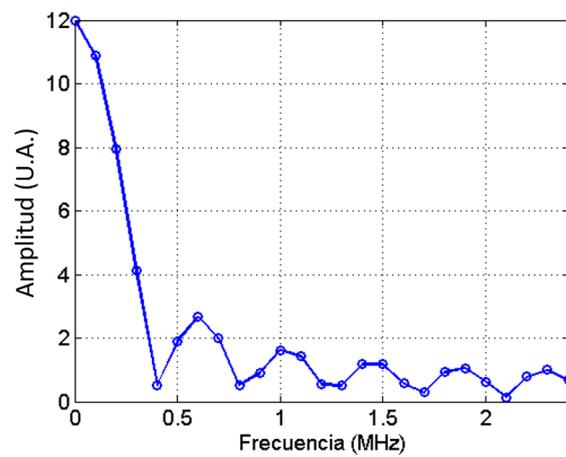
$$\delta t = \frac{1}{f_s} \quad (35a)$$

$$\delta f = \frac{1}{\Delta t} \quad (35b)$$

En las fig. 8 se presenta un ejemplo. En 8a se presenta un escalón adquirido con $\delta t \approx 0,2\mu s$ durante $\Delta t = 10\mu s$. En 8b aparece su espectro, donde $\delta f = 0,1MHz$ y $f_s = 2\Delta f = 4,8MHz$, lo que cumple las relaciones de las ec. 35.



(a) Pulso muestreado con $\delta t \approx 0,2\mu s$ durante $\Delta t = 10\mu s$.



(b) Espectro del pulso: $\delta f = 0,1MHz$, $\Delta f = 2,4MHz$

Figura 8: Ejemplo de muestreo de una señal.

3.1.4. Valor medio y varianza

El valor medio de una señal [25] es aquel en torno al que oscila la misma. En todos los ejemplos presentados en esta tesis, se miden señales de voltaje, que están vinculadas a la corriente por el sistema a través de las impedancias del mismo. El valor medio corresponde entonces al valor de *corriente continua* (DC por su nombre en inglés, *Direct Current*), mientras que las oscilaciones de la señal corresponden a la *corriente alterna* (AC por su nombre en inglés, *Alternating Current*).

Para las aplicaciones de los transductores acústicos, la componente DC de las señales que se adquieren no aporta información e incluso puede llevar a resultados engañosos. Cuando se quiere comparar la forma de dos señales o analizar su espectro en frecuencia, se retira el valor DC de las señales en cuestión. Es importante tener en cuenta que el valor de DC de las señales dependerá de la ventana de adquisición, concepto que explicaré más adelante en este capítulo. El valor de DC de la ventana adquirida puede no corresponder al valor de DC de la señal observada durante un tiempo más prolongado.

La sustracción del valor de DC de la señal puede hacerse durante la adquisición, utilizando filtros analógicos, como se explica en la sección 3.1.10, lo que permite amplificar la amplitud de

la señal evitando la saturación. Alternativamente, puede eliminarse en la etapa de procesamiento, restándole a la señal adquirida $g(n)$ su valor medio $\langle g(n) \rangle$ (ec. 36). En dicha ec. se considera que la señal es discreta, siendo $g(n)$ el muestreo de una señal continua en el tiempo $g(t)$ y N el total de muestras adquiridas.

$$\langle g(n) \rangle = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N g(n) \quad (36)$$

Para algunas señales, en particular cuando se trata de medidas de estabilidad, es de interés conocer cuánto se desvían las mismas del valor medio. Una de las herramientas estadísticas que pueden utilizarse para esto es la desviación estándar, que se presenta en la ec. 37.

$$\sigma_g = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (g(n) - \langle g(n) \rangle)^2}{N-1}} \quad (37)$$

3.1.5. Potencia y Energía

Las señales periódicas que tienen potencia promedio finita y positiva son llamadas señales *de potencia*, por ejemplo $\sin(t)$, mientras que las que no son periódicas y tienen energía finita y positiva, por ejemplo un pulso, se clasifican como *de energía*. En particular, cualquier señal real inentranada, al ser continua y limitada en el tiempo, es de energía [12, cap. 2] [39, cap. 2].

La energía de una señal se define como en la ec. 38a y puede ser calculada también en frecuencia mediante la ec. 38b. En particular, a $|\mathcal{G}(f)|^2$ se le llama *densidad espectral de energía*, ya que determina cómo se distribuye la energía en el dominio de la frecuencia. En el caso de las señales discretas y de largo finito N , se tienen las relaciones de las ec. 39.

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt \quad (38a)$$

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |\mathcal{G}(f)|^2 df \quad (38b)$$

$$E = \sum_{n=1}^N |g(n)|^2 \quad (39a)$$

$$E = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\mathcal{G}(n)|^2 \quad (39b)$$

La potencia de las señales periódicas se calcula en un periodo, mediante la ec. 40.

$$P = \langle |g(t)|^2 \rangle = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |g(t)|^2 dt \quad (40)$$

3.1.6. Sistemas

El concepto de *sistema* corresponde a un vínculo entre *entradas*, $x(t)$, y *salidas*, $y(t)$. Cuando las entradas y salidas son variaciones eléctricas, reciben el nombre de *señales*, las cuales pueden ser voltajes (tensiones eléctricas) o corrientes eléctricas. Las señales con las que trabajé fueron señales de voltaje.

Un sistema *lineal* [15, cap. 2] cumple la ec. 41, donde a $h(t)$ se le llama *respuesta al impulso* del sistema.

$$y(t) = [a_1 x_1(t) + a_2 x_2(t)] * h(t) = a_1 [x_1(t)] * h(t) + a_2 [x_2(t)] * h(t) \quad (41)$$

En particular, cualquier sistema lineal es representado por una respuesta al impulso, llamándosele *función de transferencia* $H(f)$ a la FT de la respuesta al impulso, como se muestra en la ec. 42, donde $X(f)$ e $Y(f)$ son las FT de las señales $x(t)$ e $y(t)$. La figura 9 muestra la representación clásica en bloques de un sistema lineal con una entrada y una salida, que puede hacerse equivalentemente en el dominio de la frecuencia.

$$H(f) = FT\{h(t)\} \quad (42a)$$

$$Y(f) = X(f)H(f) \quad (42b)$$

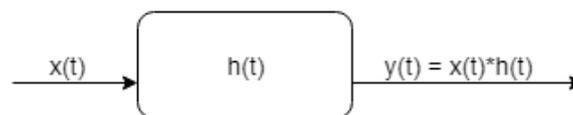


Figura 9: Representación temporal de un sistema lineal.

3.1.7. Diagrama de Bode

El diagrama de Bode [24, cap. 16] es una herramienta que permite visualizar el comportamiento en frecuencia de un sistema lineal ante cualquier entrada. Consiste de dos gráficas cuyo eje de abscisas contiene una escala logarítmica de frecuencias (usualmente angulares). En una se grafica el módulo de la transferencia $H_{dB} = 20 \log |H(j\omega)|$, o sea la ganancia del sistema en decibeles. En el otro diagrama se grafica la fase de la transferencia $ang\{H(j\omega)\}$, en grados o radianes, que representa el desfase de la salida con respecto a la entrada.

Es común realizar un diagrama de Bode *asintótico* mediante un análisis rápido de los datos. En este caso, el diagrama no representa con exactitud el comportamiento del sistema, pero da una buena idea de cómo será el mismo. Incluso en este caso, es importante analizar qué ocurre exactamente en las frecuencias notables, ya que podrían darse fenómenos que impliquen divergencias o discontinuidades. En esos puntos no conviene guiarse por el diagrama asintótico, que suele ser suave.

Es posible realizar este diagrama tanto a partir del modelo teórico de un sistema, que lleva a su transferencias, como a partir de datos experimentales, relevando la transferencia de un sistema como se explica en la sección 4.4.2. En particular, si el caso es el segundo, una vez obtenido el diagrama es posible modelar la transferencia del sistema mediante ajuste de los datos.

3.1.8. Relación Señal a Ruido

Cuando se adquiere una onda, la misma está compuesta por la superposición de una componente aleatoria de ruido y la componente determinística de la señal en sí. La relación señal a ruido [15, cap. 2] es el cociente entre la potencia de la señal y la del ruido. Suele definirse en decibeles (ec. 43), siendo deseable que su valor sea alto.

En la práctica, no es evidente qué componentes de una onda corresponden a señal y cuáles a ruido. Hay fuentes intrínsecas de ruido, como por ejemplo el *ruido térmico*, presente en cualquier señal que se adquiera en la práctica. Una forma de minimizar los efectos del ruido térmico, cuando es posible, es promediar.

$$(SNR)_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \right) \quad (43)$$

3.1.9. Promediado

El promediado es una herramienta que permite mejorar la relación señal a ruido, ya que parte del ruido se cancela debido a su aleatoriedad. Existen dos tipos de promediado: por señales completas o por puntos consecutivos. Si bien ambos son sencillos de computar en *MatLab*, el osciloscopio digital tiene la capacidad de hacerlo internamente [29], con gran ventaja en cuanto a tiempo de adquisición que si esto se realizara en el PC. A continuación se describen ambos casos.

- En el promediado de señales completas (modo AVG, “*average*”, en el osciloscopio digital), el osciloscopio adquiere señales que almacena en una memoria para luego promediarlas punto a punto. Como contrapartida, al aumentar el número de promedios aumenta el tiempo necesario para la adquisición de una señal promediada. Más allá de las restricciones temporales que se tenga en el problema, sólo tiene sentido realizar este tipo de promedios si la señal puede considerarse invariante en el tiempo durante el periodo de adquisición del total de señales a promediar. En la práctica, todas las señales reales son variantes en el tiempo, principalmente debido a cambios en el medio, como puede ser la temperatura, por lo que se debe formar un criterio para seleccionar el número de promedios.
- En el promediado de puntos consecutivos (modo HRES, “*high resolution*”, en el osciloscopio digital), el osciloscopio adquiere una única señal con una frecuencia de adquisición suficientemente alta y promedia paquetes de N puntos consecutivos para generar un punto *representante* por paquete para formar la señal que devuelve. Para esto, la relación de la frecuencia de muestreo f_s de la tarjeta adquisidora con el ancho de banda B de la señal medida debe ser $B \times N \ll f_s$. Se trabaja sobre la hipótesis no del todo cierta de que la diferencia entre los puntos de un mismo paquete se debe únicamente al ruido y no es un cambio real en la señal que se desea medir. Esta función permite promediar señales que ocurren una única vez.

3.1.10. Filtros

Para comprender los filtros digitales, primero es necesario saber cómo funcionan los analógicos [24, cap. 16] [12, cap. 3]. En esta tesis tengo en cuenta tres tipos de filtro: pasa-bajos (LPF), pasa-altos (HPF) y pasa-banda (BPF), que se logra con la utilización simultánea de los otros dos, como se muestra en la figura 10. Se puede pensar en los filtros como cajas negras con una transferencia $H(j\omega)$. Se deben diseñar las siguientes características de los mismos:

- **Ganancia** $|H(j\omega)|$: Cómo varía la amplitud, en particular en la banda de frecuencias que el filtro permite pasar (*banda pasante*). Suele medirse en dB.
- **Frecuencia de corte** f_c : Dada por las raíces de la transferencia, determina qué frecuencias sobreviven al filtro. Es aquella frecuencia para la cual la ganancia cae $3dB$ con respecto a la de la *banda pasante*, lo que implica que la amplitud de la señal se reduce a la mitad. Los filtros pasabanda tienen dos frecuencias de corte.
- **Orden**: Determina qué tan abrupta es la caída en ganancia, usualmente medida en $\frac{dB}{dec}$ (*decibels por década*), más allá de f_c . Está dado por la cantidad de veces que se repiten las raíces de la transferencia. La caída es de $\pm k20 \frac{dB}{dec}$, donde $k \in \mathbb{N}$ es el orden de la raíz.

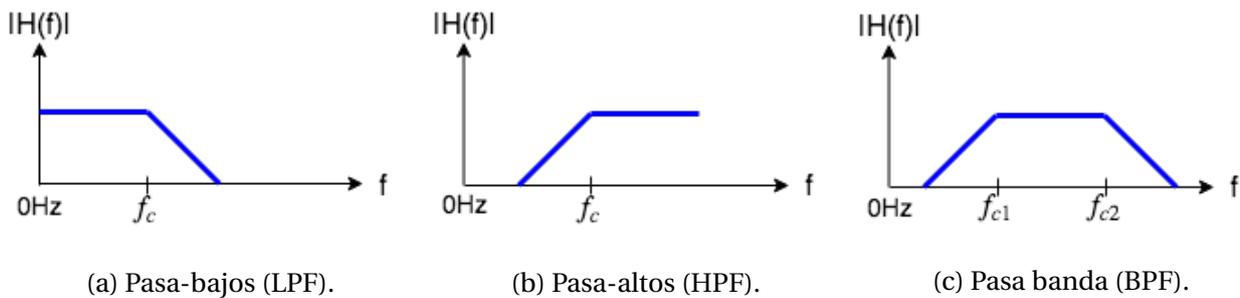


Figura 10: Representaciones asintóticas de los tipos de filtro considerados en la tesis. Se indican las frecuencias de corte f_c .

Para que un filtro de primer orden no deforme la señal que se desea observar, el polo debe estar fuera de la banda de frecuencias de interés, distando por lo menos una década de los bordes. Al aumentar el orden, el mismo puede acercarse asintóticamente a la banda de interés, pero esto debe hacerse con cuidado, ya que complejiza el sistema e introduce otras no idealidades.

De manera digital se pueden implementar diversos filtros con características particulares. Los mismos permiten trabajar con las frecuencias interés de una señal adquirida con filtros analógicos poco restrictivos, pudiendo así eliminar señales de distintas fuentes que se superponen en el tiempo, valor de DC o ruido [39, cap.7]. De los distintos tipos de filtros digitales existentes, utilicé en este trabajo principalmente el de *Butterworth* de orden 4, cuyo espectro de muestra en la fig. 11 para distintos órdenes, que logra una buena relación entre la respuesta en banda pasante y la velocidad de caída fuera de la misma.

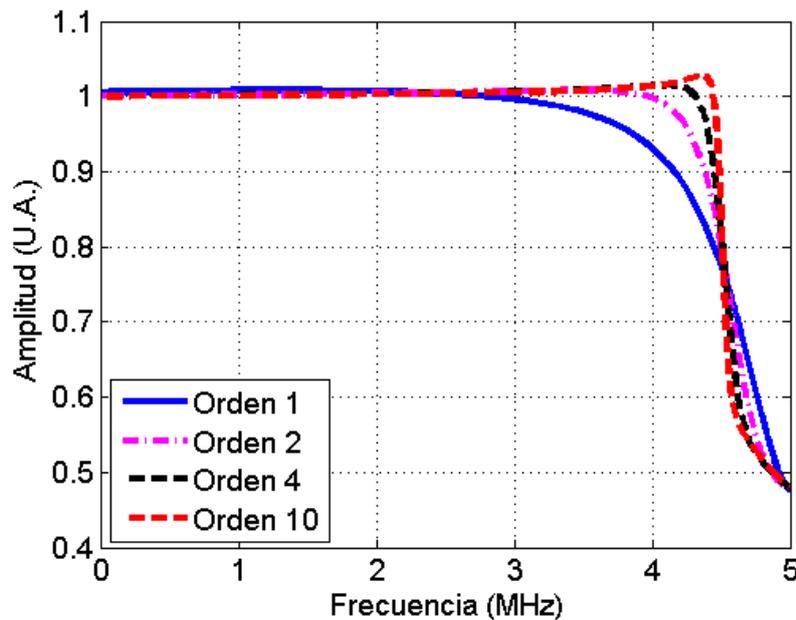


Figura 11: Espectro del filtro de Butterworth para distintos órdenes. En particular, el de orden 1 no presenta sobretiro en la frecuencia de corte, pero altera ligeramente la amplitud en banda pasante y tiene una caída muy lenta. Esta condición se invierte al aumentar el orden.

3.1.11. Enventanado en el tiempo

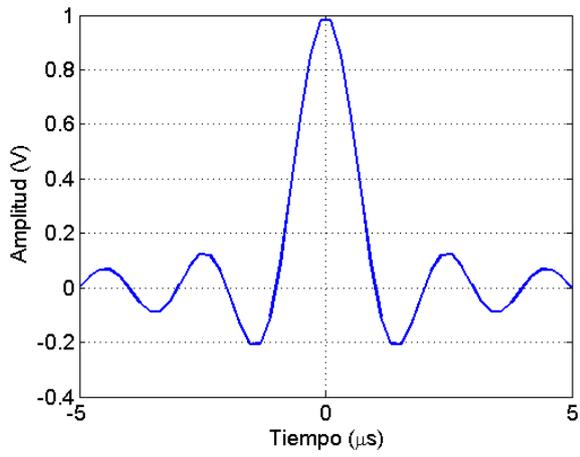
El enventanado en el tiempo [15, cap. 2] [39, cap. 7] permite seleccionar únicamente el espacio temporal de interés de la señal con la que se trabaja. Tiene efectos en el dominio de la frecuencia, por lo que la elección de la ventana debe hacerse cuidadosamente.

Todas las señales que pueden adquirirse en la realidad están enventanadas en el tiempo, ya que es imposible realizar una adquisición infinita.

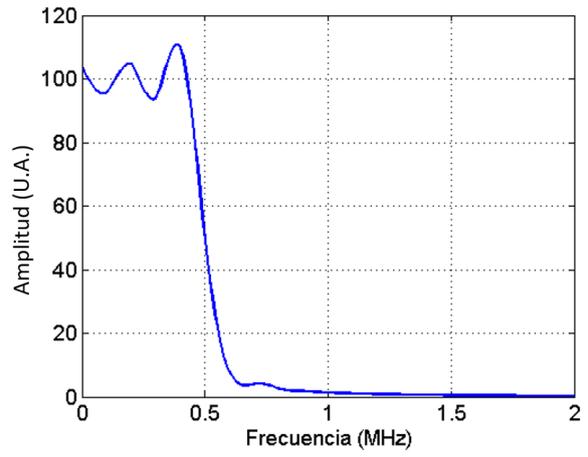
Existen diversos tipos de ventanas que permiten obtener señales con distintas características temporales y frecuenciales. En este trabajo utilicé la ventana *rectangular* y la de *Hanning*. La rectangular es la más básica, pues cualquier adquisición que se realice está a priori enventanada con una de duración τ_w ; la Hanning permite llevar a cero los extremos de las señales. En la fig. 12 se puede apreciar un *sinc(t)* enventanado con una ventana rectangular de ancho $\tau_w = 10\mu s$, así como la ventana de Hanning adecuada para este *sinc(t)* aprovechando toda la duración de la señal obtenida y el resultado de enventanar el *sinc(t)* con esta ventana.

3.1.12. Interpolación

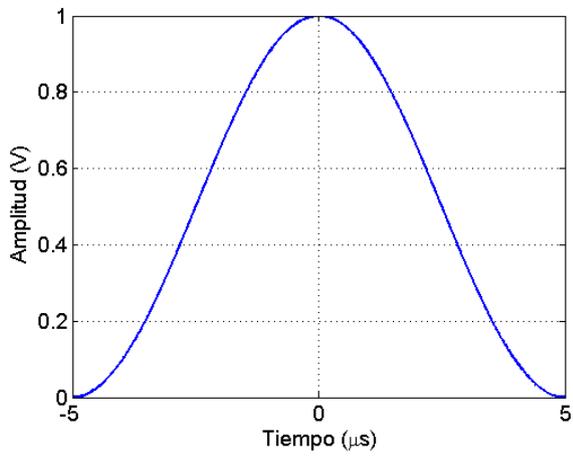
Interpolación consiste en predecir valores de los que no se adquirió una muestra. La forma más simple de interpolar es hacerlo de forma lineal: unir con rectas puntos consecutivos. Esto puede hacerse tanto para la información temporal como para la frecuencial. Otras interpolaciones más suaves brindan información que se asemeja más a la realidad. En particular, la función *interp* de *MatLab* implementa la interpolación *de paso bajo*. Siempre que se realice una interpolación, se están tomando hipótesis sobre la señal.



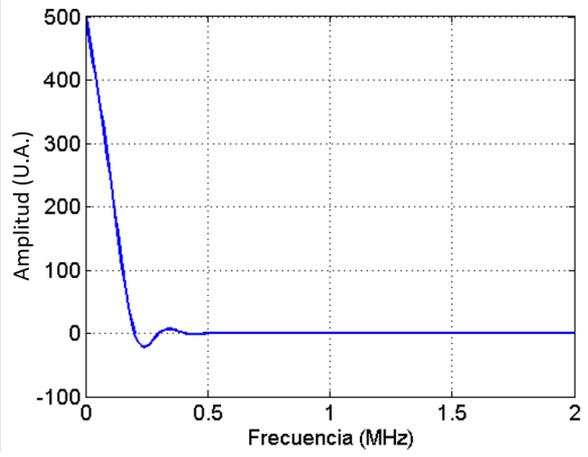
(a) $\text{sinc}(t)$ en el tiempo, $\tau_w = 10\mu\text{s}$.



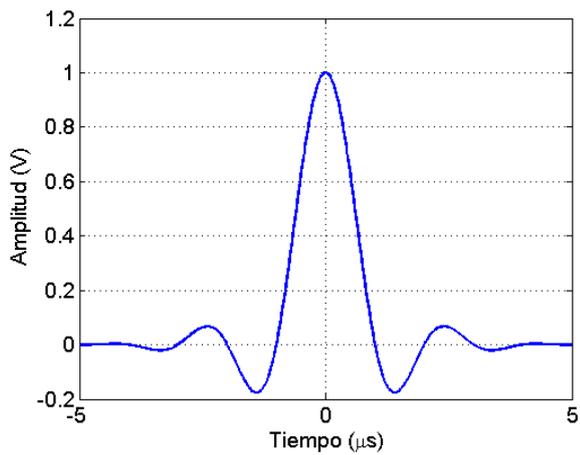
(b) Espectro de $\text{sinc}(t)$.



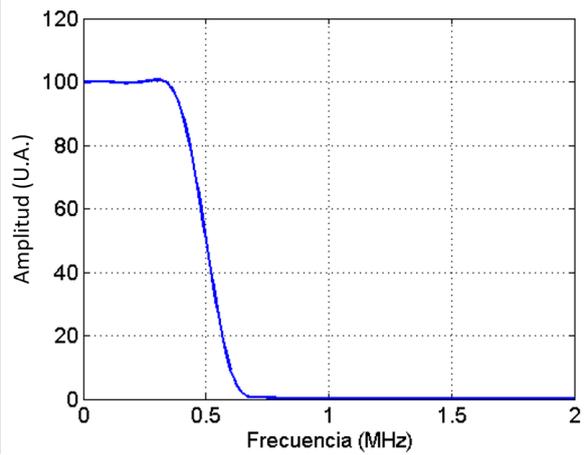
(c) Ventana de Hanning en el tiempo, $\tau_w = 10\mu\text{s}$.



(d) Espectro de la ventana de Hanning.



(e) $\text{sinc}(t)$ enventanado con ventana de Hanning, $\tau_w = 10\mu\text{s}$ para ambos, en el tiempo.



(f) Espectro de $\text{sinc}(t)$ enventanado con ventana de Hanning.

Figura 12: Ejemplo de enventanado, resultados en el tiempo y en el espectro.

– **En el tiempo** [39, cap. 4]

Cuando se desea mejorar la resolución temporal δt , es necesario hacer suposiciones que permitan aumentar ficticiamente la frecuencia de muestreo. Por ejemplo, es deseable reducir δt para hallar el máximo de una señal, ya que usualmente ocurre entre muestras.

Trabajando sobre la hipótesis de que el espectro de la señal es nulo para $k \times \Delta f$ frecuencias inmediatamente mayores que Δf , es posible agregar k muestras entre adquisiciones temporales, obteniendo un paso temporal menor que el original, $\delta t^{int} = \frac{\delta t}{k+1}$, donde se cumplen las relaciones de la ec. 44b. Es necesario que se siga cumpliendo el Teorema de Muestreo (ec. 34) para la nueva frecuencia de muestreo f_s^{int} obtenida.

$$\delta t = t(n+1) - t(n) = \frac{1}{f_s} \quad (44a)$$

$$\delta t^{int} = t^{int}(n+1) - t^{int}(n) = \frac{1}{f_s^{int}} \quad (44b)$$

– **En frecuencia**

Otras veces, es de interés mejorar la resolución en frecuencia, δf . Por ejemplo, podría ser deseable conocer cuál es la frecuencia que concentra mayor energía.

En este caso, si la señal no es periódica se tiene como requisito que tenga información nula más allá del final de la ventana adquirida, τ_w , por un tiempo $k \times \tau_w$, siendo k la cantidad de puntos en frecuencia que se desee agregar entre puntos medidos, obteniendo una resolución frecuencial $\delta f^{int} = \frac{\delta f}{k+1}$. Para algunas señales, este requisito no representa en sí mismo una limitante, pero la capacidad de cómputo y almacenamiento requerida para las señales interpoladas sí la representa.

En el caso de señales periódicas, la forma de interpolar es tomar más periodos completos de observación.

3.1.13. Correlación

La técnica de Correlación Cruzada permite evaluar la similitud entre señales. En [15, cap. 6] se presenta la definición (ec. 45) y algunas propiedades útiles. En particular, se tiene el cálculo de la correlación en frecuencias, de la ec. 46. En el capítulo 5 estudio dos aplicaciones de esta técnica.

$$C_{y_1, y_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} y_1(t) y_2(\tau + t) dt \quad (45)$$

$$C_{y_1, y_2}(\tau) = AFT\{Y_1(f) Y_2^*(f)\} \quad (46)$$

El máximo de $C_{y_1, y_2}(\tau)$ se da para el τ que maximiza la superposición entre las señales. Si se correlaciona una misma señal y_1 con señales de igual energía entre sí, el resultado $C_{y_1, y_k}(\tau)$ con mayor amplitud indica que la señal y_k es la que tiene forma más similar a y_1 . También será el resultado más simétrico.

3.2. Transformada de Hilbert y Función Analítica

La *Transformada de Hilbert* (HT) y la *Función Analítica* (AF) [20] [14] tienen importantes aplicaciones en el análisis de señales. En esta sección menciono aquellas que atañen al desarrollo de la tesis. Algunos aspectos de interés para el procesamiento de señales acústicas pero que no son directamente utilizados en los experimentos de la tesis, se presentan en el apéndice A.3.

3.2.1. Definición e interpretación física de la transformada de Hilbert

La HT está definida mediante la integral de la ec. 47, que mapea elementos de \mathbb{R} en el mismo eje y elementos de \mathbb{C} en el mismo plano.

$$\mathcal{H}\{x(t)\} = \tilde{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (47)$$

Es posible reescribir la ec. 47 como la convolución de la ec. 48. Físicamente, se interpreta como pasar la señal $x(t)$ por un filtro lineal en el que todas las amplitudes de los componentes espectrales se mantienen y las fases del espectro positivo se mueven $-\frac{\pi}{2}$ rad.

$$\tilde{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (48)$$

3.2.2. Propiedades básicas de la transformada de Hilbert

- La HT es un operador lineal, como se expresa matemáticamente en la ec. 49.
- De la interpretación física, es inmediato que, al aplicar la HT a $\tilde{x}(t)$, se obtiene como resultado $-x(t)$, que corresponde a un desfase de π rad. Entonces, al aplicar la HT a $x(t)$ una cantidad de veces múltiplo de 4, se recupera $x(t)$.
- La potencia (ec. 40) y la energía (ec. 38) se conservan al aplicar la HT.
- Al estar desfasadas $\frac{\pi}{2}$ rad, las señales $x(t)$ y $\tilde{x}(t)$ son ortogonales, lo que significa que cumplen la ec. 50.
- El operador de Hilbert se comporta ante la derivación como en la ec. 51.

$$\mathcal{H}\{a_1 x_1(t) + a_2 x_2(t)\} = a_1 \tilde{x}_1(t) + a_2 \tilde{x}_2(t) \quad \forall a_1, a_2 \in \mathbb{C} \quad (49)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \tilde{x}(t) dt = 0 \quad (50)$$

$$\mathcal{H}\left(\frac{\delta x(t)}{\delta t}\right) \approx \frac{\delta \mathcal{H}(x(t))}{\delta t} \quad (51)$$

3.2.3. Definición de función analítica

En procesamiento de señales, se le llama función analítica (AF) (o *señal analítica de Gabor*) a la función compleja $a(t)$ asociada a una función real $x(t)$, tal que el espectro de $a(t)$ coincide para frecuencias positivas con el de $x(t)$ y es nulo en las frecuencias negativas². Esto marca una importante diferencia frente a las señales reales que pueden medirse con transductores, cuyo

²No confundir con lo que en análisis de funciones se le llama función analítica, vinculada a la derivabilidad.

espectro es hermítico con respecto a $f = 0\text{Hz}$, lo que implica que el módulo es simétrico y la fase antisimétrica. Las señales reales corresponden solamente a la parte real de la AF asociada a ellas. La definición de AF se da en la ec. 52a, pudiéndose representar con fasores, como en ec. 52b. Se dice que la señal $x(t)$ está *en cuadratura* con su transformada de Hilbert $\tilde{x}(t)$, porque están desfasadas $\frac{\pi}{2}$ rad entre sí.

$$a(t) = x(t) + j\tilde{x}(t) \quad (52a)$$

$$a(t) = A_a(t)e^{j\Psi(t)} \quad (52b)$$

De la linealidad de la FT se deduce el resultado de la ec. 53, donde $\mathcal{A}(f)$ es el espectro de $a(t)$ y $X(f)$ es el espectro de $x(t)$.

$$\text{Re}\left\{\mathcal{A}(f)\right\} = X(f) \quad (53)$$

3.2.4. Envoltente

La HT permite eliminar oscilaciones rápidas para obtener la envoltente de una señal, siendo su cálculo casi directo de la definición de HT. Se puede ver en la ec. 54, dónde si $x(t) = A(t)\cos(\Psi(t))$, entonces $\tilde{x}(t) = A(t)\sin(\Psi(t))$. Esta propiedad la utilicé en el procesamiento de señales del experimento de focalización mediante inversión temporal que describo en el capítulo 8. En la figura 13, se muestra un ejemplo de aplicación.

$$A^2(t) = x^2(t) + \tilde{x}^2(t) \quad (54)$$

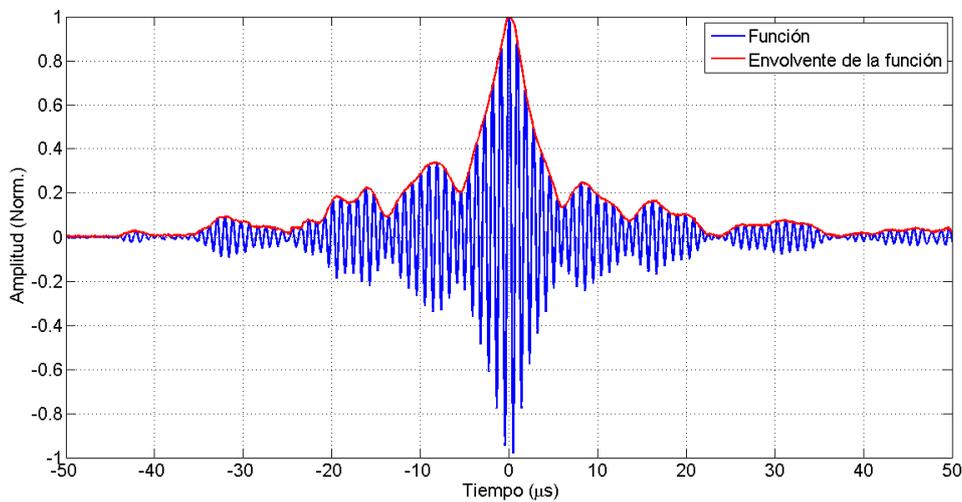


Figura 13: Ejemplo de aplicación de la transformada de Hilbert para cálculo numérico de la envoltente de una señal.

3.2.5. Transformador de Hilbert Real

El Transformador de Hilbert digital ideal en el que, si la entrada es como en la ec. 55a, entonces la salida es como en la ec. 55b, no es físicamente realizable. Existen dos métodos para obtener buenas aproximaciones al mismo, uno en el dominio del tiempo y el otro en el dominio de la frecuencia. Según el tipo de señal, es natural trabajar en un dominio u otro, siendo que los procesos no estacionarios suelen observarse en el tiempo y el dominio de la frecuencia interesa particularmente para observar la distribución de potencia en el espectro.

$$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega t + \phi_k) \quad (55a)$$

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos\left(k\omega t + \phi_k - \frac{\pi}{2}\right) \quad (55b)$$

– En el dominio del tiempo

Se sintetiza $\tilde{x}(t)$ a partir de $x(t)$ mediante un filtro.

Con técnicas de estimación lineal estándar se puede obtener el filtro digital de respuesta finita al impulso de un largo determinado que mejor aproxima al de Hilbert. Como desventaja, requiere un mayor orden que los de respuesta infinita para alcanzar un determinado nivel de atenuación en las frecuencias negativas. Además es pasabanda, por lo que no funciona ni cerca de 0 Hz ni de $\frac{f_s}{2}$. Como ventaja, provee una fase exactamente lineal y tiene una respuesta muy plana en la banda pasante.

– En el dominio de la frecuencia

Se obtiene a partir de la FT, utilizando el algoritmo de la ec. 56, donde $M(n) = 2$ si $n \in [1; \frac{N}{2}]$ y vale 0 si $n \in [\frac{N}{2} + 1; N]$, siendo N el número total de puntos de la señal discreta. Es el algoritmo más eficiente, siendo que los problemas que presenta son los asociados al cálculo de la FT, principalmente truncamiento. Puede ser necesario inventanar o utilizar zero-padding para evitar *ringing*. Es el algoritmo que implementa *MatLab* en la función *hilbert*.

$$a(t) = \mathcal{F}^{-1}\left\{M(n)\mathcal{F}\{x(t)\}\right\} \rightarrow \tilde{x}(t) = \text{Im}\{a(t)\} \quad (56)$$

3.2.6. Derivación numérica

La transformada de Hilbert permite realizar una buena aproximación a la derivada de una señal en los puntos lejanos a sus bordes. En particular, esta es una forma de implementar la derivada numérica en *MatLab*.

Para esto es importante tener en cuenta que la función *hilbert*($x(t)$) de *MatLab* no calcula la transformada de Hilbert en sí, sino la función analítica, por lo que según la ec. 52a, $\mathcal{F}\{\text{hilbert}(x(t))\} = \tilde{x}(t)$.

Recordando que la transformada de Hilbert es una rotación de $\frac{\pi}{2}$ rad, para funciones sinusoidales se obtiene el opuesto de la derivada: $\mathcal{H}(\text{sen}(t)) = -\text{cos}(t) = -\frac{\delta \text{sen}(t)}{\delta t}$.

Dado que las funciones $x(t)$ que se tienen en *MatLab* se pueden ver como la superposición de una cantidad finita de componentes espectrales, se puede obtener una buena aproximación de

la derivada de $x(t)$ mediante la ec. 57. Tener en cuenta que la aproximación numérica solamente en buena lejos de los bordes del vector $x(t)$, por lo que en la práctica es importante que la zona de interés que se desea derivar esté lejos de los bordes.

$$\frac{-\delta x(t)}{\delta t} = \mathcal{H}\{hilbert(x(t))\} \quad (57)$$

Esta propiedad se utiliza por ejemplo para derivar la correlación y hallar su máximo con precisión en el procesamiento de señales del experimento de monitoreo de coagulación de leche mediante correlación de señales, que se describe en la sección 5.2. En la fig. 14 muestro un ejemplo de este caso.

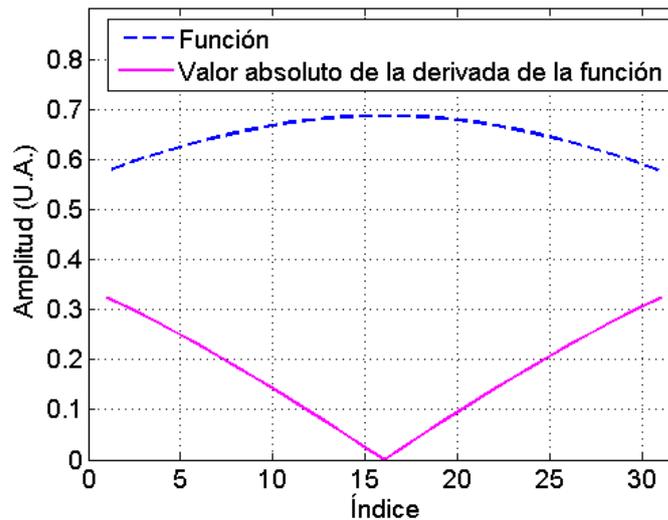


Figura 14: Ejemplo de aplicación de la transformada de Hilbert para cálculo numérico de la derivada de una función.

3.2.7. Distorsión en las características instantáneas

Las características instantáneas de la HT presentan una distorsión que se soluciona al pasar el transitorio inicial. En la amplitud, se manifiesta en que la señal resultante de aplicar la HT no es capaz de seguir cambios abruptos en la señal original. En la frecuencia instantánea, la salida presenta cambios abruptos ante algunas transiciones. Este es el motivo por el que, al aplicar la HT al procesamiento de señales, no se debe trabajar cerca de los bordes temporales de la señal.

La HT es muy afectada por el ruido: la SNR tiene que ser alta para que funcione bien. Asimismo, la Distorsión Total Armónica (THD), definida en la ec. 58 según las potencias de las distintas componentes de la señal, tiene que ser baja.

Aparece además un efecto indeseado, llamado Fenómeno de Gibbs, debido a que el último ciclo de la señal a transformar esté incompleto. Si se desea minimizar este efecto, se debe emparchar la señal o enventanarla llevando el final de la señal a cero suavemente.

$$THD = \frac{P_{freq. armónicos} + P_{ruido}}{P_{freq. fundamental}} \quad (58)$$

3.3. Inversión temporal

3.3.1. Principios básicos

El fundamento de la técnica de focalización por *inversión temporal* [22] [21] [42] (TR por su nombre en inglés, *Time Reversal*) se basa en las propiedades de invarianza en el tiempo, linealidad, determinismo y reciprocidad de un medio, no necesariamente homogéneo, en el que se propagan ondas acústicas sin pérdidas (ec. 1a), para focalizar energía en un punto espacial. En el área de procesamiento de señales se le conoce como *filtro apareado de inversión temporal para focalización*, pues parte del resultado clásico de *filtro apareado*: para maximizar la salida de un sistema lineal con respuesta al impulso $h(t)$, se coloca una entrada $h(-t)$. La focalización mediante TR es posible en la práctica utilizando ondas, dado que su propagación es lineal y un pequeño cambio en su condición inicial resulta en uno pequeño en la onda final; no se cumple para física de partículas, ya que una pequeña desviación en la condición inicial puede llevar a una interacción con el medio que altere totalmente el camino de la partícula.

El procedimiento en el caso más simple, con un punto de emisión **A** (entrada) y uno de recepción **B** (salida), es el siguiente:

- Inyectar un estímulo en **A**, lo más parecido posible a un impulso $\delta(t)$. Puede utilizarse una señal, $x(\mathbf{A}, t) = \text{sinc}(\omega t)$, cuyo espectro $X(f)$ es similar a un pulso (fig. 15).
- Adquirir la señal en **B**, $y(\mathbf{B}, t)$, durante un tiempo τ_w llamado *ventana de adquisición*. En la fig. 16a presento como ejemplo la señal adquirida utilizando un sistema físico que describo en el capítulo 8, cuyo espectro es $Y(f)$ (fig. 16c). Siendo $h_{\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2}$ la respuesta al impulso aplicado en el punto \mathbf{p}_1 y medida en el punto \mathbf{p}_2 , se tienen las relaciones de las ec. 59.

$$y(\mathbf{B}, t) = h_{\mathbf{A}, \mathbf{B}}(t) * x(\mathbf{A}, t) \quad (59a)$$

$$\approx h_{\mathbf{A}, \mathbf{B}}(t) * \delta(\mathbf{A}, t) \quad (59b)$$

$$\approx h_{\mathbf{A}, \mathbf{B}}(t) \quad (59c)$$

- Aplicarle TR a la señal $y(\mathbf{B}, t)$, obteniendo una señal que se comporta como si el tiempo corriera hacia atrás. Por motivos de causalidad, esta señal lleva un atraso de al menos τ_w . Se obtiene entonces una señal invertida $y^{inv}(\mathbf{B}, \tau_w - t)$ (fig. 16b). Si y es una solución de la ecuación de propagación de ondas (ec. 1a), entonces y^{inv} también lo es, ya que al tratarse de derivadas pares, el resultado no se ve afectado por el signo de t .
- Obtener una señal $y^{foc}(t)$, mediante la reinyección de y^{inv} en el sistema. Dado que el sistema es recíproco, $h(t)$ cumple las relaciones de la ec. 60. Entonces, los puntos de entrada y salida son intercambiables: si se aplica y^{inv} en **B**, se obtendrá y^{foc} en **A**, mientras que si se aplica y^{inv} en **A**, se obtendrá y^{foc} en **B**. En frecuencias, omitiendo las variables espaciales, el cálculo de $Y^{foc}(f)$ queda como en la ec. 61. La focalización por TR pone en fase todas las componentes de frecuencia de y^{inv} , en el mismo punto del espacio en el que se hace la emisión original del impulso y en tiempo $t = \tau_w$ luego de iniciada la reemisión.

$$y^{foc}(\mathbf{A}, t) = h_{\mathbf{B}, \mathbf{A}} * y^{inv}(\mathbf{B}, \tau_w - t) \quad (60a)$$

$$= h_{\mathbf{A}, \mathbf{B}} * y^{inv}(\mathbf{A}, \tau_w - t) \quad (60b)$$

$$= y^{foc}(\mathbf{B}, t) \quad (60c)$$

$$Y^{foc}(f) = H(f) Y^{inv*}(f) e^{j\tau_w} \quad (61)$$

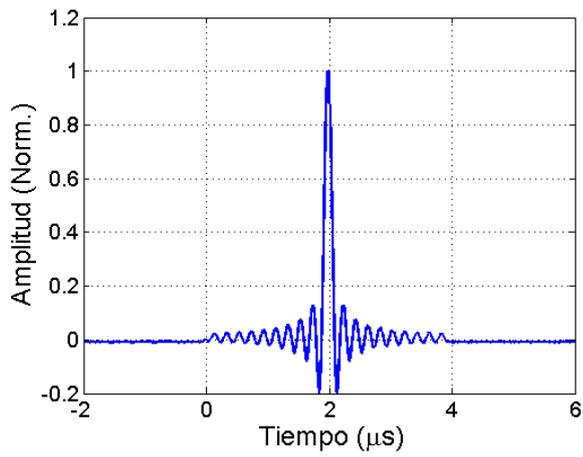
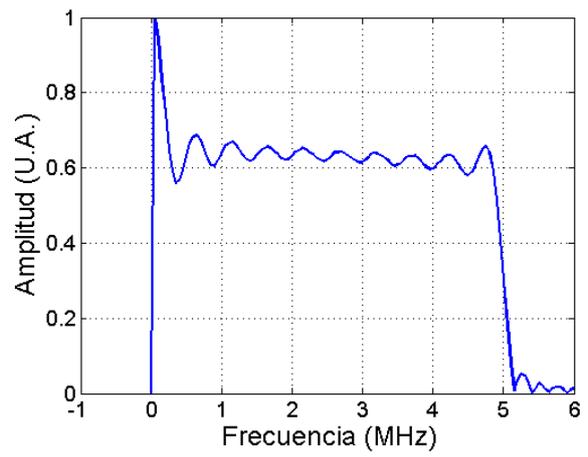
(a) *Sinc* inyectado en el sistema, $x(t)$.(b) Espectro del *sinc* inyectado en el sistema, $X(f)$.

Figura 15: Señal de entrada.

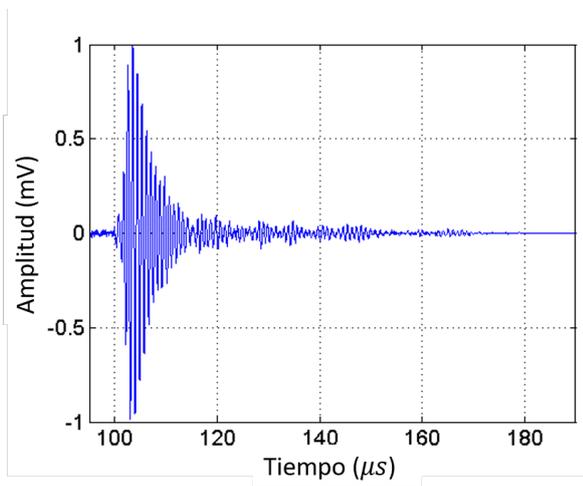
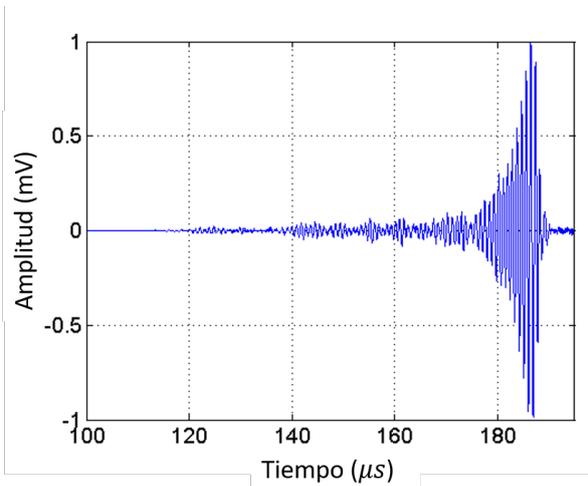
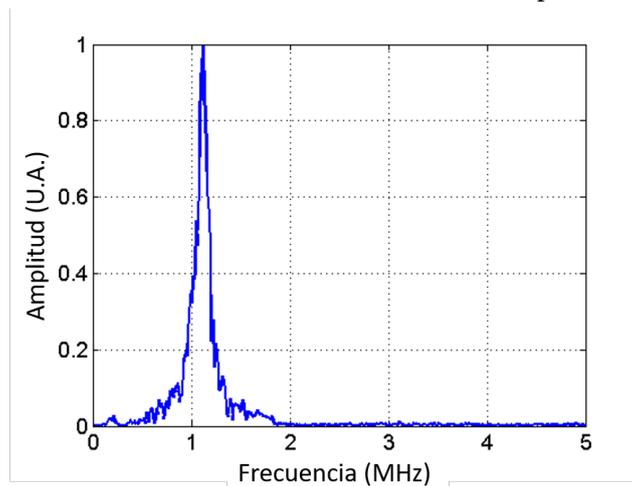
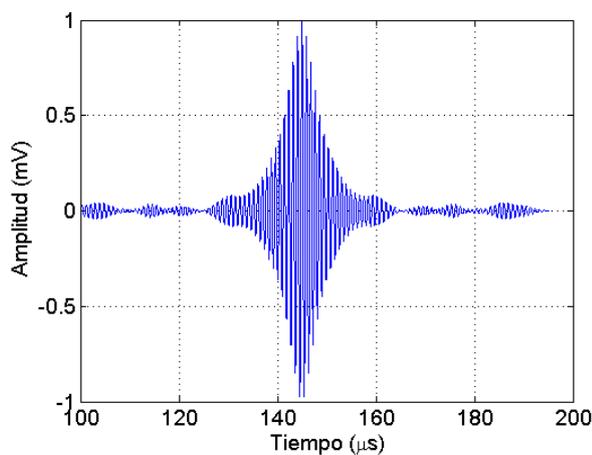
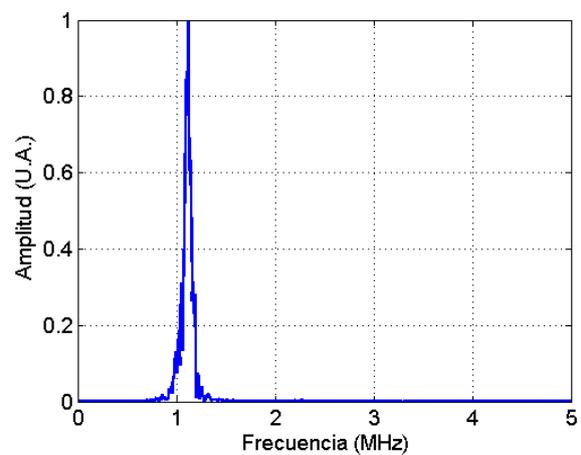
(a) Señal adquirida $y(t)$.(b) Inversión temporal de la señal adquirida, $y^{inv}(t)$.(c) Espectro de la señal adquirida, $Y(f)$.

Figura 16: Señales emitidas y adquiridas previas al experimento de inversión temporal.

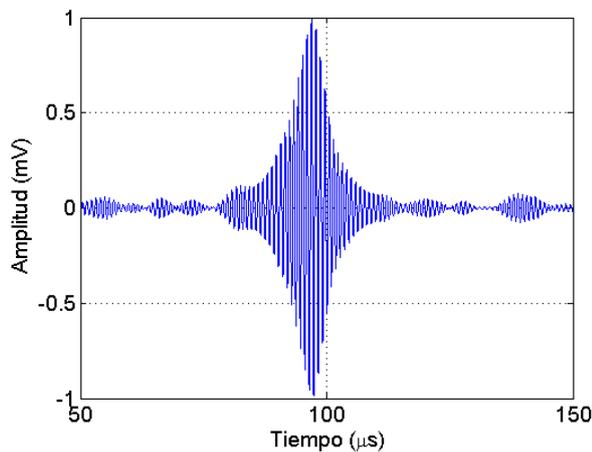
En la fig. 17 se muestran el resultado teórico y el práctico de focalización mediante TR, utilizando las señales de la fig. 16. Ambos resultados se presentan en tiempo y en frecuencia. La inversión teórica consiste en calcular numéricamente Y^{foc} suponiendo que $Y(f) = H(f)$ y volver al dominio del tiempo. En ellos, se puede observar un pico claro en la envolvente de la señal $y^{foc}(t)$. En la inversión teórica, como se considera que $h(t) = y(t)$, se obtiene una señal perfectamente simétrica. En la inversión práctica se puede ver una ligera desviación en cuanto a la simetría, pero aún así el resultado es similar al de la teórica. También son muy similares los espectros de las focalizaciones práctica y teórica, siendo este último levemente más suave, lo que es razonable debido a su simetría. El sistema se comporta como un filtro, solamente sobreviven aquellas frecuencias más cercanas a la central del transductor, en este caso 1MHz . El espectro de la focalización $Y^{foc}(f)$ es de menor ancho de banda que el de $Y^{inv}(f)$. Esto tiene sentido, ya que la señal está siendo filtrada dos veces, pero es indeseable: un transductor con una respuesta en frecuencia más plana lograría mejores resultados de focalización.



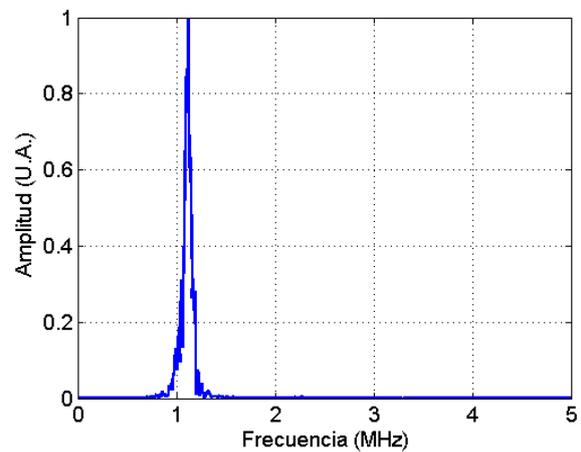
(a) Focalización teórica mediante TR.



(b) Espectro de la focalización teórica.



(c) Focalización práctica mediante TR.



(d) Espectro de la focalización práctica.

Figura 17: Experimento de inversión temporal: inversión práctica (inyectando $y^{inv}(t)$ en el sistema y adquiriendo $y^{foc}(t) = h(\tau - t) * h(t)$).

La focalización mediante inversión temporal tiene las siguientes limitaciones:

- No es posible focalizar en un punto. El volumen mínimo en el que se puede focalizar está limitado por la mínima longitud de onda utilizada.
- Aparecen puntos dispersos indeseados, debidos a la apertura angular del TRM visto desde el punto de focalización.
- Tanto la disposición espacial de los transductores como el muestreo temporal pueden introducir lóbulos indeseables en la señal. Estos pueden ser corregidos.

3.3.2. Variantes de la focalización mediante TR

En el ejemplo anterior, presenté la TR mediante un sistema con una entrada y una salida. Debido a la propiedad de linealidad, el sistema podría tener múltiples entradas y las salidas podrían relevarse en múltiples puntos. En esta sección describo algunas de las variantes.

Cavidad de inversión temporal

Para refocalizar sin perder información, en principio sería necesario grabar e invertir la presión de las ondas acústicas provocadas por un emisor en todo un volumen tridimensional, llamado *cavidad de inversión temporal* (TRC por su nombre en inglés, *Time-Reversal Cavity*) [21]. Luego se debería reemitir esa información desde todo el volumen, focalizando en el punto de origen. Esto no es realista en términos prácticos. Por el principio de Huygens [33], se tiene que basta con medir y reemitir en una superficie cerrada en torno al volumen de interés.

Espejo de inversión temporal

El TRC es difícil de implementar incluso aplicando el principio de Huygens. El *espejo de inversión temporal* (TRM por su nombre en inglés, *Time Reversal Mirror*) [22] [21] consiste en trabajar con un arreglo bidimensional o unidimensional de sensores.

TRM es capaz de compensar la distorsión causada por obstáculos aberrantes en cualquier posición entre el emisor y el punto de focalización. Esto le da ventaja sobre la *focalización por retraso* [21], que utiliza un arreglo de transductores a los que se puede hacer emitir a distintos tiempos y utiliza la correlación cruzada para estimar la diferencia de tiempo que le lleva a cada señal llegar al punto de focalización, para generar una ley de retardos. La focalización por retraso puede únicamente corregir los problemas debidos a obstáculos aberrantes finos y localizados cerca del emisor.

Cavidades caóticas con un único receptor

Una de las limitantes prácticas del TRM es el manejo de múltiples receptores que además permitan reemitir. Es posible reducir la cantidad de transductores necesarios para la TR a uno, obteniendo muy buenos resultados [22]. Un experimento exitoso consiste en utilizar un medio reverberante [6], como un trozo de silicio de paredes casi perfectamente reflectivas, creando una cavidad ergódica [18], lo que implica que todas las ondas emitidas por la fuente pasen eventualmente por el punto en el que se encuentra el transductor de recepción y reemisión. Experimentos realizados utilizando cavidades no ergódicas planas [18], en particular una rectangular y una circular con un corte pequeño, muestran la importancia de la ergodicidad para obtener buenos resultados.

Alternativamente, es posible utilizar un medio multidifusor para introducir caos, logrando también una notoria mejora en el foco. Este tipo de sistema se ha probado robusto ante ruido de

cuantización [22]. En el experimento que describo en el capítulo 8, utilizo un único emisor y un único receptor, con un medio multidifusor.

[42] estudia de forma teórica y experimental las propiedades de focalización espacial y temporal para este experimento, analizando también el determinismo en la respuesta del sistema. Aplica simulación numérica por elementos finitos para calcular los modos espaciales de vibración de una cavidad, ligados a las propiedades de la focalización espacial.

Los experimentos de este tipo pueden dividirse entre aquellos en los que se miden ondas que ya salieron de la cavidad y aquellos en los que se mide dentro de la cavidad y continuando la interacción de las ondas con la cavidad luego de medidas, pudiendo pasar varias veces por el punto en el que se encuentra el receptor [18]. La medida múltiple de una misma señal lleva a menor calidad en la señal invertida.

Experimento se Stokes

El experimento de Stokes [21] reconstruye la onda **I** que incide sobre una interfaz plana de dos medios con diferente Z , en sentido contrario al original. Para esto se reinyectan la onda transmitida **T** y la reflejada **R**, en el punto de incidencia, con la misma dirección y el sentido opuesto a los originales.

Calidad del foco

Una forma de analizar el aprovechamiento de la energía es comparar el nivel de energía en el pico de focalización con el de los lóbulos laterales [19]. Si se lograra una TR perfecta, toda la energía de la señal focalizada se encontraría en el foco, pero en la práctica, una buena focalización tiene 1/3 de la energía de la señal en el foco y el resto en los lóbulos laterales residuales. [18] hace un análisis estadístico para explicar la presencia de estos lóbulos, considerándolos ruido y asociándolos a que el reemisor envía las ondas en todas las direcciones posibles y no únicamente en la que recibió la señal $y(\mathbf{r}, t)$. Entonces, las ondas que toman la dirección correcta aportan a la focalización, mientras que las demás aportan al ruido. Realiza un cálculo detallado de la SNR y aplica hipótesis para modificar el resultado de forma tal que sea posible medirla experimentalmente, obteniendo concordancia con el resultado teórico.

A diferencia de lo que ocurriría en la focalización mediante TR ideal, en un experimento de focalización real la energía en el sistema no es absorbida fuera del mismo en el momento de la focalización, por lo que luego de la focalización las ondas divergen nuevamente. [18] prueba refocalizar con distintas ventanas de TR, observando que a medida que se aumenta τ_w mejora la calidad del foco, reduciéndose los lóbulos laterales. Existe un límite de mejora, en el que quedan presentes los *lóbulos laterales residuales*.

[42] estudia los factores que influyen en la focalización temporal y en la espacial. Concluye que para mejorar la focalización temporal sin alterar la física del sistema es necesario aumentar el número de frecuencias discretas utilizadas, lo que mejora la amplitud del foco, o aumentar el paso en frecuencia para lograr mayor ancho de banda y obtener un foco más estrecho. Realiza un barrido en torno al foco midiendo amplitud, concluyendo que la focalización espacial es de naturaleza diferente a la temporal, siendo la primera dependiente de cómo es la correlación temporal cruzada entre las diferentes posiciones en torno al punto focal. Analiza los posibles “errores de identificación”, para conocer cómo afecta a los resultados el que no se cumplan la linealidad, la invarianza en el tiempo o el determinismo. También considera los errores en la medición de la focalización.

El foco de la señal generada será una zona no menor que la mitad de la menor longitud de onda involucrada [22]. Reducir el área en torno al emisor original cubierta por los reemisores conlleva un aumento en el área del foco.

[42] estudia e implementa la TR en el dominio de la frecuencia, logrando eliminar limitaciones prácticas que se presentan en el dominio del tiempo y alcanzando el límite práctico de focalización para el montaje utilizado.

Optimización de parámetros

[40] analiza cómo determinar la mejor ventana de adquisición de la respuesta al impulso para aplicar la técnica de TR en un sistema, así como la frecuencia de muestreo óptima. La motivación de este análisis es que el espacio en memoria $[M]$ debido a cada señal adquirida con ventana temporal τ_w , frecuencia de muestreo f_s y número de bytes b es $[M] = \tau_w f_s b$, debiendo cuidarse que el mismo no sea excesivo. Además, luego de superado un determinado valor de τ_w , la señal pierde coherencia, por lo que no tiene sentido continuar la adquisición. En el capítulo 8 trabajo sobre esta temática.

El trabajo de [40] en cuanto a la elección de τ_w consistió en dividir la ventana adquirida en varias pequeñas y de igual duración. Normalizando cada una por su máximo, compara la forma mediante correlación cruzada. Observa que efectivamente existe un largo óptimo de la ventana, más allá del cual no se gana información, pues la señal pierde coherencia por el ruido. La elección de f_s se relaciona con la pérdida de determinismo en la fase de la respuesta, por lo que el experimento muestra que f_s tiene un óptimo menor que la frecuencia de Nyquist de la señal. Esto se debe a que la invarianza en el tiempo de la señal tiene distintos niveles: existe variabilidad que puede evitarse mediante el uso del modo AVG del osciloscopio, pero existe otra más lenta que no se atenúa de esta forma, ya que el modo AVG adquiere señales muy seguidas en el tiempo. Esta variabilidad lenta sí llega a notarse en el momento $\tau_w + t_{procesamiento}$ en el que se emite y^{inv} . Usualmente es la zona del espectro de frecuencias medias y que tiene energía baja la que lleva información con variabilidad lenta, por lo que al filtrar esta información se logra mantener sólo la parte estable de la señal. Para evitar el efecto de solapamiento espectral, una buena alternativa es sobremuestrear y luego filtrar la señal digitalmente.

[18] presenta resultados experimentales que señalan que si se desea mejorar la focalización se deben grabar señales largas, existiendo un τ_w óptimo. [19] trabaja sobre los límites teóricos y explica las ventajas de trabajar con una cavidad caótica. Describe el proceso de TR mediante descomposición en frecuencias naturales, lo que valida matemáticamente la capacidad de re-focalizar y explica por qué satura la mejora focal al llegar a un determinado τ_w . Atribuye esta saturación a que cuando se inyecta y^{inv} , cada frecuencia excita exclusivamente su frecuencia natural correspondiente. Como el receptor mide la frecuencia natural con un valor proporcional a su función asociada en el punto donde se encuentra, algunas componentes de la señal invertida no tienen el peso adecuado, generando ruido intrínseco al sistema. Describe, halla analíticamente y valida mediante simulación numérica la *ecuación de cavidad* (ec. 62), señalando que $h_{\mathbf{BB}}$ es una señal con un pico en $t = 0$, debida a la superposición de la emisión inicial y ecos.

$$h_{\mathbf{AB}}(-t) * h_{\mathbf{BA}}(t) = h_{\mathbf{AA}}(-t) * h_{\mathbf{BB}}(t) \quad (62)$$

Concluye que para obtener una TR de buena calidad, $h_{\mathbf{BB}}$ debe parecerse lo más posible a $\delta(t)$, lo que puede lograrse utilizando una cavidad más grande, pero aumenta la densidad de frecuencias naturales, debiendo aumentar τ_w . Señala que una forma de mejorar la pérdida de información es utilizar varios puntos de inversión con una cavidad caótica, aunque es imposible lograr una focalización perfecta. Observa que la señal focalizada consiste de la superposición de frecuencias discretas, correspondiendo cada una a una frecuencia natural. Sugiere que el problema se evitaría conociendo y compensando la amplitud de cada frecuencia natural en el punto de inversión, lo que sería posible para todas las frecuencias naturales excepto aquellas que tienen un nodo en dicho punto, las cuales son irrecuperables.

Aplicaciones de la focalización

Las aplicaciones de la focalización van desde la criptografía y la comunicación submarina hasta la destrucción de piedras en riñones [22]. Es posible realizar selección automática de objetivos [22] [21] mediante iteración en la focalización, logrando seleccionar el objeto más reflectivo entre un conjunto. De esta forma, es posible focalizar iterativamente sobre las piedras: trabajando en pulso-eco y con baja potencia para no dañar los tejidos, se emite un pulso y se graba su eco, el cual se invierte y se retransmite, lo que debería generar la focalización sobre el elemento más reflectivo del medio, que es la piedra. Se continúa re-remitiendo la inversión del eco, hasta que se considere que la focalización es satisfactoria, entonces se emite la señal que tiene buena focalización, pero aumentando la potencia, para destruir la piedra. Una de las ventajas de la TR es que permite focalizar en tejidos que tienen un movimiento periódico, como el cardíaco.

El *filtro inverso* [45] [42] [6] busca compensar la energía en cada frecuencia, de forma que no haya unas que predominen sobre otras. Su espectro de fases es igual que el de la señal recibida, pero las amplitudes son inversas, generando una ecualización. Esto logra focalizar a través de un obstáculo aberrante, por ejemplo en un cerebro a través del cráneo. También puede ser utilizado para mejorar la focalización a través de medios absorbentes irregulares o para focalizar en múltiples puntos al mismo tiempo. Se debe tener cuidado al tratar con las frecuencias de amplitud originalmente muy chica, que suelen contener ruido, por lo que se define un umbral de corte.

3.4. Conclusiones

En este capítulo hice una revisión de las herramientas más importantes típicamente utilizadas para procesar señales acústicas, así como el interés industrial de estas técnicas.

La eliminación del valor medio una señal es crucial para varias estrategias de procesamiento, pero otras veces es interesante conocerlo, en particular en señales que deberían ser estables, donde también es de interés la varianza. Las funciones generalizadas y el principio de superposición permiten modelar problemas grandes en varios pequeños y resolverlos más simplemente. La correlación es ideal para analizar deformación de señales y para encontrar diferencias de tiempos de vuelo: la utilicé en varios experimentos.

Las señales digitalizadas nunca son infinitas ni en el tiempo ni en el espectro. Previo a realizar una adquisición, evaluar si la f_s a utilizar es suficiente para capturar todas las frecuencias importantes de la señal. Es posible descartar frecuencias luego en el procesamiento, mediante filtros digitales. Observar el espectro de las señales, permite encontrar enfoques alternativos para la solución de problemas. Es importante seleccionar filtros que dejen pasar la señal de interés y eviten las componentes frecuenciales indeseadas. La elección de la ventana de adquisición debe ser adecuada y en caso se realice un enventanado en la etapa de procesamiento, se debe ser consciente de las distorsiones que éste provoca. Si se desean agregar ceros a continuación de la ventana adquirida, es conveniente utilizar un enventanado como el de Hanning, que lleva la señal a cero suavemente. Para señales periódicas puede ser conveniente seleccionar una ventana tal que cubra una cantidad entera de periodos de la señal.

La interpolación en frecuencia permite mejorar el conocimiento del espectro de una señal, de la que se supone tiene valor nulo durante un periodo de tiempo suficiente luego de la adquisición. La interpolación en el tiempo permite mejorar el conocimiento de la forma de la señal en el tiempo. Para esto es necesario suponer que en la banda de frecuencias que no fue relevada, pero lo habría sido si se hubiera muestreado a la frecuencia de muestreo que resulta de la interpolación, la señal tiene energía nula. La interpolación aumenta los requerimientos de capacidad de cómputo y memoria para tratar las señales.

Se debe evaluar, al menos visualmente, la potencia o la energía de las señales, observando

que la SNR sea suficiente como para que las mismas tengan sentido y sean útiles para el monitoreo. El promediado es usualmente útil para reducir ruido, pudiéndose promediar señales completas punto a punto siempre que se tenga un sistema que se pueda asumir invariante en el tiempo a lo largo de la adquisición de todas las señales. Alternativamente, es posible adquirir una única señal con una f_s alta y promediar paquetes de puntos consecutivos, obteniendo un representante por paquete, si la señal varía suficientemente lento en relación con f_s , lo que es ideal para mejorar la SNR en señales que suceden una única vez.

La Transformada de Hilbert es una herramienta particularmente útil para el procesamiento de señales acústicas, que no está tan difundida en la formación del ingeniero electricista como la transformada de Fourier. Este es el motivo por el cual hice una profunda revisión de la misma, incluyendo conceptos que se utilizan directa o indirectamente en este trabajo y agregando en el anexo otras características aplicables a procesamiento de señales acústicas.

La TR tiene interesantes aplicaciones de focalización. Los trabajos estudiados hacen un profundo análisis de diversos sistemas y las características de los resultados, así como los mejores parámetros de adquisición. Uno de los experimentos con los que trabajé en esta tesis es de focalización mediante un medio multidifusor funcionando como cavidad caótica, con un único receptor.

4. Técnicas experimentales y equipos

En este capítulo se presentan algunas técnicas experimentales y la caracterización de algunos de los equipos utilizados. Si bien los resultados pueden ser en algunos casos útiles para analizar los de otros ensayos, este trabajo fue hecho principalmente por motivos formativos y tiene valor por sí mismo sin asociarlo a los otros experimentos.

4.1. Transductores

En esta sección describo los transductores de inspección acustoeléctricos que utilicé en la parte experimental de la tesis. Estos transductores, convierten señales eléctricas, particularmente de voltaje en ondas acústicas (emisores) y viceversa (receptores).

4.1.1. Transductores cerámicos

Los transductores cerámicos [38] [35] funcionan por efecto piezoeléctrico, un efecto reversible que relaciona deformación mecánica con tensión eléctrica entre los bordes de la pieza cerámica, que se debe a la existencia de dipolos eléctricos en el material. Estos transductores pueden utilizarse tanto como emisores o receptores, pudiéndose utilizar un mismo transductor siempre con una misma función o alternando las funciones de emisión y recepción. En la mayoría de las experiencias llevadas a cabo en este trabajo, se utiliza al menos un transductor cerámico de inmersión o transductores cerámicos de contacto que se adhieren a un material que funcionará como medio de propagación. En las fig. 19a y 19b se muestran un transductor cerámico de inmersión y uno de contacto fijo.

Cada uno de estos transductores está diseñado para tener el óptimo de su funcionamiento en torno a una frecuencia, llamada *frecuencia central*. Otra característica importante es el ancho del espectro de su respuesta acustoeléctrica: como para realizar inspección se desea que las señales emitidas sean cortas, lo que permite tener mejor resolución, estos transductores tienen un elemento de amortiguación llamado *backing*, que genera un espectro frecuencial mucho más ancho del que tendría el elemento cerámico vibrando libremente. En la fig. 18 muestro el ejemplo del eco de una señal emitida por uno de estos transductores y su espectro, en este caso la frecuencia central es de $3,5\text{MHz}$.

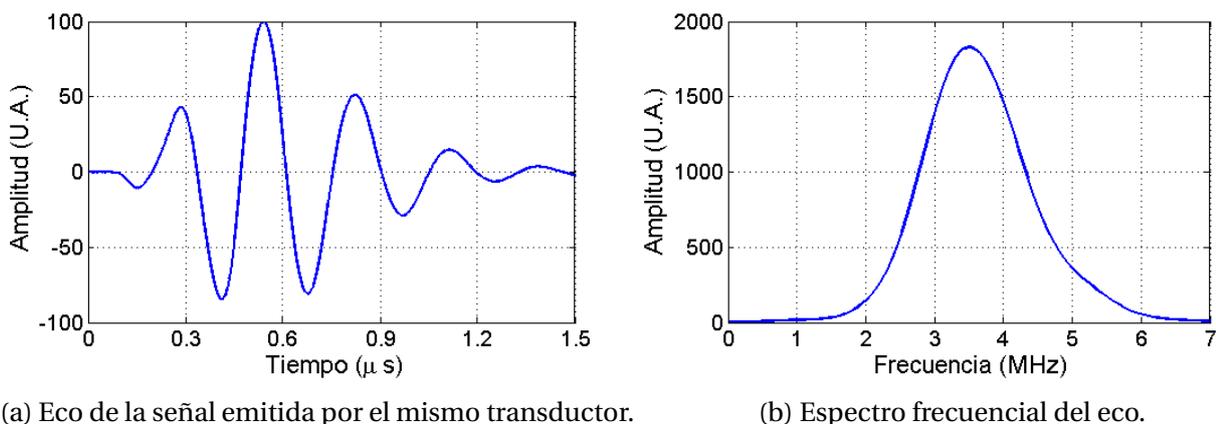


Figura 18: Señal asociada a un transductor cerámico.

4.1.2. Membranas

La membrana de polivinildifluoruro (PVDF) [41] es un polímero que funciona como transductor acústico de principio piezoeléctrico. En la fabricación, el polímero es polarizado mediante un proceso de extrusión. Como los otros transductores piezoeléctricos, tiene dos terminales eléctricas, que pueden unirse a la membrana mediante un adherente conductor o ser fijadas mecánicamente. No es posible soldar sobre este material, ya que no puede ser sometido a temperaturas mayores a 80°C . La membrana de PVDF tiene como salida la integral espacial de la señal recibida en toda su área. Su banda de funcionamiento es ancha en comparación con la de los transductores cerámicos, lo que permite reproducir razonablemente señales impulsivas. Debido a que tiene baja relación deformación-voltaje, suele ser utilizada acompañada de un preamplificador.

Membrana de gran abertura

La membrana de PVDF de gran abertura consiste en el polímero acondicionado sobre un marco, abarcando un área de algunos cm^2 . En particular, la utilizada en el experimento del capítulo 7 tiene aproximadamente 200cm^2 de área. Una de sus ventajas es que mitiga los efectos de la difracción. Otra ventaja para el caso en el que se la utilizó, es que recibe adecuadamente el haz acústico independientemente de que su camino sea desviado en el proceso de transmisión en las interfaces que atraviesa. Es crucial que la incidencia de la señal sea normal a la placa, para que no se anulen componentes desfasadas.

Hidrófono de aguja

El hidrófono de aguja consiste usualmente de una membrana de PVDF muy pequeña, en el entorno de $0,1\text{mm}$ a 1mm de diámetro. Al tener una zona de recepción pequeña, permite hacer relevamientos con excelente resolución espacial, considerándose puntual a los efectos de este trabajo. En la fig. 19c se presenta un hidrófono de aguja.

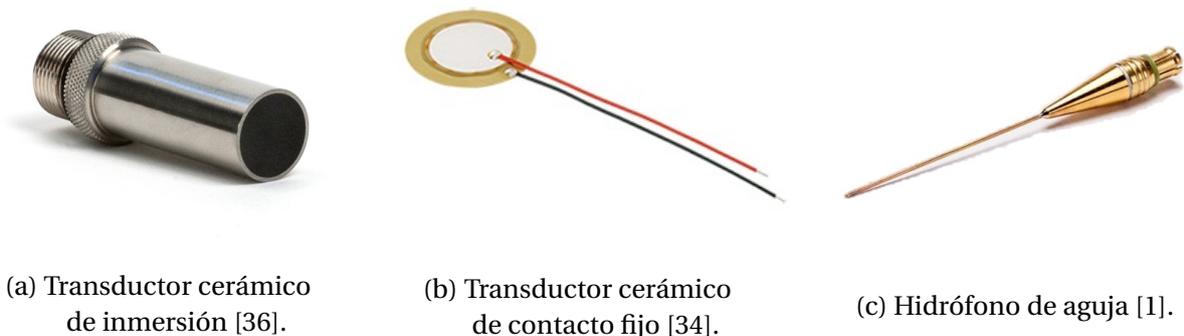


Figura 19: Transductores cerámicos utilizados en este trabajo.

4.1.3. Acople del transductor y el medio

Para que la mayoría de la energía se transmita del transductor al medio, deben estar adecuadamente acoplados. La impedancia acústica Z del material al frente del transductor debe ser similar a la del medio, para evitar la existencia de una interfaz en la que se refleje parte de la señal hacia dentro del transductor. Es por esto que los transductores pueden clasificarse como:

- *De contacto*, para trabajar en contacto directo con sólidos. Los que no se utilizan fijos, adheridos al objeto de estudio, requieren la adición de un acoplante, por ejemplo un gel, para evitar la presencia de aire entre la cara del transductor y el material. La impedancia acústica [31, cap. A10] de un sólido metálico es del orden de varios $Mrayl$, en particular $Z_{aluminio} \approx 15Mrayl$.
- *De inmersión*, para trabajar emitiendo hacia un medio líquido. La impedancia acústica de un líquido es del orden de pocos $Mrayl$, en particular $Z_{agua} = 1,5Mrayl$. La impedancia acústica de sólidos con alto contenido de agua, como los tejidos blandos del cuerpo humano, similar a la del agua.
- *Acoplado con el aire*, siendo $Z_{aire} \approx 400rayl$.

Por ejemplo, en este trabajo utilicé transductores de inmersión, los cuales en su construcción están adaptados para funcionar correctamente bajo en agua y transductores de contacto, los cuales en este caso consisten de cerámicas piezoeléctricas montadas en una chapa metálica, la cual debe ser adherida al medio, evitando que quede aire atrapado en la interfaz.

4.2. Factores que afectan la amplitud de la señal

4.2.1. Alineación

Para aprovechar al máximo la energía emitida, es importante que el emisor y el receptor estén correctamente alineados. Una buena forma de verificar esto es mediante observación en el osciloscopio. En el caso de trabajar en modo pulso-eco, la forma de lograr que la mayoría de la energía retorne al transductor es alinear correctamente el plano de reflexión.

Otro aspecto importante es evitar la interferencia destructiva de ondas, por lo que la alineación es más crítica cuanto mayor sea la frecuencia de trabajo, ya que la este problema se da cuando aparece una diferencia de caminos de longitud $\lambda/2$, siendo λ la longitud de onda.

Una buena celda para trabajar con modo pulso-eco debe tener un soporte para introducir el transductor de forma estable y un plano reflector cuyo paralelismo con el transductor pueda variarse delicadamente, por ejemplo mediante tornillos de paso fino. Cuando se dispone de ecos sucesivos de una misma señal, es conveniente no alinear con el primer eco que se recibe, sino con uno posterior, ya que cuanto más camino ha recorrido la señal, mayor sensibilidad tiene ante la desalineación.

Cuando el sistema consiste de un emisor y un receptor puntual con más de un medio entre sí, la dirección del haz se desvía en la interfaz entre medios si la incidencia no es normal a la misma, por lo que la posición de un receptor puntual no deberá ser coaxial con el emisor.

4.2.2. Burbujas

Cuando un medio líquido se calienta, se libera gas que se encontraba disuelto en equilibrio a menor temperatura. Al trabajar con US de inmersión, es crucial eliminar las burbujas que se forman, principalmente en lugares clave como las caras de los transductores. Tener en cuenta que la interfaz aire-agua es altamente reflectiva, debido a la diferencia de impedancia acústica entre ambos medios [31, cap. 8].

4.3. Líneas de retardo

A veces, cuando se trabaja en modo pulso-eco y la distancia recorrida d es pequeña, ocurre la superposición en la señal adquirida del final del pulso con el principio del eco, siendo difícil distinguir uno de otro. Una forma de evitar este problema es introducir una *línea de retardo* física, o sea un material plástico al frente del elemento sensible del transductor, para que la señal tenga mayor distancia a recorrer. En el caso de US de contacto, esto es particularmente útil para la medición sobre piezas cuyo espesor d_e es pequeño.

Otra gran utilidad de las líneas de retardo es que permiten focalizar en un punto la señal de un arreglo de transductores siendo todos excitados al mismo tiempo.

4.4. Caracterización de sistemas de ultrasonido

Para caracterizar sistemas completos de generación y recepción de señales acústicas, [32] describe el modelo de medición electroacústico. Su objetivo es predecir el voltaje de salida de un sistema a partir de la caracterización de cada elemento implicado, analizando las distintas etapas y planteando las ecuaciones que las dominan, obteniendo una función de transferencia global.

En particular, tiene sentido caracterizar componentes por separado para analizar cómo se comportarán en conjunto. Por ejemplo, se puede estudiar el campo de los transductores, la forma de los filtros de los amplificadores o la estabilidad de la energía de las señales emitidas.

4.4.1. Campo acústico

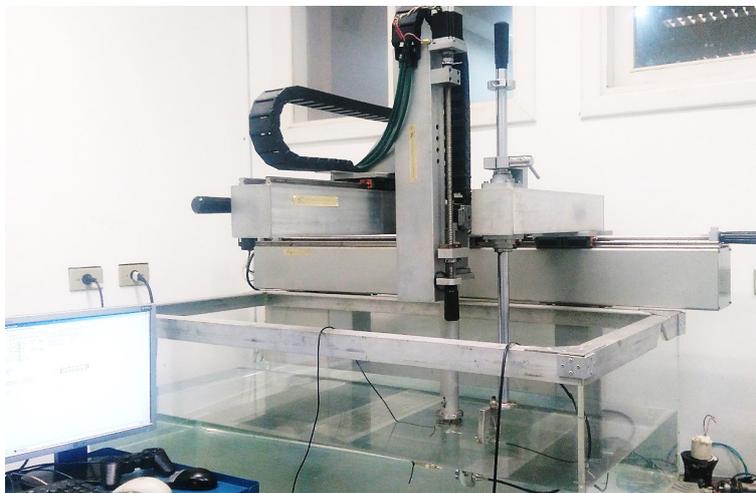
Interés

Todo dispositivo emisor de ondas acústicas es caracterizable por la forma en que se distribuye la energía emitida. Incluso los transductores de un mismo modelo y frecuencia pueden tener pequeñas variaciones en el campo acústico que emiten. Esto depende por ejemplo de la forma del emisor. Usualmente, los transductores de US tienen una cara plana y su señal se abre en un ángulo asociado a la *direccionalidad* del transductor. En algunos casos, se utilizan transductores de cara cóncava, lo que permite la *focalización* del haz emitido a una cierta *distancia focal*. Es importante tener en cuenta que, si bien este tipo de transductores logra concentrar la energía en un área pequeña cuando se la detecta a la distancia focal del transductor, luego la misma diverge más rápidamente que para los transductores de cara plana. También la frecuencia central del transductor es importante en este aspecto, ya que cuánto más alta la frecuencia, más directivo es el transductor [31, cap.7].

Relevar el campo emitido por el transductor que se utilizará en una aplicación, permite conocer en detalle las zonas de concentración de energía, su direccionalidad y alcance. Llevé a cabo la experiencia de relevar el campo acústico de un transductor de inmersión, como detalle en esta sección. Este experimento lo llevé a cabo en el *laboratório de ultrassom* de la USP.

Materiales

- Hidrófono de aguja con $\Phi = 0,2\text{mm}$ (Precision Acoustics LTD).
- Preamplificador para el hidrófono (Precision Acoustics LTD, DC Coupler with Power Supply).
- Manipulador que mueve el hidrófono en los ejes xyz con SW de control correspondiente (*laboratório de ultrassom, USP*).
- Transductor de inmersión a ser relevado.
- PC con tarjeta adquisidora.
- Pulsador/receptor (Olympus 5077PR).
- Tanque grande con agua.
- Osciloscopio (Sólo para facilitar alineación).



(a) Sistema de manipulación completo.



(b) Detalle del transductor a ser relevado con el hidrófono de aguja.

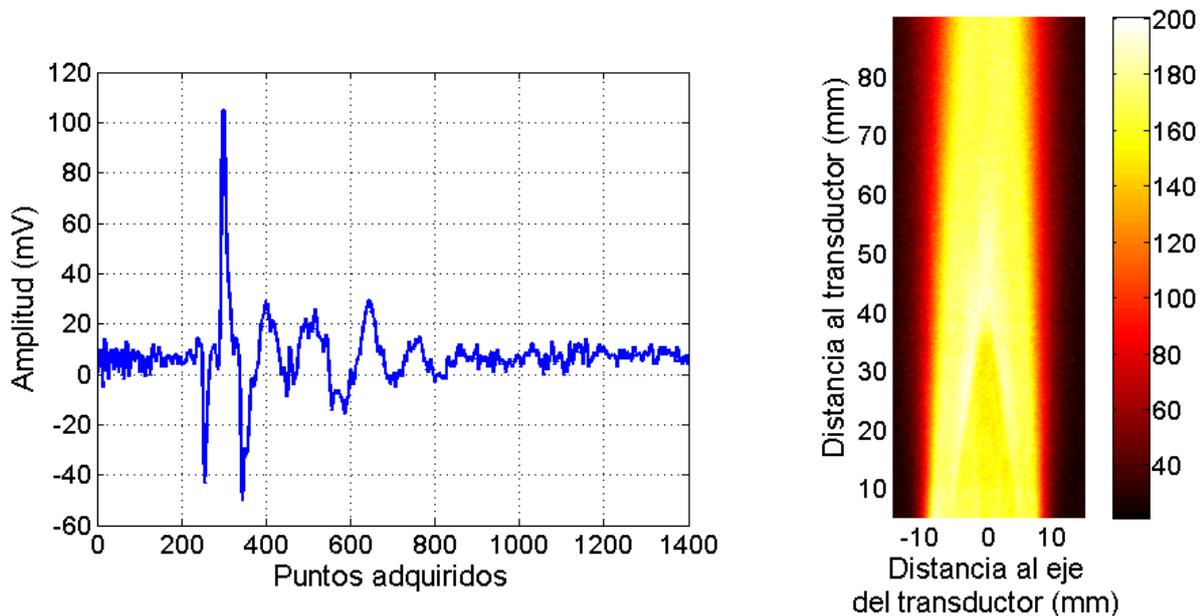
Figura 20: Fotos del sistema manipulador y de los transductores.

Procedimiento

1. Para lograr un relevamiento uniforme del campo es necesaria una buena alineación inicial. Con el hidrófono en el plano a relevar más lejano al emisor, colocarlo sobre el eje del campo, maximizando en el osciloscopio la amplitud de la señal recibida. Esta será la línea central de la grilla a relevar.
2. Indicar en los programas de manipulación y de adquisición que acompañan el sistema las cantidades N_x , N_y y N_z de puntos y las distancias Δ_x , Δ_y y Δ_z entre puntos en cada dimensión del espacio. En el ejemplo, relevé el campo en un plano que contiene al eje del transductor, pero el sistema permite también inspeccionar volúmenes. Definir la frecuencia de muestreo f_s . Definir cuánto tiempo después de excitado el transductor se adquiere la señal (*delay*).
3. Cada señal adquirida es de la forma de la de la fig. 21a. Para conocer la intensidad de la señal en cada punto del espacio, procesar los datos relevados hallando el voltaje pico a pico V_{pp} de la señal relevada en cada punto del plano (x, y) .

Resultados y discusión

En la fig. 21b, se muestra un ejemplo de campo relevado, procesado con un script que grafica $V_{pp}(x, y)$ mediante la función *surf* de *MatLab*. Esta técnica permite conocer cómo será la señal emitida por el transductor, en particular, dónde se concentra la energía, de forma más específica que lo informado por los fabricantes de transductores en la hoja de calibración de los mismos.



(a) Señal cruda obtenida durante el relevamiento del campo de un transductor.

(b) Campo $V_{pp}(x, y)$. $\Delta_x = \Delta_y = 0,3mm$. La barra auxiliar muestra los tonos asignados a cada valor de V_{pp} (mV).

Figura 21: Experimento de relevamiento de campo acústico de un transductor de inmersión Olympus de 1MHz.

4.4.2. Relevar respuesta en frecuencia de amplificador

Interés

Existen distintos métodos para relevar la respuesta en frecuencia de un amplificador. Una posibilidad es inyectar una señal con forma de $\text{sinc}(t)$ en la entrada, que es lo más cercano a una señal con espectro plano que se puede lograr físicamente, y observar cómo es la ganancia y el desfase de la salida, directamente en el dominio de la frecuencia. Otro método es el de inyección de sinusoides, en el que se colocan como entradas del sistema sinusoides de amplitud y frecuencia conocida y se relevan la amplitud y la fase de la salida. Variando las frecuencias de las sinusoides, se logra conocer cómo serán la ganancia y el desfase del sistema. Este último lo utilicé para relevar experimentalmente la respuesta en frecuencia del canal de recepción de dos PR Olympus, cada uno de los cuales contiene un amplificador [37].

Cada PR utilizado cuenta en su canal receptor con un LPF y un HPF analógicos, que pueden activarse o trabajar con la banda completa del instrumento. La función del HPF es filtrar ruidos de bajas frecuencias, principalmente el de la red, de 50Hz , mientras que la principal función del LPF es evitar el *aliasing*, que es el efecto de superposición de información de frecuencias superiores a $f_s/2$ sobre la banda de frecuencias inferiores a $f_s/2$. Relevé la respuesta en frecuencia del canal receptor del Olympus 5072PR y el Olympus 5073PR, para las distintas combinaciones de los filtros, mediante el método de inyección de sinusoides.

Materiales

- PR a caracterizar: Olympus, modelos 5072PR y 5073PR.
- Generador de señales (Agilent 33522A).
- Osciloscopio (Agilent DSO-X-2012A).
- PC con SW *MatLab*.

Procedimiento

1. Realizar el conexionado como se muestra en la fig. 22.
2. El PR no se utiliza para emitir, por lo tanto se selecciona *trigger* externo y no se le conecta señal en la entrada correspondiente al trigger. El canal de recepción funciona entonces como un amplificador.
3. Poner el selector de modo del PR desacoplando los canales transmisor y receptor.
4. Con el generador de señales, inyectar sinusoides desde $f = 10\text{Hz}$ hasta $f = 30\text{MHz}$, espaciadas logarítmicamente. Una vez estabilizada cada una en el osciloscopio, se levanta desde el PC la información de ambos canales.
5. En el PC calcular el desfase ϕ de la salida del amplificador con respecto a la entrada y la ganancia $|H|$.
6. Para los casos con HPF, se descartaron las medidas de frecuencias más bajas porque su SNR es insuficiente.

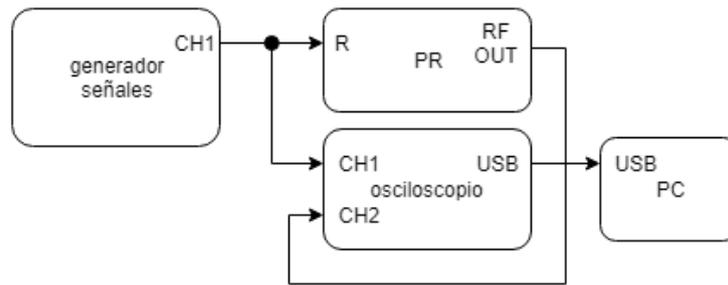


Figura 22: Conexión para relevar la respuesta en frecuencia de los PR.

Resultados y discusión

En la fig. 23 presento los resultados de las distintas configuraciones, con ganancia nominal 0dB. Los de la fig. 23a corresponden al 5072PR, pero son representativos de ambos modelos. Los filtros actúan de forma totalmente independiente: existe una frecuencia de quiebre f_q antes de la cual se superponen perfectamente la curva *sin filtros* con *sólo LPF* por un lado y la que tiene ambos filtros con *sólo HPF* por el otro, siendo que luego de f_q se intercambian las curvas que se superponen. Se puede observar que el HPF es de menor orden que el LPF por su pendiente.

En 23b se superponen las ganancias sin filtros y con ambos filtros de ambos amplificadores, para comparar sus diferencias. Se observa que los polos de los filtros son más bajos para el 5072PR que para el 5073PR, lo que era de esperar por sus valores nominales: 5072PR tiene HPF en 1MHz y LPF en 10MHz, mientras que 5073PR tiene HPF en 5MHz y LPF en 20MHz. Las diferencias en fase se omiten porque son despreciables.

4.4.3. Comprobar zona lineal de amplificadores

Interés

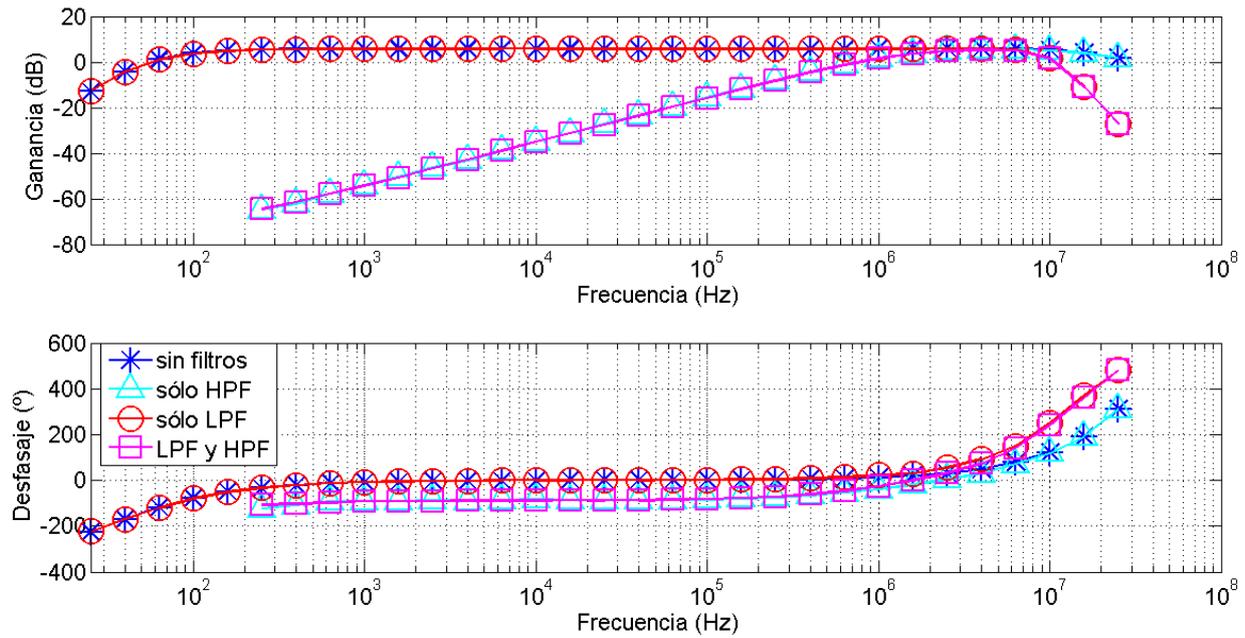
Cuando se trabaja con amplificadores, es crucial verificar que los mismos no saturen. Si la señal saturara en algún punto, existiría una deformación, se incluirían frecuencias que en realidad no se encuentran presentes y el voltaje pico a pico medido sería erróneo. Para las medidas de atenuación, alcanza con asegurarse que no haya saturación en el caso menos atenuante a relevar.

Procedimiento

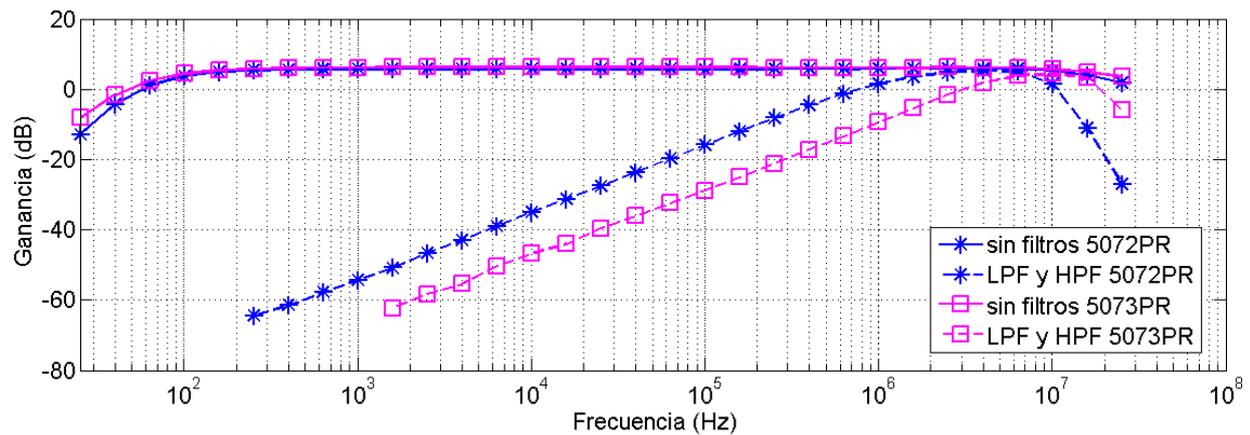
Una forma metódica de asegurarse de que la señal no sature es la siguiente:

1. Seleccionar la ganancia con la que se desea trabajar y adquirir una señal y_1 .
2. Seleccionar una ganancia menor a la que se desea trabajar y adquirir una señal de igual forma pero con la nueva ganancia, y_2 .
3. Eliminar DC de y_1 e y_2 .
4. Normalizar y_1 e y_2 por su valor máximo.
5. Graficar juntas y_1 e y_2 : Si quedan perfectamente superpuestas, no están saturadas. Sino, probar una menor ganancia para y_1 y repetir el proceso.

Existe una forma más rápida de observar que la señal no sature, aunque para medidas de precisión sería conveniente complementarla con el método anterior.



(a) Respuesta en frecuencia (similar para ambos PR).



(b) Comparación de las ganancias de los PR

Figura 23: Respuesta en frecuencia de amplificadores de los PR Olympus.

1. Seleccionar la ganancia con la que se desea trabajar y observar en el osciloscopio digital una señal y_1 .
2. Cambiar el modo de persistencia, usualmente desactivada, a infinita.
3. Cambiar la amplificación a una menor, obteniendo una señal y_2 .
4. Variando la amplificación del canal del osciloscopio, intentar hacer coincidir y_2 con y_1 : Si quedan perfectamente superpuestas, no están saturadas. Sino, se debe probar una menor ganancia para y_1 y repetir el proceso.

4.4.4. Evaluar estabilidad de la energía

Interés

En algunas aplicaciones es clave que la señal emitida sea siempre igual. En este caso, se escogió como indicador el valor de la energía del eco de una señal que viaja a través de un medio que debería ser esencialmente invariante en el tiempo (agua con control de temperatura, placa reflectora de acero inoxidable de aprox. 1 mm de espesor previamente alineada). Esta verificación es importante para validar distintas técnicas, particularmente las medidas de atenuación.

Se podría haber estudiado alternativamente la estabilidad de otros parámetros para validar otro tipo de experimentos, como la correlación cruzada de señales, que da información relativa a la estabilidad de la forma de la señal o la amplitud pico a pico, que también es de interés para las medidas de atenuación. Conviene trabajar con la estabilidad de la energía del eco, porque para el pulso emitido es más difícil evitar la saturación.

Materiales

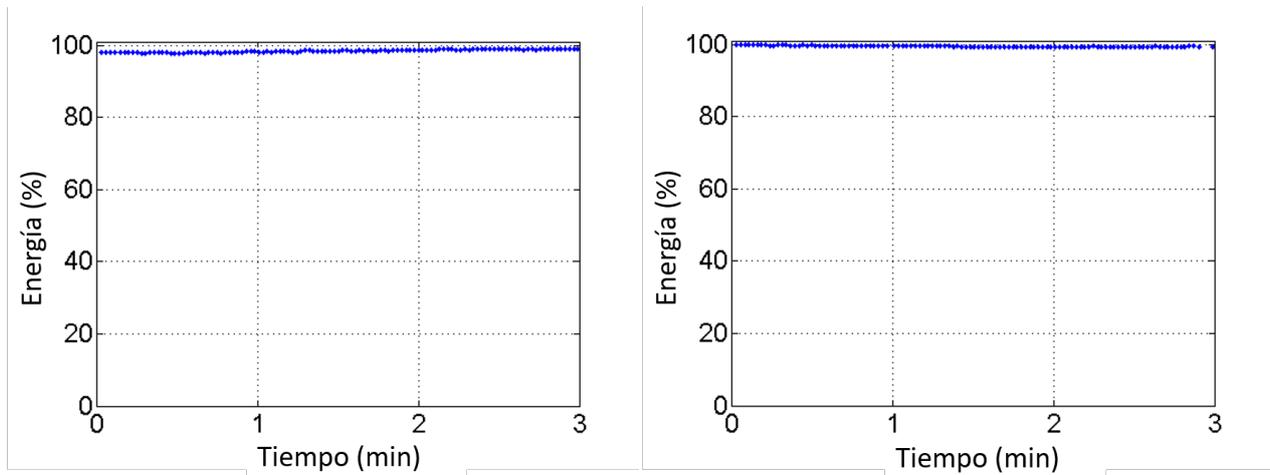
- PR a ser testeados: Olympus, modelos 5072PR y 5073PR.
- Transductor de US de inmersión (10 MHz).
- Celda de prueba para experimento pulso-eco.
- Osciloscopio (Agilent DSO-X-2012A).
- PC con SW *MatLab*.

Procedimiento

1. Los PR se testearon utilizando la totalidad de su banda frecuencial.
2. La estabilidad de los cables también es crítica en estos experimentos. Verificar que la señal no se vea afectada por movimientos del cable.
3. Para cada PR, adquirir varias señales en modo pulso-eco.
4. Procesar las señales, hallando mediante un umbral el comienzo del eco y tomando una ventana en la que la relación señal a ruido sea siempre buena. Calcular la energía de cada señal y graficar su evolución, normalizada con respecto a la máxima energía de la serie.

Resultados y discusión

En la fig. 24 se presenta la evolución de la estabilidad de la energía para ambos PR. El 5073PR resulta más estable que el 5072PR. La suficiencia en la estabilidad depende de la aplicación.



(a) 5072PR, variación de 2,9% en 3 minutos.

(b) 5073PR variación de 0,7% en 3 minutos.

Figura 24: Estabilidad de la energía para los PR Olympus.

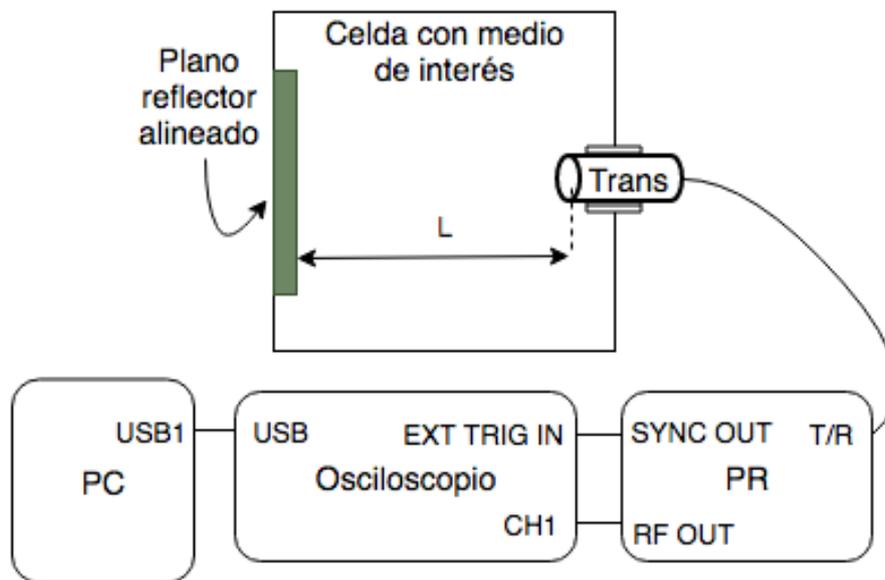
4.5. Medida de atenuación

En esta sección se explica cómo adquirir correctamente medidas de atenuación relativas al agua. Las ecuaciones se describieron en la sección 2.2.1. Los experimentos puntuales que llevé a cabo se explican en el capítulo 6.

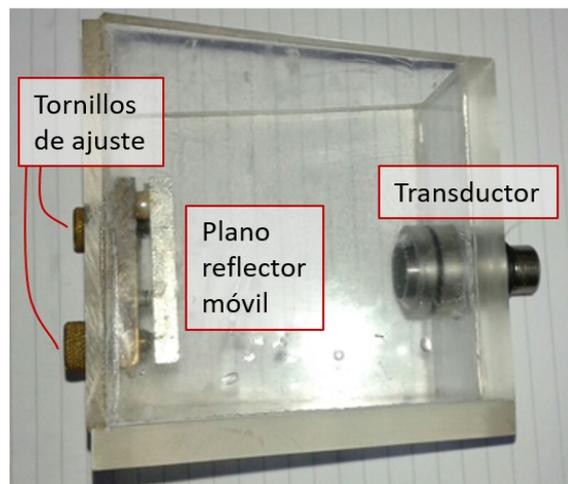
4.5.1. Materiales

La fig. 25a indica cómo se relacionan entre sí los materiales que se describen a continuación.

- Celda de medida (fig. 25b), que consiste en una cámara, con un zócalo para colocar el transductor de US de un lado y un plano reflector móvil del otro. La posición del plano reflector se puede controlar con gran precisión mediante dos tornillos, lo que permite lograr el paralelismo frente a la cara del transductor.
- Pulsador/receptor (Olympus 5077PR, cuyo sistema de recepción incluye un amplificador analógico).
- Transductor US de inmersión (Olympus, $f = 3,5\text{MHz}$).
- PC con SW *MatLab*.
- Osciloscopio (Agilent DSO-X-2012A).



(a) Diagrama esquemático del sistema.



(b) Celda utilizada para las medidas de atenuación.

Figura 25: Sistema utilizado para realizar las medidas de atenuación.

4.5.2. Procedimiento de adquisición

1. Medir la respuesta del sistema con agua destilada. Maximizar la señal recibida alineando el plano reflector. Esta alineación se mantendrá durante el resto del experimento.
2. Verificar para el caso de agua destilada que el amplificador no sature.
3. Adquirir todas las señales utilizando la misma escala temporal y número de puntos, para que el espectro en frecuencia sea computado siempre en las mismas condiciones.
4. Evaluar el coeficiente de atenuación mediante la ec. 17. Notar que existe un rango en torno a la frecuencia de resonancia en el que el transductor tiene energía apreciable (superior a 10% del máximo). El cociente calculado es válido únicamente en ese entorno, ya que cuando la respuesta es muy baja se producen errores debidos al ruido.

4.6. Goniómetro

Este dispositivo permite variar de forma controlada la posición angular relativa entre un par emisor-receptor de transductores y una placa colocada en el centro. Permite girar la placa en su mismo plano en torno a su centro, como se describe en la fig. 26. Así, se pueden controlar los ángulos de incidencia acimutal y cenital de la onda acústica sobre la muestra. Este equipo, disponible en la USP, lo utilicé en el experimento descrito en el capítulo 7.

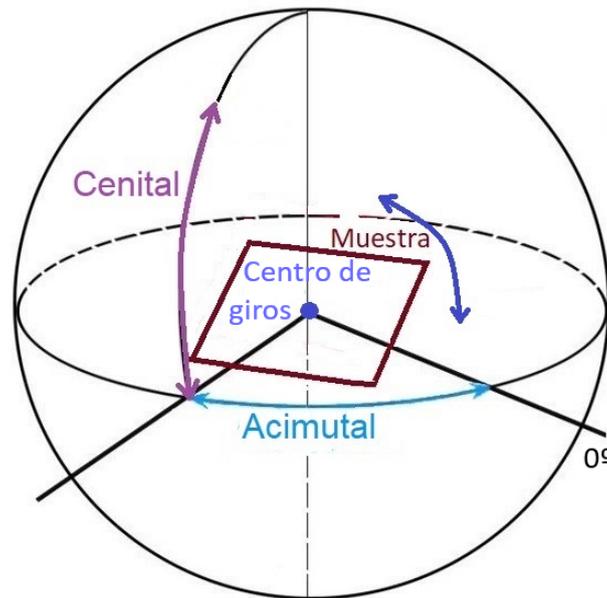


Figura 26: Descripción del goniómetro.

4.7. Tiempo de vuelo

4.7.1. Idea intuitiva

En esta sección describo el concepto de *tiempo de vuelo* (ToF, por su nombre en inglés *Time of Flight*) y planteo una técnica de medida. Luego, en el capítulo 7 describo un experimento en el que utilicé esta técnica de medida.

El ToF de una onda acústica es aquel que le lleva llegar desde el punto de emisión al punto de recepción. En el caso de trabajar con un emisor y un receptor independientes enfrentados, el ToF es el de la ec. 63a, donde v es la velocidad a la que viaja la onda y d es la distancia entre emisor y receptor. En el caso de trabajar en modo pulso eco, el ToF es el de la ec. 63b, donde ahora d es la distancia entre transductor y plano reflector.

$$t_{\text{transmisión}} = d/v \quad (63a)$$

$$t_{\text{pulso-eco}} = 2d/v \quad (63b)$$

Existen diversas técnicas para conocer el ToF de una señal, que normalmente se mide relativo al instante en el que comienza a emitirse la misma. Una correcta medida del ToF implica detectar el comienzo de la señal recibida. Esto no suele ser sencillo, principalmente debido a la presencia de ruido u otras señales superpuestas a la señal que se desea medir, como ocurre en el ejemplo que describo en el capítulo 7.

4.7.2. Técnicas de medida

– **Por umbral**

Es la técnica más básica de medida de tiempo de vuelo [28] [13] [47]. Se define un umbral de ruido, tomando como ToF de la onda aquel tiempo para el que la señal recibida escapa del umbral de ruido.

– **Punto de referencia**

Tomar un punto de referencia en la forma del eco y medir el tiempo entre este punto y el punto equivalente en otro eco de interés [4]. Esto es particularmente útil cuando es posible adquirir dos ecos consecutivos debidos a la presencia de ecos residuales debidos a la señal que queda viajando entre el emisor y el receptor o el plano reflector. Estos ecos tienen la misma forma que el principal, pero se ven atenuados por haber recorrido un camino mayor, de largo conocido. Para aplicar esta técnica, adquirir dos ecos consecutivos y medir la diferencia de tiempos entre el punto referido para el primer eco y el segundo, siendo éste el ToF. Es común que este punto de referencia sea un máximo o un cruce por cero. En particular, encontrar el cruce por cero luego de iniciada la señal se puede lograr con muy buena precisión.

– **Por correlación**

Otra posibilidad es calcular la correlación $C_{y_{emi}, y_{rec}}$ entre la señal emitida, comenzando en $t = 0$ y la señal recibida, como en la ec. 45 [28] [43]. El máximo de $C_{y_{emi}, y_{rec}}$ se dará cuando ambas señales son lo más similares posible, o sea que el tiempo asociado al máximo de la correlación es el ToF de la señal.

4.8. Método de Arquímedes para medida de densidad

Muchas veces es de interés conocer la densidad ρ de una muestra más allá de los valores tabulados para el material de la muestra. Esto puede ser de interés por ejemplo cuando se duda de la homogeneidad del material o cuando se trabajará en condiciones de temperatura lejanas a la temperatura ambiente, para la cual se dispone del dato tabulado. Si la muestra puede sumergirse en agua, es acertado utilizar el método de Arquímedes. Para los materiales compuestos, debido a la gran variedad de composiciones, resulta aún más evidente la necesidad de hacer esto, pero incluso para los materiales simples se evitan errores debidos a impurezas o irregularidades.

4.8.1. Materiales

- Balanza de precisión.
- Muestras.
- Soporte.
- Material para colgar las muestras del soporte, por ejemplo hilo.
- Recipiente con agua, en el que la muestra pueda flotar libremente.
- Termómetro.

4.8.2. Procedimiento

1. Colocar la tara de la balanza mostrar 0g cuando tiene encima el soporte con el hilo.
2. Colgar la muestra y anotar el peso medido, P_1 .
3. Colocar el recipiente con agua haciendo que la muestra quede totalmente sumergida en el agua. La fuerza de empuje del agua hace que la balanza mida ahora un peso menor, P_2 .
4. Relevar la temperatura del agua, para conocer con exactitud el valor de su densidad, ρ_a .
5. Dadas las relaciones de las ec. 64, en las que \mathbf{g} es la aceleración de la gravedad, la densidad del material (a la temperatura de las medidas) se calcula como en la ec. 65.

$$P_1 = \rho V \mathbf{g} \quad (64a)$$

$$P_2 = (\rho - \rho_a) V \mathbf{g} \quad (64b)$$

$$\rho = \frac{\rho_a}{1 - \frac{P_2}{P_1}} \quad (65)$$

4.9. Conclusiones

En este capítulo presenté varios equipos utilizados durante la experimentación, que no son de conocimiento común para quienes no trabajan directamente con este tipo de tecnología. En el caso de los transductores, presenté los utilizados en este trabajo y sus principales características.

Sugerí aspectos prácticos a cuidar para obtener buenas señales, por ejemplo realizar una alineación fina y eliminar la presencia de burbujas y presenté varios métodos experimentales que utilicé durante el desarrollo del trabajo. Por ejemplo, el método de Arquímedes.

Las medidas de atenuación son medidas clásicas para los sistemas acústicos. Es un procedimiento delicado, ya que existen varios factores que podrían afectar la amplitud de las ondas. En particular, el análisis de estabilidad de la energía es importante para validarlas. Las medidas de atenuación son potencialmente de interés para detectar adulteración de materiales, pero también para validar otras técnicas, como busco representar con los experimentos del capítulo 6.

La medida de tiempo de vuelo de las señales es clásica para los sistemas de ultrasonido y permite conocer distintas características de interés del medio en el que viajan. Por ejemplo, se puede aplicar la técnica para conocer la velocidad de ondas acústicas en distintos materiales o, conociendo dicha característica del material, medir el espesor de muestras.

Planteé distintos experimentos que pueden realizarse para conocer a fondo los equipos utilizados, lo que permite realizar un análisis adecuado de resultados. En particular, comprobar que los amplificadores estén funcionando en forma lineal, relevar la respuesta en frecuencia de un amplificador y evaluar la estabilidad de la energía de un sistema. Ejemplifiqué una forma de relevar el campo acústico de un transductor y analicé el resultado para un caso particular.

A falta de información proporcionada por los fabricantes de los instrumentos, es importante tener herramientas para caracterizar los equipos a utilizar. De esta forma, se mejora el conocimiento sobre el sistema utilizado y es posible discernir si atribuir o no ciertos fenómenos observados en los experimentos a los equipos.

5. Aplicaciones de la Correlación

Experimenté con dos aplicaciones diferentes de la evaluación de similitud entre señales mediante correlación cruzada. En primer lugar, explicaré el experimento de detección de puntos de impacto en una placa de acrílico. Luego será el turno del monitoreo de cambios en la estructura de un líquido.

5.1. Detección de puntos de impacto

5.1.1. Descripción general

Este experimento permite detectar puntos de impacto en un objeto conocido. Requiere una preparación previa en la que se discretiza el objeto y se le adhieren dos transductores cerámicos de contacto fijo, para luego generar una base de datos de respuestas al impulso para cada punto discreto, donde la entrada del sistema es el punto de impacto y las salidas son los receptores. Luego, el objetivo es impactar el objeto y que el sistema detecte automáticamente dónde fue el punto de impacto. Para eso, calcula para cada receptor las correlaciones $C_{y_{imp}, y_{ij}}$ con $i, j \in \mathbb{N}$ de la señal que recibió frente a todas las señales de la base de datos y determina que el punto de impacto es aquel para el que se obtiene mayor amplitud en la correlación, combinando la información de ambos receptores.

El objetivo planteado fue que el programa corriera de continuo, señalando el punto impactado, por lo que debe prever diversos problemas que pueden presentarse y estropear los resultados. Uno de ellos es que el golpe se retrase demasiado con respecto a la indicación, caso en que la señal recibida contendrá insuficiente información para identificar la posición impactada.

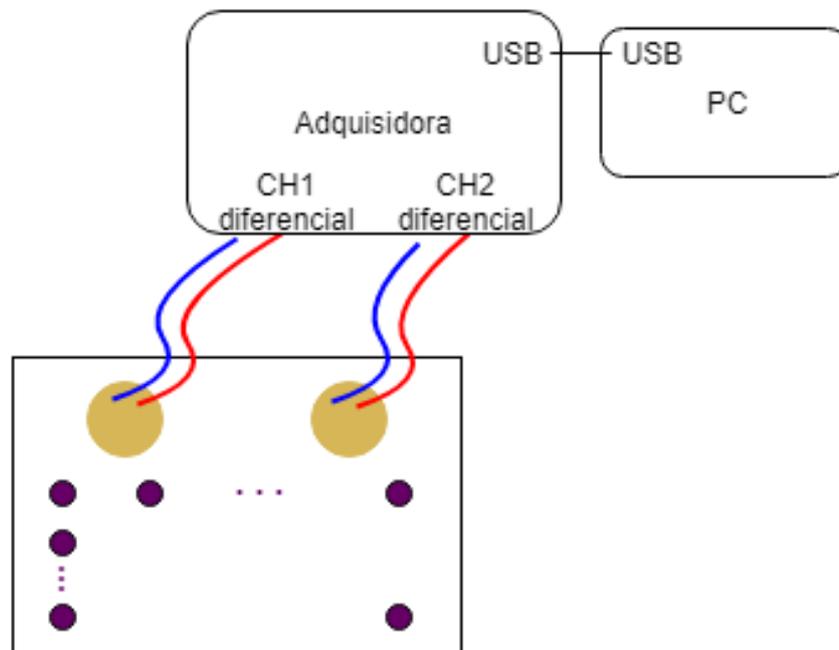
5.1.2. Materiales

Los materiales que se describen a continuación se relacionan según como se muestra en la fig. 27a.

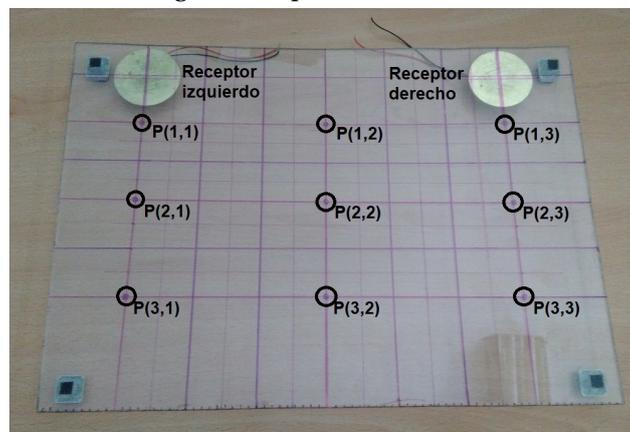
- Objeto sobre el que se impactará, en el caso de prueba una placa de acrílico.
- Al menos un transductor cerámico de contacto fijo, en este caso se utilizaron dos, para tener mejor resolución espacial del impacto.
- Tarjeta adquisidora con suficientes canales para todos los transductores (NI USB-6210).
- Objeto que permita realizar un golpe repetitivo.
- PC con SW *MatLab*, con las credenciales VISA de comunicación con NI instaladas.

5.1.3. Procedimiento

Aquí se describe el procedimiento de trabajo. Utilicé dos canales, derecho e izquierdo, según la posición de los receptores en relación a la zona discretizada, como se muestra en la fig. 27b.



(a) Diagrama esquemático del sistema.



(b) Placa con discretización básica y receptores

Figura 27: Sistema utilizado para experimentar con la detección de puntos de impacto.

1. Seleccionar y marcar los puntos posibles de golpe.
2. Pegar en la pieza los sensores piezoeléctricos a utilizar, sin que se superpongan con los posibles puntos de golpe.
3. Trabajar con las entradas de la tarjeta adquisidora en modo diferencial.
4. Configurar los parámetros de la tarjeta: canales analógicos a utilizar, frecuencia de adquisición (125 kHz por canal), amplitud máxima de la señal, tiempo total de adquisición en segundos (directamente ligado a cantidad de puntos a adquirir N_s).

5. Armar una base de datos que contenga para cada punto de adquisición las señales que llegan a los piezoeléctricos. Realizar repeticiones del relevamiento si se desea aumentar la precisión del sistema. En este caso, almacené dos repeticiones para cada punto. Aumentar el número de repeticiones aumenta considerablemente el tiempo de procesamiento.

Trabajé con una placa de acrílico en posición horizontal, que discreticé en una matriz $n \times m$. Almacené las señales en una matriz multidimensional de dimensiones $n \times m \times N_s \times \text{repeticiones}$ para cada piezoeléctrico.

Realicé un *script* en *MatLab* que espera la indicación (desde el teclado) de que el sistema recibirá un golpe. Cuando lo recibe compara la señal recibida en cada piezoeléctrico con las almacenadas en las matrices correspondientes. Extrae una característica de la correlación con cada señal, para utilizarla como un puntaje de similitud. Si supera un umbral, definido por ensayo y error, aquella posición con mayor puntaje es la indicada por el programa como la que recibió el impacto.

Para poder comparar efectivamente el resultado de la correlación de distintos golpes, es necesario procesar las señales adquiridas: elegir una ventana de largo fijo desde el comienzo del golpe, eliminar DC y normalizar las señales, para que los resultados sean equivalentes en peso.

Probé impactar la placa con distintos objetos. Las pruebas principales fueron de las siguientes maneras:

1. Con un dedo, lo que tiene un interés funcional, por ejemplo de touchscreen.
2. Con el mecanismo de resorte de una lapicera, razonablemente repetitivo y sin rebotes.

5.1.4. Resultados

En el caso del golpe con el dedo, trabajé con la discretización de $n = 3$ y $m = 3$, obteniendo buenos resultados sólo si se hace lento, para obtener señales largas y buscando repetitividad. Golpeando con el mecanismo de resorte de la lapicera, llevé a cabo pruebas exitosas con diversos valores de n y m , con $n \in 3, 13$ y $m \in 3, 9$. A medida que se afina la discretización, si bien los resultados aún son buenos, se pierde precisión. Una discretización más fina implica también un aumento considerable en el tiempo de cómputo, cuya importancia depende de la aplicación en la que se utilice la técnica.

La dificultad de realizar impactos repetitivos y con precisión en las coordenadas elegidas llevó a la realización del proyecto [44], que se utilizaría luego para un proyecto de investigación del grupo de trabajo TAPA del IIQ.

Evalué distintas características a extraer en el procesamiento, buscando la que diera mejores resultados. Para combinar la información de ambos canales, probé las siguientes alternativas, llamando n al paso con el que se corre la ventana para encontrar el comienzo de la señal. Si n baja, entonces el tiempo de procesamiento aumenta. El mejor resultado se obtuvo con *I*, observando que no vale la pena reducir n :

- I Sumar máximos de correlaciones.
- II Obtener máximo de la suma de correlaciones, sin signo.
- III Obtener máximo de la suma de correlaciones, con signo.
- IV *III*, pero con otro n menor
- V *II*, pero con otro n menor

En el apéndice A.1 presento el algoritmo 1, en el que describo el *script* de procesamiento elaborado para detectar los impactos en tiempo real. En la fig. 28 se muestra cómo se visualizan los impactos en el dispositivo, previamente calibrado, al ejecutar el programa.

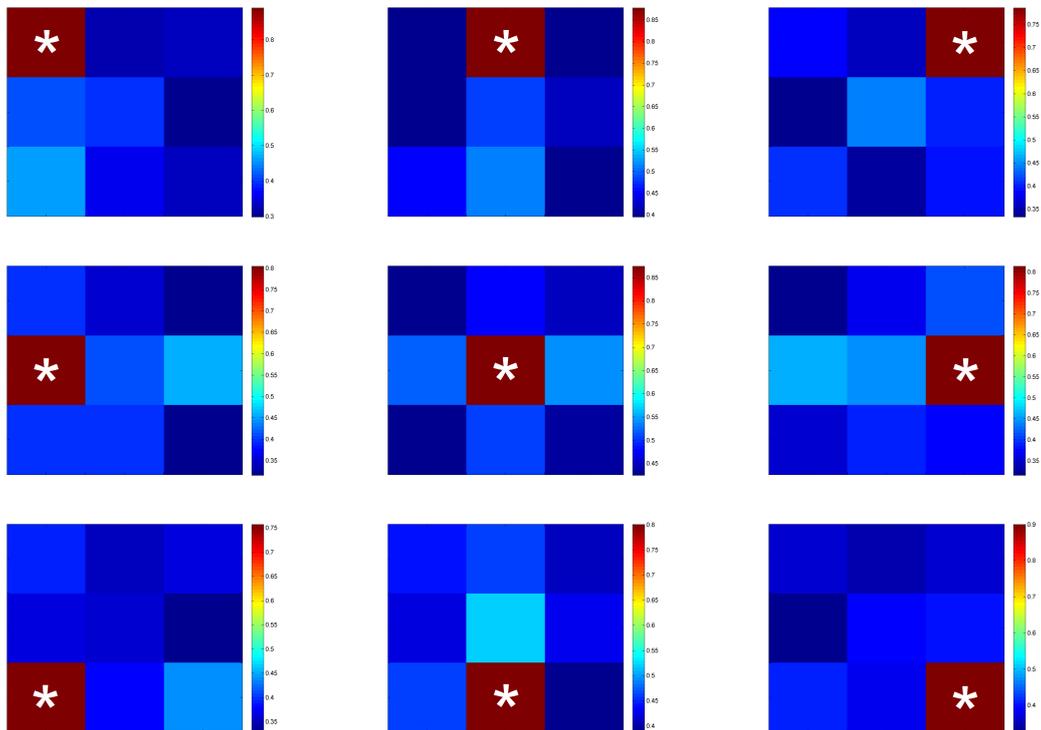


Figura 28: Resultados de impactos para cada elemento de discretización. En rojo (y marcado con un asterisco) se presenta el elemento cuya base de datos mejor correlaciona con las señales adquiridas luego del impacto.

5.2. Cambios en la estructura de un líquido

5.2.1. Descripción general

En esta sección describo el método en el que trabajé para seguimiento en línea no invasivo de procesos en los que cambia la textura de un medio inicialmente líquido. Tomé como caso de prueba el proceso de coagulación de la leche, que es una parte del proceso de fabricación de quesos de la cual depende la textura que tendrá el producto final. Actualmente, el proceso de coagulación de la leche se monitorea mediante técnicas artesanales, siendo por lo tanto interesante de automatizar. Este trabajo se dio en el marco de un proyecto del grupo TAPA del IIQ.

En proyectos anteriores del grupo TAPA [9] [10], se evaluó la posibilidad de utilizar US de baja potencia para este fin, observando la evolución del ToF de la señal a medida que el medio cambia. La señal de US de baja potencia resultó sensible al cambio de estructura del medio, pero más sensible a pequeñas variaciones de temperatura.

En el presente trabajo, interpongo un sistema multidifusor entre el transductor trabajando en modo pulso-eco y el plano de reflexión, inmersos en el medio de interés, para aumentar la sensibilidad de la señal obtenida con respecto a cambios en la estructura del medio. Correlaciono la señal que viaja a través del multidifusor a medida que el medio cambia, y_k frente a la señal en el instante inicial y_{ini} . Tomo el tiempo en el que se da el máximo de correlación como parámetro de monitoreo del proceso. Para medir este tiempo, que es del orden de decenas de ns , es necesario utilizar una estrategia de interpolación que logre mejorar considerablemente la resolución temporal, sin enlentecer demasiado el procesamiento. En este capítulo describo dicha estrategia, que implica llegar a la expresión algebraica de una recta y hallar su cruce por cero.

Detallo específicamente el desarrollo de la técnica y procesamiento asociados con los que se obtuvo mejores resultados. Describo superficialmente las alternativas probadas. Presenté los resultados obtenidos en el artículo “*Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring - Application to monitoring milk coagulation*” que presenté en el 2017 I2MTC celebrado en Italia. Este trabajo fue publicado en los *proceedings* del congreso [8] y lo adjunto en el apéndice A.4.1.

Realicé repeticiones para estudiar si verdaderamente se puede hacer un seguimiento a través de US. Se le llama serie a los datos obtenidos durante un proceso de coagulación y lote a 3 series sucesivas en las que se utiliza idéntica materia prima.

5.2.2. Materiales

A continuación se detallan los principales materiales utilizados. En la fig. 31a se presenta el diagrama del conexionado del sistema.

- Pulsador/receptor (Olympus 5072PR).
- Transductor de US de inmersión (Olympus, $f = 15MHz$).
- Termocupla Fluke (amplificador 80TK utilizado con Multímetro Agilent 34410A).
- Osciloscopio (Agilent DSO-X-2012A).
- Celda con plano alineable, similar a la utilizada para las medidas de atenuación.
- Baño para controlar temperatura.
- Dispositivo multidifusor.

- Leche entera + Cloruro de calcio pesado en balanza analítica + Enzima para la elaboración de quesos medido con pipeta automática. En el cuadro 2 se detallan las características de cada serie.

Series	Cloruro de calcio $\left(\frac{g}{L}\right)$	Enzima $\left(\frac{\mu L}{L}\right)$
1 a 12	0.07	670
13 a 15	0.035	270

Cuadro 2: Series de coagulación.

Dispositivo multidifusor

En la fig. 29 presento el dispositivo multidifusor. Consiste en varias varillas de cobre de 1.6mm de diámetro, paralelas entre sí, insertas en dos matrices de acrílico, que determinan la distancia de separación.

Esta estructura genera una gran cantidad de reflexiones de la señal, aumentando el camino que recorre la misma a través del medio, de forma tal que se amplifica la sensibilidad del sistema pulso-eco frente a los cambios estructurales. El hecho de multiplicar el número de interfaces y que las incidencias sean oblicuas es crucial para mejorar la dependencia de la señal con respecto a los cambios en el medio, ya que los ángulos de reflexión y transmisión en dichas incidencias (fig. 4) dados por la ley de Snell dependen fuertemente de la densidad del medio.

Para el diseño de este sistema se consideraron la penetración de la señal, que las incidencias de la señal en las varillas fueran realmente múltiples y sencillez en la limpieza del sistema. Lo primero se relaciona con el largo de la señal eco obtenida: llamando t_{fin} al tiempo del eco del plano reflector del fondo, se considera que la penetración de la señal es buena si existen ecos de las varillas que perduran hasta t_{fin} . La buena multidifusión se asocia a la forma del eco: cuando presenta picos como los que se señalan con recuadro fino en la fig. 30, que se destacan del resto de la señal, se trata de incidencias principalmente en un único plano de varillas. La señal que contiene información de múltiples reflexiones parece aleatoria, como la que se marca con recuadro grueso en la fig. 30, pero es constante de una adquisición a la siguiente. Estas reflexiones recorren un camino mayor que las que inciden directo en los planos.

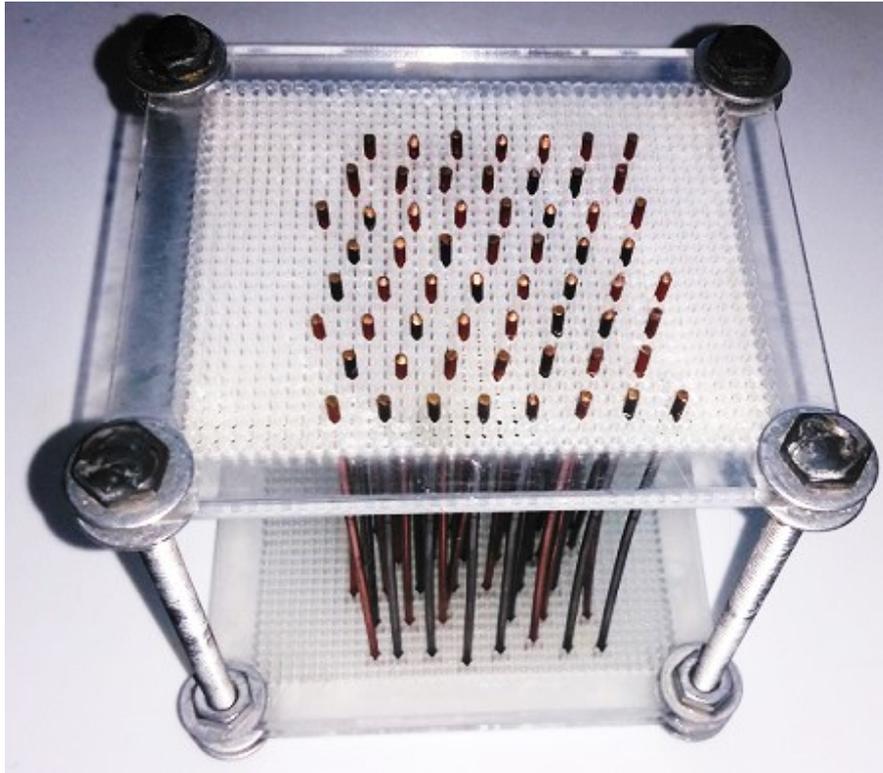


Figura 29: Dispositivo multidifusor. Varillas de cobre de 1.6mm de diámetro, dispuestas entre dos matrices de acrílico.

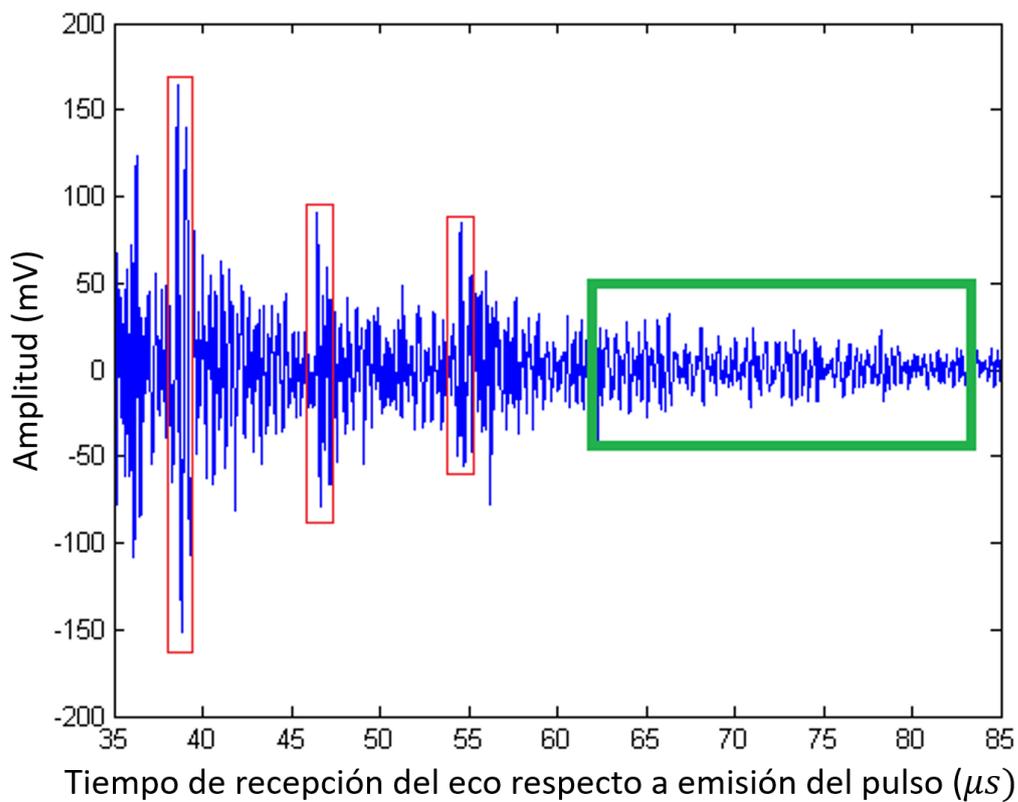


Figura 30: Ecos: En recuadro fino, porciones compuestas principalmente por eco en un único plano. En recuadro grueso, una posible ventana de interés, con ecos multiplanares.

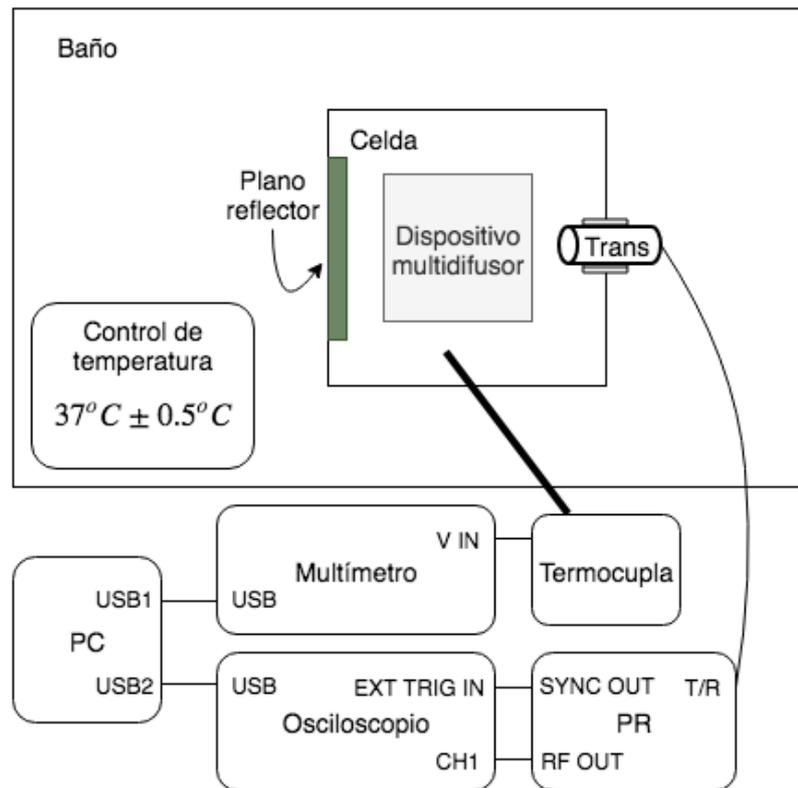
5.2.3. Procedimiento de adquisición

Utilicé el siguiente procedimiento para dar inicio al proceso de coagulación y a la adquisición de las señales. Es importante seguirlo correctamente cada vez para tener resultados comparables.

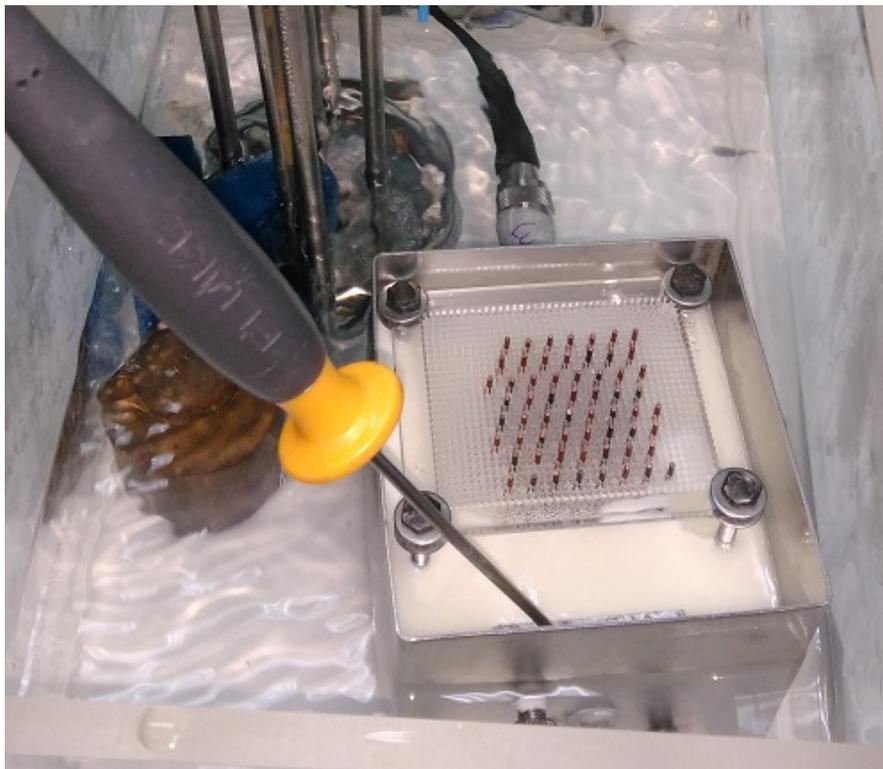
1. PR en modo pulso-eco, $G = 50dB$, banda pasante de $1MHz$ (HPF ON) a $35MHz$ (LPF OFF).
2. Dispositivo multidifusor y termocupla dentro de la celda, transductor en el zócalo, como se ve en la fig. 31b.
3. Osciloscopio en modo AVG 128.
4. Temperatura del baño a $37^{\circ}C \pm 0,5^{\circ}C$.
5. Lote de leche: $2L$ termostatizados en cámara refrigerada, con cloruro de calcio.
6. Para cada serie: termostatar $650mL$ de leche en la celda, agregar la enzima de coagulación, mezclar adecuadamente, y ejecutar el programa de adquisición de señales.

La energía de los ecos tardíos contiene información de una mayor cantidad de reflexiones, pero se tiene como limitante el tiempo t_{fin} . Se seleccionó entonces una ventana que va de $55\mu s$ a $105\mu s$, con un total de aprox. 7700 puntos, lo que da una frecuencia de muestreo de $f_s \approx 150MHz$. Debido al espectro del PR, aumentar la resolución del tiempo no es de utilidad. Se realiza una adquisición cada $5s$, almacenando la siguiente información:

- Vector de tiempos t (μs) (igual para todas las adquisiciones).
- Vector de amplitudes y (V).
- Temperatura T_{oC} ($^{\circ}C$).
- Tiempo de inicio, t_{adq} (s).



(a) Diagrama del conexionado.



(b) Sistema armado.

Figura 31: Experimento de monitoreo de coagulación de leche mediante ultrasonido de baja potencia con dispositivo multidifusor.

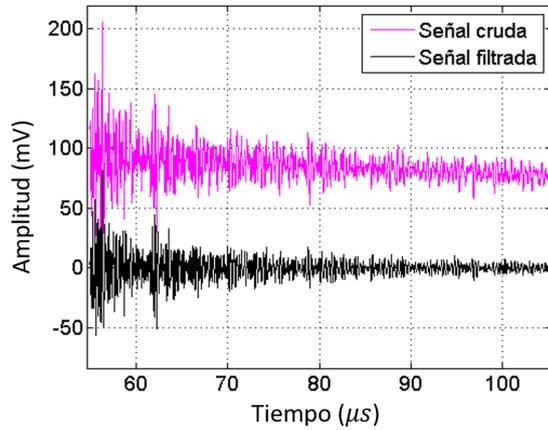
5.2.4. Procesamiento básico de señales

En esta sección presento detalladamente los pasos para procesar las señales de forma de obtener curvas que permitan monitorear el proceso de coagulación de leche. Elegí como parámetro de monitoreo del proceso el tiempo en el que se da el máximo de la correlación $C_{y_k, y_{ini}}$ entre la señal inicial y_{ini} y cada una de las señales y_k obtenidas a lo largo de la correlación. Este tiempo, es una especie de retardo global, asociado a un cambio general en la velocidad de propagación, pero con información dependiente de distintas distancias recorridas por las ondas.

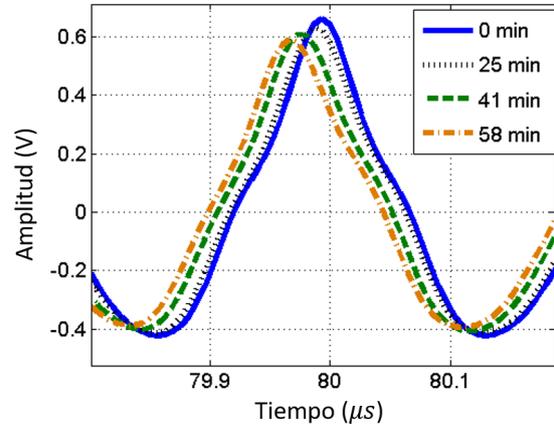
Comienzo obteniendo f_s y f_N a partir del vector t .

Para cada una de las señales adquiridas, repite el procedimiento que describo a continuación.

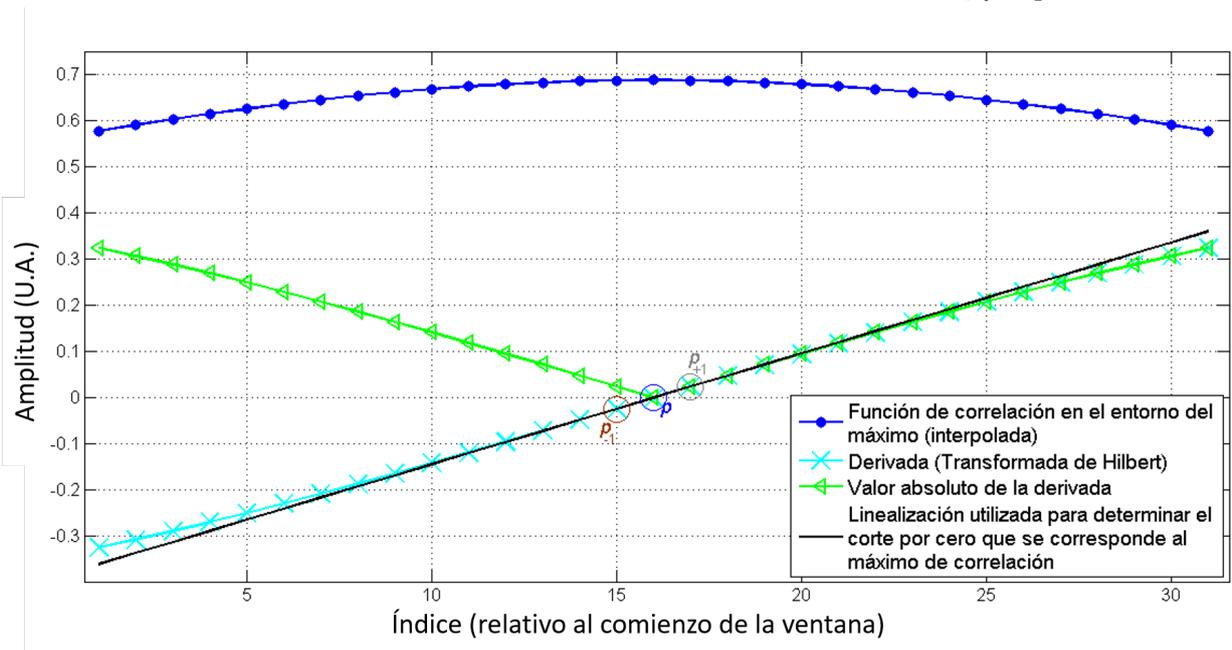
1. Acondicionar y eliminando DC aplicando HPF y LPF digitales de Butterworth, para eliminar frecuencias asociadas al ruido (fig. 32a).
2. Calcular la correlación cruzada $C_{y_k, y_{ini}}$ entre la señal inicial y_{ini} , y cada una de las señales obtenidas durante el proceso de coagulación y_k , según la ec. 46.
3. Hallar y almacenar en un vector el tiempo t_{maxC} (ns) en el que se da el máximo, $maxC$, de $C_{y, y_{ini}}$: Hallar el cruce por cero de la derivada de $C_{y, y_{ini}}$ para el lóbulo principal (fig. 32c), que permite aumentar considerablemente la resolución con un procesamiento veloz en comparación a otras alternativas como interpolar con gran cantidad de puntos. La fig. 32b muestra cómo varía el lóbulo central de la correlación a medida que pasa el tiempo).
 - a) Interpolar $C_{y, y_{ini}}$ con 5 puntos adicionales entre puntos medidos, utilizando el interpolador de paso bajo.
 - b) Hallar el índice de $C_{y, y_{ini}}$ en el que se da t_{maxC} . Esto correspondería al dato buscado, pero con mala resolución. Se procede a mejorar la resolución.
 - c) Definir una ventana $vent_C$ en la que se encuentra el tiempo buscado.
 - d) Derivar $C_{y, y_{ini}}$ mediante la transformada de Hilbert (ec. 57).
 - e) Dentro de $vent_C$, buscar el índice del mínimo del valor absoluto de $\frac{\delta C_{y, y_{ini}}}{\delta t}$.
 - f) Para los índices inmediatamente anterior y posterior al índice hallado previamente, p_1 y p_2 , calcular sus imágenes p_{im1} y p_{im2} en $\frac{\delta C_{y, y_{ini}}}{\delta t}$.
 - g) Hallar la recta que pasa por (p_1, p_{im1}) y (p_2, p_{im2}) usando la función *polyfit* de *MatLab*.
 - h) Siendo esta recta de la forma $y_r = mt + n$, el tiempo buscado dentro de la ventana, pos , es el cruce por cero de la recta: $pos = -n/m$.
 - i) A pos este tiempo se le debe adicionar el tiempo de inicio de la ventana.
4. Construir vector t_{adq} , con el tiempo transcurrido del proceso para cada señal.
5. Ajustar pos para que el corrimiento correspondiente a y_{ini} consigo mismo sea nulo.
6. Suavizar el resultado, sustituyendo los valores de pos que difieren mucho de sus compañeros en una ventana móvil por el promedio de los contiguos.



(a) Acondicionamiento básico de la señal obtenida con multidifusor.



(b) Variación del lóbulo central de $C_{y,y_{ini}}$ a medida que se modifica el medio. Disminuyen tanto $maxC$ como t_{maxC} y se pierde la simetría.



(c) Descripción gráfica del método para hallar t_{maxC} con precisión alta.

Figura 32: Figuras de apoyo a la descripción del procesamiento de señales mediante cálculo de la correlación $C_{y,y_{ini}}$ para monitoreo de coagulación de leche.

La función $t_{maxC}(t_{adq})$ tiene básicamente tres tramos, que se relacionan con las distintas etapas de coagulación de la leche [23]:

1. El tramo *I* corresponde a la etapa de modificación enzimática de las micelas de caseína, donde la influencia de la temperatura es fuerte debido a que el medio es líquido. La forma de $t_{maxC}(t_{adq})^I$ es muy variable.
2. El tramo *II* corresponde a la etapa de a la agregación de las micelas modificadas, donde la influencia de la temperatura se va volviendo paulatinamente débil debido a que el medio se va gelificando. La curva $t_{maxC}(t_{adq})^{II}$ se puede modelar por una caída exponencial, como se ejemplifica en la fig. 34.
3. El tramo *III* está asociado a la etapa en que la coagulación ya ha finalizado y el suero comienza a separarse del cuajo. En la curva $t_{maxC}(t_{adq})^{III}$, se pierde el ajuste exponencial. Idealmente el corte debería realizarse en el punto de inflexión entre los tramos *II* y *III*.

La adecuación de un ajuste exponencial para la segunda etapa se muestra en fig. 8. Trabajé en generar un algoritmo de detección para la transición de la etapa *I* a la *II*. Ejemplos de los resultados obtenidos se muestran en la fig. 33.

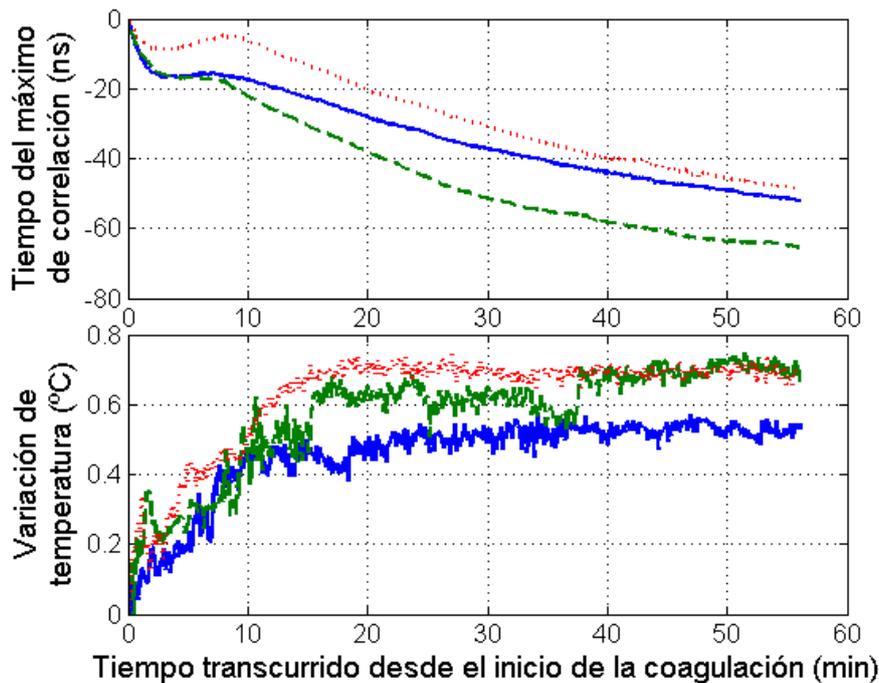
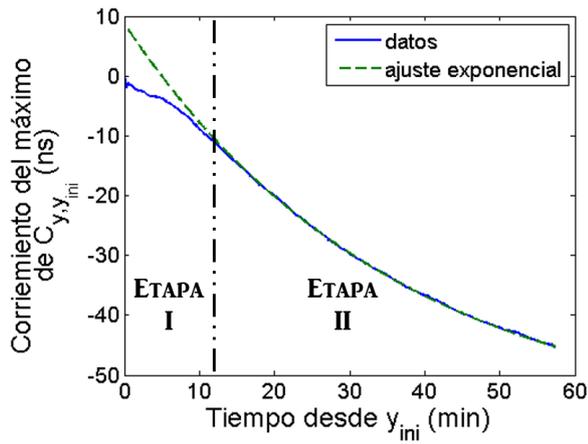
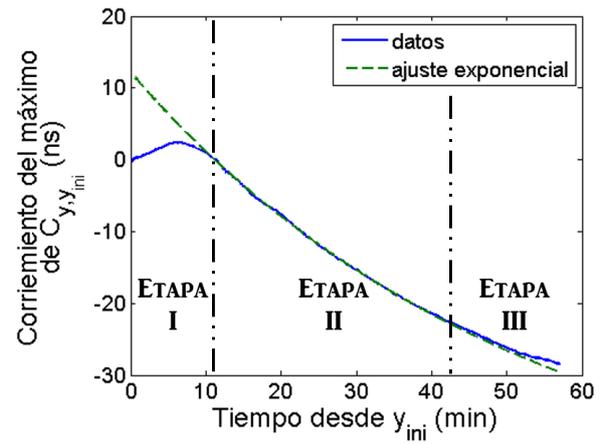


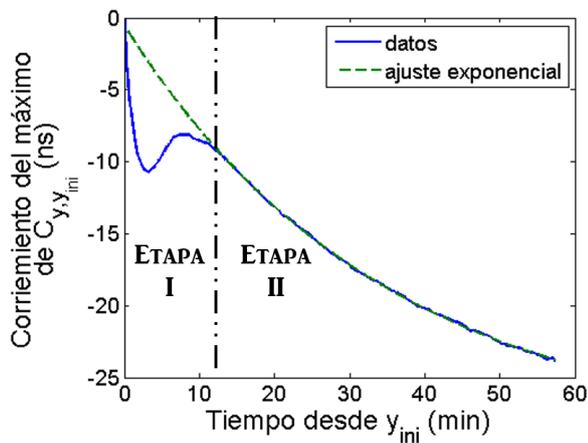
Figura 33: Evolución del tiempo, t_{maxC} , en el que se da el máximo de la correlación entre cada señal adquirida durante la coagulación de la leche, y_k y la señal al comienzo del proceso, y_{ini} . Se contrastan los resultados con la evolución de la temperatura, T_{oC} durante la adquisición de las señales, donde *v.m.* indica el valor medio de T_{oC} , ya que el eje de las coordenadas indica únicamente la variación de T_{oC} .



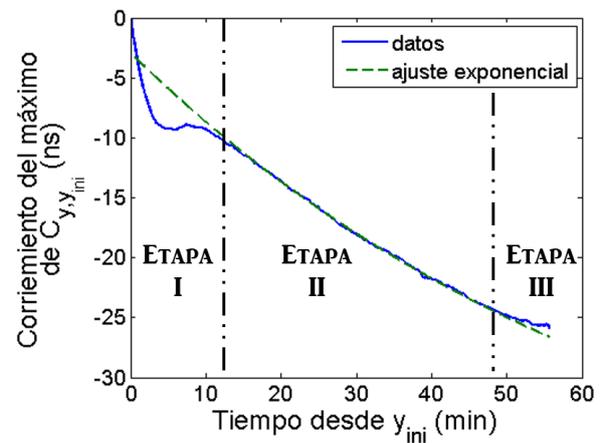
(a) Serie 1



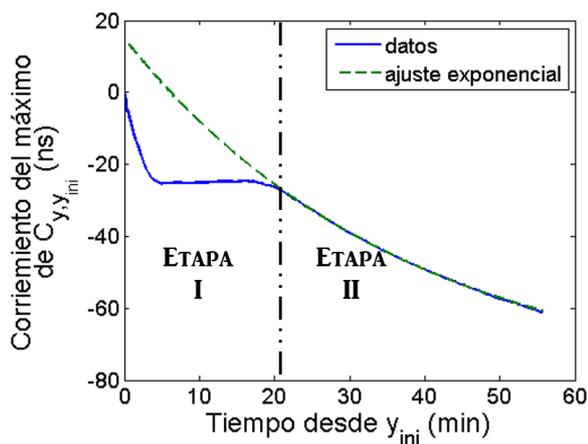
(b) Serie 2



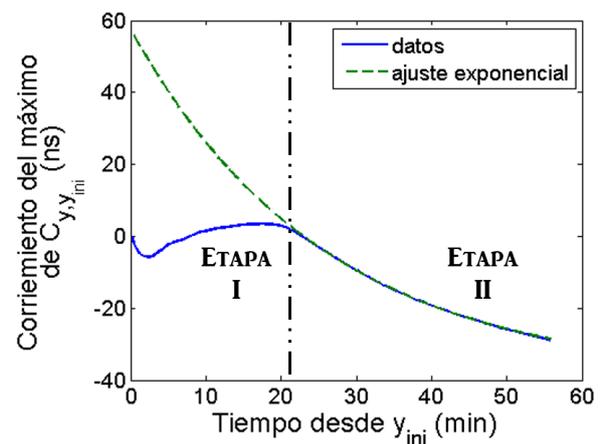
(c) Serie 9



(d) Serie 10



(e) Serie 13



(f) Serie 14

Figura 34: Ejemplos de datos obtenidos, $y(t)$, y el ajuste que permite observar que existe un tramo que se comporta de forma exponencial. En esta escala, el tercer tramo no siempre es distinguible. En las últimas dos series se utilizó menos enzima que en las demás, lo que se ve claramente reflejado en el comienzo de la caída exponencial en las curvas.

5.2.5. Procesamiento para hallar transición

A continuación describo detalladamente el procesamiento que realicé sobre las curvas obtenidas para hallar la transición de la etapa *I* a la etapa *II*. Los largos de las ventanas y umbrales fueron elegidos por ensayo y error. Este es un procesamiento dedicado de los datos, para encontrar puntos notables en una curva.

Para dar una idea general, el objetivo es automatizar la búsqueda del tiempo de transición entre la etapa *I* y la etapa *II*. Para ello, es necesario hallar la exponencial que modela el tramo dos. Como es más eficiente computacionalmente intentar ajustar una curva por una recta que por una exponencial, transformo la curva relevada tomando logaritmo neperiano de la misma, lo que permite simplificar el ajuste al de una recta. Una vez hallada la recta que mejor ajusta a esta curva en una ventana de tiempo que específico, busco el último punto anterior al centro de la ventana en el que la recta y la curva experimental están separadas más de un umbral. Ese punto, considero que es el de la transición entre las etapas.

1. Alisar datos de los vectores t_{maxC} y T_{oC} tomando para cada punto el valor medio de una ventana deslizante de p_{v1} puntos.
2. Buscar la primera ventana de $2p_{v2} + 1$ puntos del vector $Ln(t_{maxC})$ que aproxime a una recta. El largo de la ventana está asociado a la cantidad mínima de minutos que se supone que la señal aproxime a una exponencial. Este tramo corresponde a la caída exponencial de t_{maxC} . Elegir la recta de ajuste correspondiente a este tramo.
3. Hallar el error de ajuste lineal para cada ventana posible de p_{v3} puntos.
4. Hallar con *polyfit* la recta de ajuste para la ventana (fig. 35).
5. Calcular la diferencia *dif* punto a punto entre los datos experimentales tomados en esa ventana y la recta de ajuste. En adelante se consideran únicamente los valores de *dif* que van desde $p_{cv} - 2p_{v2}$ hasta p_{cv} , siendo p_{cv} el punto central de la ventana. Así se gana independencia de las distintas formas que puede tener t_{maxC} en la primera etapa.
6. Calcular el error cuadrático total del ajuste para la ventana, e_{aj} .
7. Buscar la primera ventana de $2p_{v2} + 1$ puntos en la que e_{aj} tenga un mínimo local.
8. Desde el principio del vector e_{aj} , calcular la energía de e_{aj} para cada ventana de p_{v2} puntos, hasta encontrar una cuya energía de error supere a la anterior (fig. 36). Si además la diferencia en las ordenadas entre el primer punto de la ventana y el último es mayor que $\frac{\max\{e_{aj}\}}{dif_{U1}}$, donde dif_{U1} es un umbral empírico, entonces se encontró la ventana definitiva, sino continuar iterando. Esta condición evita la elección de una ventana inadecuada cuando se utiliza poca enzima, como en las series 13 a 15.
9. Hallar la recta que ajusta en esa ventana, extendiéndola a todos los datos (fig. 37).
10. Calcular la diferencia dif_2 punto a punto entre la recta de ajuste y $Ln(t_{maxC})$. Continuar trabajando únicamente con los valores de dif_2 anteriores al centro de la ventana.
11. Normalizar dif_2 por amplitud.
12. Encontrar el primer punto p_{tr} tal que $dif_2(p_{tr}) < dif_{U2}$, siendo dif_{U2} un umbral empírico. Tomar p_{tr} como el punto de transición de la primera etapa del proceso a la segunda.

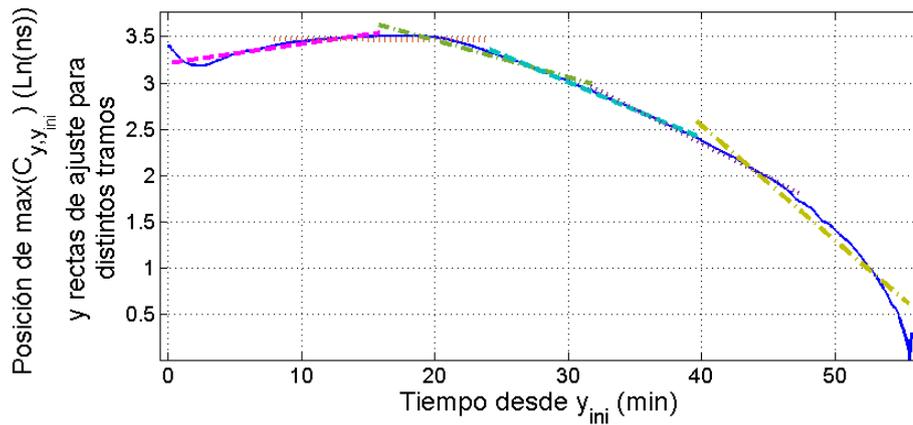


Figura 35: Ejemplo del ajuste mediante rectas (serie 15) para tramos de $2p_{v2} + 1$ puntos de $\text{Ln}(t_{\max C})$.

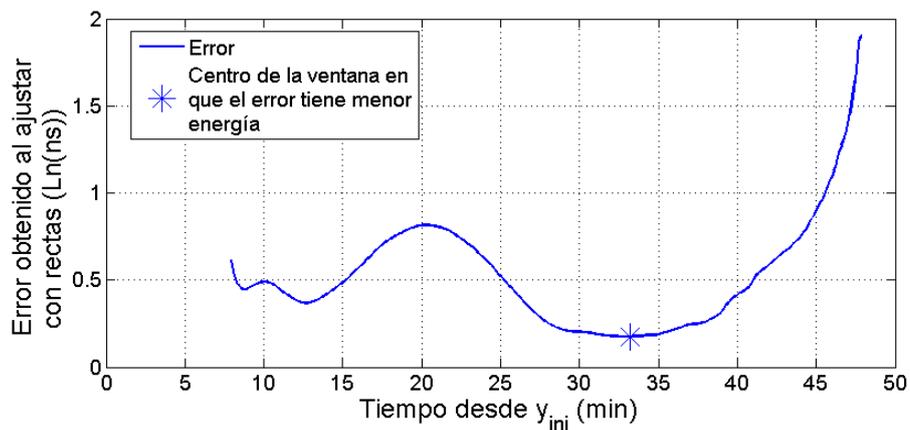


Figura 36: Ejemplo (serie 15) de la energía e_{aj} calculada para ventanas móviles de p_{v2} puntos.

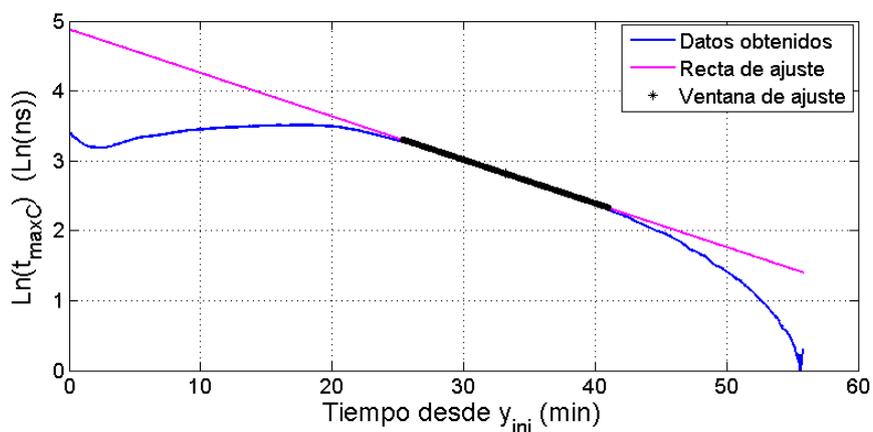


Figura 37: Ejemplo (serie 15) de $\text{Ln}(t_{\max C})$ ajustado por la recta que ajusta en la ventana elegida, extendida a todo $\text{Ln}(t_{\max C})$.

5.2.6. Resultados

Probé variar parámetros del programa de procesamiento para obtener empíricamente los que logran mejores resultados para las 15 series consideradas, siendo estos $diff_{U1} = 8$, $diff_{U2} = 0,2$ y $p_{v2} = 100$. Las series 1 a 12 son básicamente iguales, mientras que las series 13 a 15 son hechas con la mitad de cuajo, por lo que la transición buscada demora aproximadamente el doble de tiempo en ocurrir.

En el cuadro 3 se muestran, para cada serie, el valor del punto de transición en minutos estimado visualmente de la gráfica y el mismo obtenido mediante automatismo para el mejor set de parámetros. También se presenta el resultado de aplicar la ec. 66, similar al cálculo de la varianza, a los datos. Se consideran por separado los resultados de series del mismo tipo y luego el conjunto de todas las series. $Auto_i$ corresponde al valor del punto de transición en minutos que devuelve el *script* de procesamiento automático, mientras que $Visual_i$ corresponde al valor estimado visualmente del punto de transición.

$$\eta = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N (Auto_i - Visual_i)^2}}{N} \quad (66)$$

Serie	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Visual (min)	8.1	9.3	9.2	5.5	6.7	7.6	11.1	7.5	11.1	9.3	9.9	9.4	19.9	20.1	20.2
Automatizado (min)	7.9	8.7	9.6	9.4	9.1	8.6	8.1	10.9	10.8	9.4	10.1	15.5	18.3	19.3	19.5
η 1 a 12 (min)												0.75			
η series 13 a 15 (min)												0.64			
η total (min)												0.61			

Cuadro 3: Mejores resultados obtenidos para la detección automática del punto de transición, tomando como referencia la estimación visual.

5.2.7. Procesamientos alternativos descartados

A continuación indico otras características de la señal que consideré y descarté para realizar el monitoreo de la coagulación de la leche. Podrían resultar útiles para otras aplicaciones de la misma técnica.

– **Valor máximo de la correlación $maxC$**

Si bien la evolución de $maxC$ tiene tendencia decreciente, la misma no es clara, ya que las fluctuaciones de energía y el corrimiento de la señal por temperatura afectan demasiado el resultado. Probé corregir estos datos por el valor eficaz de la señal, sin lograr mejorar los resultados. También probé correlacionar únicamente el signo de la señal $sg\{y(t)\}$, sin obtener tampoco buenos resultados.

– **Diferencia entre los mínimos del lóbulo central de la correlación**

$C_{y,yini}$ es similar a un *sinc* en torno a su máximo, siendo que la simetría es perfecta para la autocorrelación y se distorsiona a medida que la señal cambia. En cuanto a la diferencia

entre los mínimos adyacentes al lóbulo central, si bien se pierde la simetría a medida que la leche coagula, no observé un patrón útil para monitorear este proceso.

– **Energía**

Observé la variación en la energía de la señal a lo largo de la coagulación. No observé información útil, probablemente porque la energía entregada por el PR no es tan estable como sería necesario para poder monitorear el sistema mediante esta característica.

– **Espectro**

En el espectrograma de la señal a lo largo de la serie no se notan cambios significativos en alguna frecuencia que pudieran llevar a inferir el estado del proceso.

5.3. Conclusiones y trabajos futuros

5.3.1. Conclusiones

La versatilidad de la función de correlación entre señales queda manifiesta en este capítulo.

El experimento de detección de puntos de impacto sugiere que es posible generar una base de datos de las ondas que llegan a los receptores, para luego comparar estas ondas en diversas situaciones prácticas. En las pruebas realizadas, se genera una especie de pantalla táctil. Con pocos cambios, esta técnica es aplicable a la detección de rupturas o deformaciones en piezas, ya que cuando cambia la forma de la pieza, la señal que llega a los receptores difiere de la de la base de datos.

El experimento aplicado a la coagulación de leche es prometedor en tanto es un acercamiento al monitoreo de un proceso industrial de forma no invasiva. Los resultados conseguidos fueron presentados en el congreso 2017 I2MTC. El artículo “*Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring - Application to monitoring milk coagulation*” [8] fue publicado en los *proceedings* del congreso. Lo adjunto en el apéndice A.4.1. El sensor desarrollado podría servir también para monitorear cambios en otros tipos de líquidos. Para ahondar en el procesamiento, es conveniente mejorar la técnica de adquisición de datos. Además sería útil tener una referencia de comparación dada por técnicas reométricas.

En cuanto a la búsqueda de la transición entre etapas de la coagulación de leche, es importante destacar que se trata de un procesamiento dedicado de los datos, con el objetivo de encontrar puntos notables en un tipo de curva particular.

5.3.2. Trabajos futuros

El experimento de monitoreo de coagulación de leche se enmarca entre los intereses de mi grupo de trabajo TAPA del IIQ, por lo que es probable que el trabajo en este tema continúe. Si bien los resultados fueron satisfactorios, considero que se podrían mejorar teniendo en cuenta lo siguiente:

– **Control de temperatura**

Un mejor control de temperatura permitiría probablemente obtener mejores resultados a nivel de laboratorio. Además, sin importar que la temperatura de la leche se haya estabilizado, al momento de agitar para mezclar la enzima la temperatura baja, por lo que siempre existe un transitorio al comienzo de la coagulación.

– **Condiciones de borde**

Una superficie importante tanto del volumen de leche como del volumen de agua se en-

cuentra en contacto con el aire o con las paredes del baño térmico. En el proceso productivo real, la superficie de borde es menor en relación al volumen, por lo que es esperable menos influencia de las condiciones de borde.

– **Medir temperatura entre las varillas**

Esto permitiría tener una mejor medida de la temperatura en el interior del gel una vez comenzada la coagulación. Es otro problema asociado a las condiciones de borde.

Dispositivo diseñado para trabajos futuros

Para continuar trabajando sobre este tema, diseñamos y mandamos a fabricar un dispositivo que contiene las varillas, el zócalo para el transductor de US y el zócalo para el termómetro en forma solidaria y sin paredes innecesarias. Este dispositivo, hecho en acero inoxidable, puede ser sumergido en un tanque en el que se lleve a cabo el proceso de coagulación de leche para monitorearlo en línea. En la fig. 38a se presenta un diagrama del diseño, mientras que en la fig. 38b se presenta una foto del dispositivo construido. Las ventajas que presenta este nuevo diseño son las siguientes:

- Al estar solidario el transductor a las varillas, se evita un problema anterior en que una pequeñísima variación de la posición del arreglo de varillas respecto al transductor cambiaba totalmente el eco. Esto hacía que, si bien durante toda la coagulación esto se mantenía fijo, permitiendo comparar las señales entre sí, era imposible obtener señales de inicio iguales de una serie a otra, por lo que en algunos casos la ventana de observación escogida, que era la misma para todas las series, era adecuada, mientras que otras veces aparecían reflexiones planares. Esto provocaba además la imposibilidad de escoger una amplificación única de la señal en el osciloscopio para todas las series. También aumentaba la delicadeza del sistema respecto vibraciones en el área de trabajo.
- Las varillas son más cortas, por lo que presentan menos resonancia, siendo más robustas a movimientos.
- La punta de la termocupla se encuentra entre el del transductor y las varillas, midiendo la temperatura dentro del gel incluso luego de comenzada la coagulación.
- Es sencillo de limpiar.

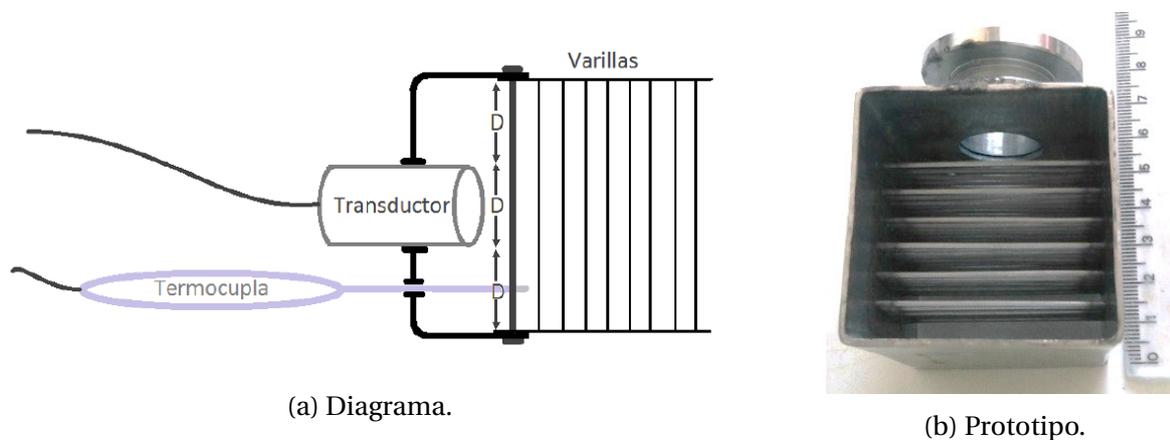


Figura 38: Diseño final del sensor multidifusor.

6. Aplicaciones de las Medidas de Atenuación

6.1. Descripción general

En este capítulo muestro aplicaciones de la técnica de medida de atenuación de ondas ultrasónicas debida al medio de propagación. Es una técnica que permite caracterizar el medio, así como evaluar la viabilidad del uso de técnicas ultrasónicas más complejas.

Realicé los cálculos de forma relativa al agua, para la que utilicé el coeficiente teórico de atenuación de la ec. 18b. La atenuación, α , depende tanto de la frecuencia de trabajo f como de la temperatura T y la presión P . Realicé este trabajo a $T_{oC} = 20^{\circ}C$ y $P = 1 atm$ aproximadamente. Trabajé con medios líquidos, particularmente diluciones de leche en agua y con soluciones de sólidos en líquidos, particularmente pasta de olivas en agua. Expreso α en $\frac{dB}{cm}$.

Utilicé ondas pulsadas, correspondientes a excitar con el pulsador un transductor cerámico de inmersión de $3,5MHz$ de frecuencia central. Para poder aplicar los resultados de la sección 2.2.1 a ondas multifrecuenciales, trabajo con el siguiente procedimiento, que tiene sentido gracias a que el sistema lineal permite aplicar superposición.

1. Adquirir señales temporales propagadas para cada medio de interés, incluida una en agua.
2. Pasar al dominio de la frecuencia, tomando FT de todas las señales.
3. Calcular el cociente punto a punto de la FT de cada medio con la FT del agua destilada.
4. Calcular atenuaciones como en la ec. 18a.

6.2. Diluciones de leche en agua

Medí la atenuación del US para distintas concentraciones de leche diluida en agua destilada. Trabajé con un transductor de frecuencia central $10MHz$, comenzando con $700ml$ de agua destilada y agregando $50ml$ de leche por vez. En la fig. 39 se puede observar cómo se atenúa el eco al aumentar la proporción de leche, en el dominio del tiempo.

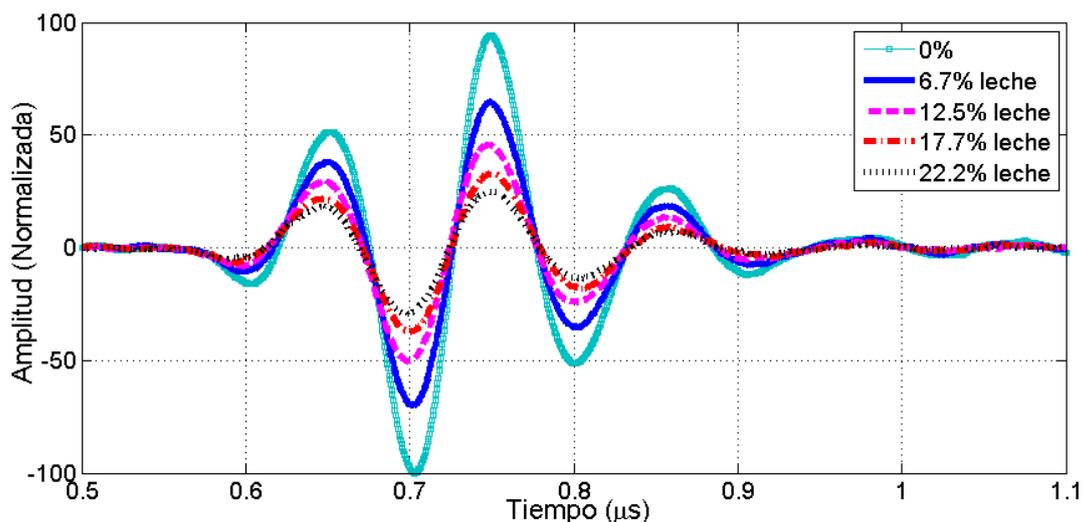
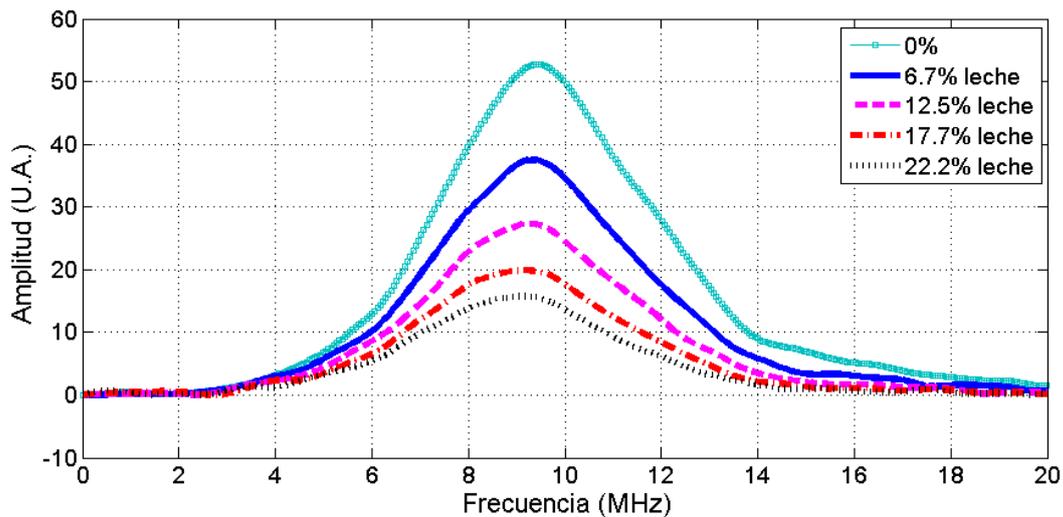


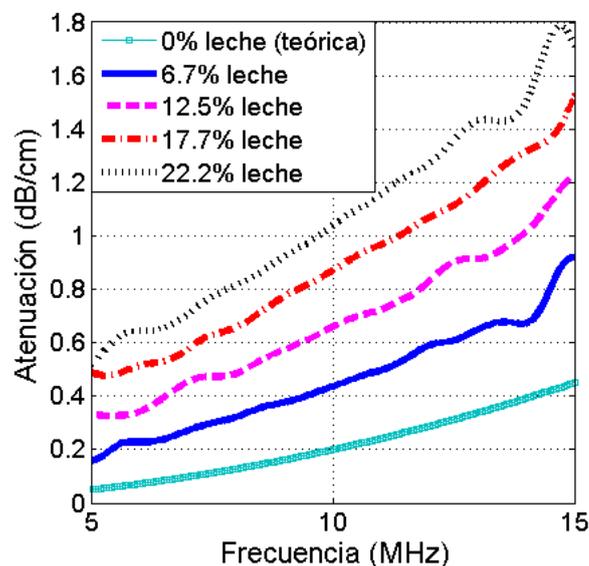
Figura 39: Respuesta en modo pulso-eco en el dominio del tiempo, amplitudes expresadas en % del máximo obtenido para agua destilada. Cada curva corresponde a una concentración de leche en agua, expresada en % del volumen.

En la fig. 40a presento el espectro frecuencial de los ecos, que se atenúa más cuando mayor es la concentración de leche, manteniendo su forma. Finalmente, usando la ec. 17, obtuve $\alpha(f)$ para cada concentración de leche (fig. 40b). Los resultados son válidos únicamente en la zona más cercana a la frecuencia central del transductor utilizado, para conocer la atenuación a otras frecuencias, sería necesario repetir el experimento utilizando transductores de distinta frecuencia central.

En la fig. 40b se puede observar que la atenuación aumenta tanto con la concentración de leche como con la frecuencia. En el cuadro 4 se presenta una comparación de resultados para dos frecuencias y distintas concentraciones.



(a) Espectro frecuencial de los ecos.



(b) Curvas $\alpha(f)$ en el rango espectral del transductor utilizado.

Figura 40: Resultados frecuenciales para el experimento de atenuación de ultrasonido con diluciones de leche. Cada curva corresponde a una concentración de leche en agua, expresada en % de volumen.

$\alpha \left(\frac{dB}{cm} \right)$		Frecuencia de trabajo (MHz)	
		10	13
Concentración de leche en agua (volumen)	0% (teórica)	0,2	0,34
	6,7%	0,44	0,65
	12,5%	0,66	0,91
	17,7%	0,87	1,19
	22,2%	1,04	1,43

Cuadro 4: Comparación de resultados de atenuación de ultrasonido en distintas diluciones de leche en agua, para dos frecuencias de trabajo.

6.3. Pasta de olivas disuelta en agua

Este trabajo lo realicé en un marco colaborativo, ya que sus resultados eran de interés para un grupo que trabaja en la mejora de la técnica de extracción de aceite de oliva, investigando particularmente si la generación de ondas estacionarias con US de potencia durante el proceso de extracción del aceite permite aumentar la producción. Para evaluar la posibilidad de generar ondas estacionarias en pasta de olivas trabajando en modo pulso-eco, comencé con agua destilada a la que le fui agregando pasta de olivas sin carozo. Utilicé un transductor de 3,5MHz. En cada adquisición, agregué 20gr de pasta de olivas. En los resultados que presento, obtenidos en condiciones de laboratorio, utilicé una materia prima mas homogénea que la de interés industrial, que particularmente tiene carozos. También trabajé en otra instancia con la materia prima de ellos, lo que dio lugar a mi colaboración en una publicación, adjunta en el anexo A.4.2.

En la fig. 41 se puede observar cómo se atenúa el eco al aumentar la proporción de pasta de olivas. No probé mayores proporciones de pasta de olivas debido a que en un punto la SNR es demasiado baja. En la fig. 42a presento el espectro frecuencial de los ecos, que se atenúa más cuando mayor es la concentración de pasta de olivas, manteniendo razonablemente su forma. Finalmente, usando la ec. 17, obtuve $\alpha(f)$ para las distintas concentraciones de pasta de olivas, presentado gráficamente en la fig. 42b. Los resultados son válidos únicamente en la zona más cercana a la frecuencia central del transductor.

En la fig. 42b se puede observar que la atenuación aumenta tanto con la concentración de pasta de olivas como con la frecuencia. En el cuadro 5 se presenta una comparación de resultados para dos frecuencias y distintas concentraciones.

$\alpha \left(\frac{dB}{cm} \right)$		Frecuencia de trabajo (MHz)	
		3	4
Concentración de pasta de olivas en agua (masa)	0% (teórica)	0,02	0,03
	25%	2,06	2,26
	48%	3,04	3,47

Cuadro 5: Comparación de resultados de atenuación de ultrasonido en distintas diluciones de pasta de olivas en agua, para dos frecuencias de trabajo.

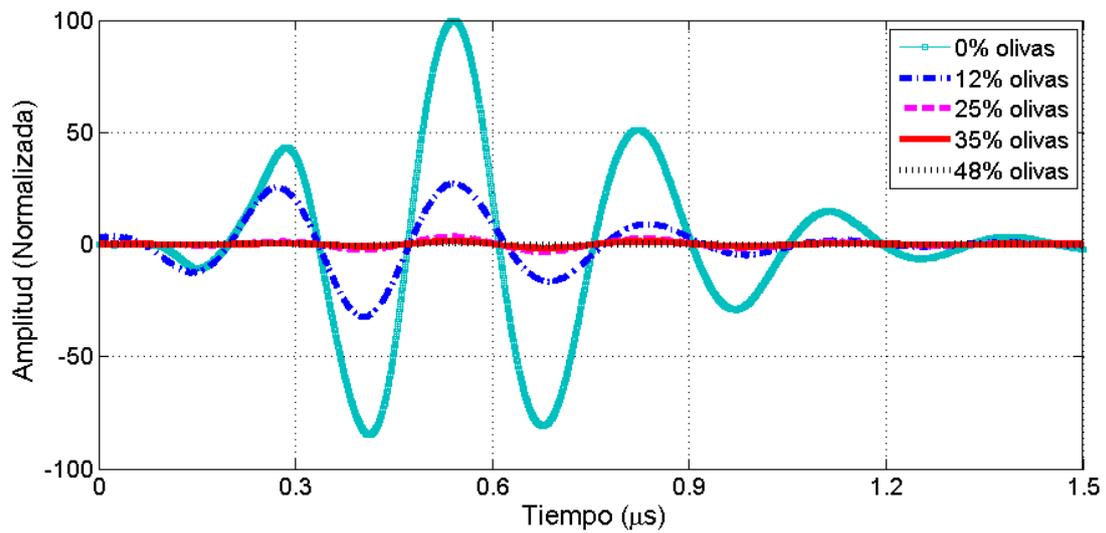
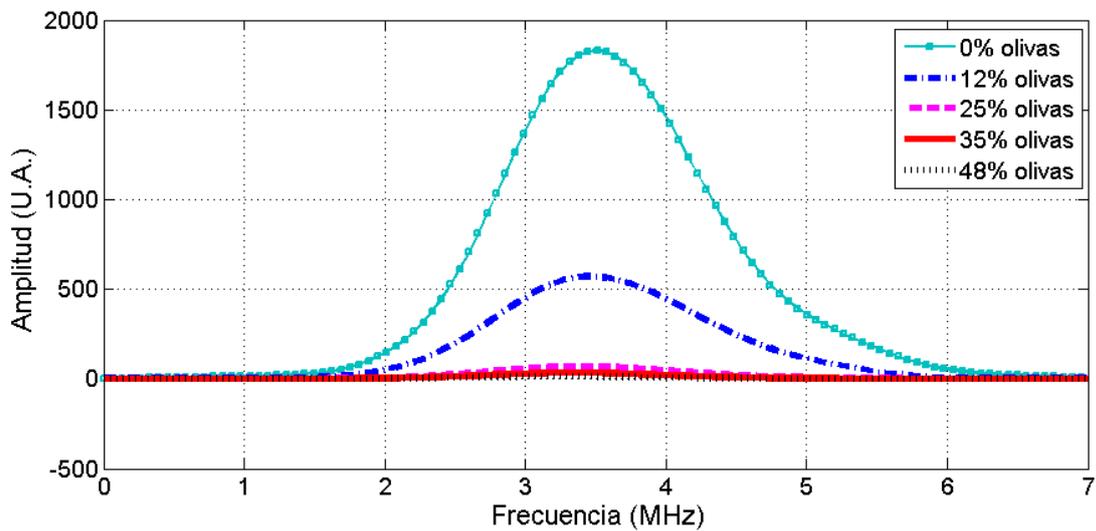


Figura 41: Respuesta en modo pulso-eco, amplitudes expresadas en % del máximo obtenido para agua destilada. Cada curva corresponde a una concentración de pasta de olivas en agua, expresada en % de la masa.



(a) Espectro frecuencial de los ecos.

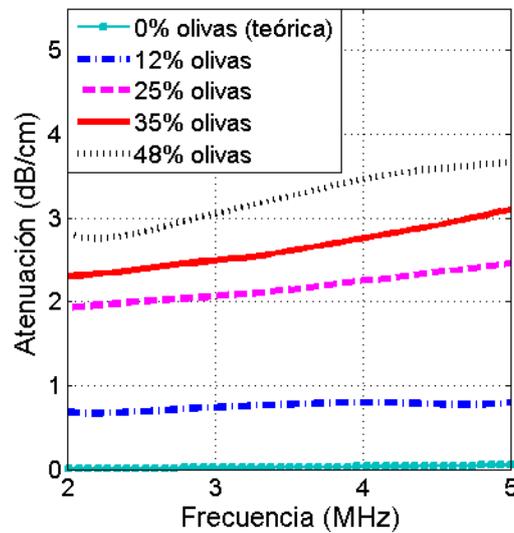
(b) Curvas $\alpha(f)$ en el rango espectral del transductor utilizado.

Figura 42: Resultados frecuenciales para el experimento de atenuación con US con diluciones pasta de olivas sin carozo en agua. Cada curva corresponde a una concentración de pasta de olivas en agua, expresada en % de masa.

6.4. Conclusiones

Como puede verse en los ejemplos, el método de medida de atenuación resulta de interés en distintos ámbitos.

En el ensayo con diluciones de leche en agua, se puede observar la utilidad del método para detectar adulteraciones en líquidos, que podrían ser diluidos con otros más económicos, afectando su calidad. Para utilizar el método con este fin, es necesario calibrar primero un patrón de comparación.

El ensayo con pasta de olivas se utilizó para evaluar la posibilidad de generar ondas estacionarias en este medio. Las condiciones del ensayo presentado son más controladas que las condiciones reales, en las que se busca aplicar ondas estacionarias de ultrasonido con fines de mejorar la extracción de aceite de oliva, como se explica en el artículo "*Impact of sound attenuation on ultrasound-driven yield improvements during olive oil extraction*" [5], en el que colaboré con un grupo del Laboratorio de Grasas y Aceites de Facultad de Química, UdelaR, citado el apéndice A.4.2. En particular, observar que para un 50% de concentración de pasta de olivas la atenuación a 3MHz es de 3dB/cm, lo que implica que en una celda de 10 cm de largo, la señal que retorna al transductor en modo pulso-eco será $10^{\frac{30}{20}} \approx 30$ veces menor que la emitida. Dada la magnitud de la atenuación en pasta de olivas, no es posible generar ondas estacionarias en las condiciones estudiadas. Se podrían conseguir buenos resultados con frecuencias menores y una celda estrecha.

7. Aplicaciones de la medida de Tiempo de Vuelo

7.1. Descripción general

Obtuve la velocidad de propagación de ondas de ultrasonido (US) en diversas muestras de materiales. Utilicé para ello la técnica de medida de tiempo de vuelo (ToF) en modo transmisión, comparando propagación puramente en el agua y propagación atravesando una placa plana del material de interés. Es usual utilizar esta técnica para caracterizar placas de espesor d_e conocido, mediante la velocidad de propagación v de ondas en ellas, para lo que es necesario averiguar el tiempo que le lleva a las ondas propagarse. La técnica aquí descrita, por *transmisión*, es una de las formas de hacer esto; alternativamente, puede utilizarse la técnica *pulso-eco*, y mirar las reflexiones internas en la placa. Entre las utilidades de conocer las velocidades, está el cálculo de las constantes elásticas de los materiales, que permiten conocer cómo se comportarán los mismos al ser sometidos a presión.

La esencia del trabajo aquí presentado es conocer las velocidades de propagación del US, v_l y v_t , según los distintos ángulos de incidencia θ de la señal de US sobre una cara de la muestra (fig. 2). El problema se divide en una etapa de adquisición de las señales y una de procesamiento. Las muestras utilizadas tienen espesor razonablemente homogéneo, por lo que lo medí con un calibre (Mitutoyo). Una vez adquiridas las señales, hallé los ToF de las distintas ondas y calculé v_l y v_t . Realicé la parte práctica durante una pasantía en el *Laboratório de Ultrassom en la Universidade de São Paulo (USP)*, a principios de 2018. El sistema que utilicé permite variar θ de forma controlada mediante un goniómetro. Utilicé un transductor cerámico de inmersión de baja potencia de 10 MHz como emisor y una membrana de PVDF como receptor.

Trabajé primero con materiales isotrópicos: aluminio, Rexolite (Poliestireno), y acrílico (Plexiglas). Luego trabajé con una muestra de polímero reforzado con fibra de carbono (CFRP), unidireccionalmente anisotrópica. Para cada material realicé tres series de adquisiciones, a las que denominé *barridos*, lo que permite evaluar la estabilidad de los resultados, que de no ser repetitivos perderían su validez.

Parte del procesamiento implica distinguir las señales longitudinales y transversales, para hallar el ToF de cada onda y así calcular v_l y v_t . Para los materiales isotrópicos, calculé también los ángulos críticos y las constantes elásticas de la matriz de Christoffel. Las constantes c_{11} y c_{44} se obtienen por cálculo directo a partir de la densidad de masa y las velocidades de las ec. 11. Relevé las densidades utilizando el método de Arquímedes (sección 4.8), con un balanza de precisión Quimis 0S20-5200 y un termómetro RTD, Delta Ohm HD2127.2. El cálculo de las constantes elásticas para materiales anisotrópicos escapa al alcance de esta tesis, ya que al no existir una relación unívoca entre constantes y velocidades, requiere de un método de optimización.

Compensación de la variación de temperatura

Para compensar la variación de temperatura, que afecta significativamente la medida de velocidad, tomé como referencia la señal de un sistema que mide en simultáneo. A este sistema, que se puede observar en la fig. 45, lo llamo *de referencia*. El mismo se compone de un emisor y un receptor de US colocados en el mismo tanque que el sistema principal, próximos a éste, con la misma distancia entre sí que el transductor principal a la membrana de PVDF. Las ondas de referencia viajan únicamente a través del agua. Para que el cambio en su ToF equivalga de forma fehaciente al cambio en el sistema principal asociado a la variación de temperatura, debe imponerse que su ToF sea igual al de la señal del sistema principal sin muestra.

Elección de la frecuencia del transductor

La frecuencia del emisor la elegí de forma tal que diera buena resolución para el espesor de la muestra estudiada (límite inferior para f), pero que la cantidad de energía que queda atrapada dentro del material a medida que se aumenta θ no fuera significativa (límite superior para f). En caso de que alguna muestra fuera demasiado gruesa, se debería modelar las reflexiones internas [48], lo que estimé innecesario en este trabajo.

Otros factores que imponen un límite superior para la frecuencia del transductor son la atenuación y el aumento en la dificultad de alineación.

Características de las señales adquiridas

En la fig. 43 se muestra una de las señales obtenidas a modo de ejemplo, para ilustrar la forma general y los puntos de interés de las mismas, en los que se basa el procesamiento. Observar que en una misma señal se encuentran superpuestas una onda longitudinal y una transversal, pudiendo a su vez manifestarse los ecos internos de ambas. Se decidió tomar como ToF el tiempo en el que comienza el lóbulo en el que la onda tiene máxima amplitud. Si bien la onda comienza antes, este punto se puede determinar automáticamente de forma más robusta para el caso general, evitando el problema que se tendría en el ejemplo para determinar el inicio de la onda transversal, que se superpone con un eco de la onda longitudinal. Como las velocidades se calculan mediante las diferencias de los tiempos de vuelo de ambos sistemas (ec. 4 y 5), la diferencia entre los inicios reales de las ondas y los ToF detectados no significan un problema, siempre que se detecten de la misma forma para ambos sistemas.

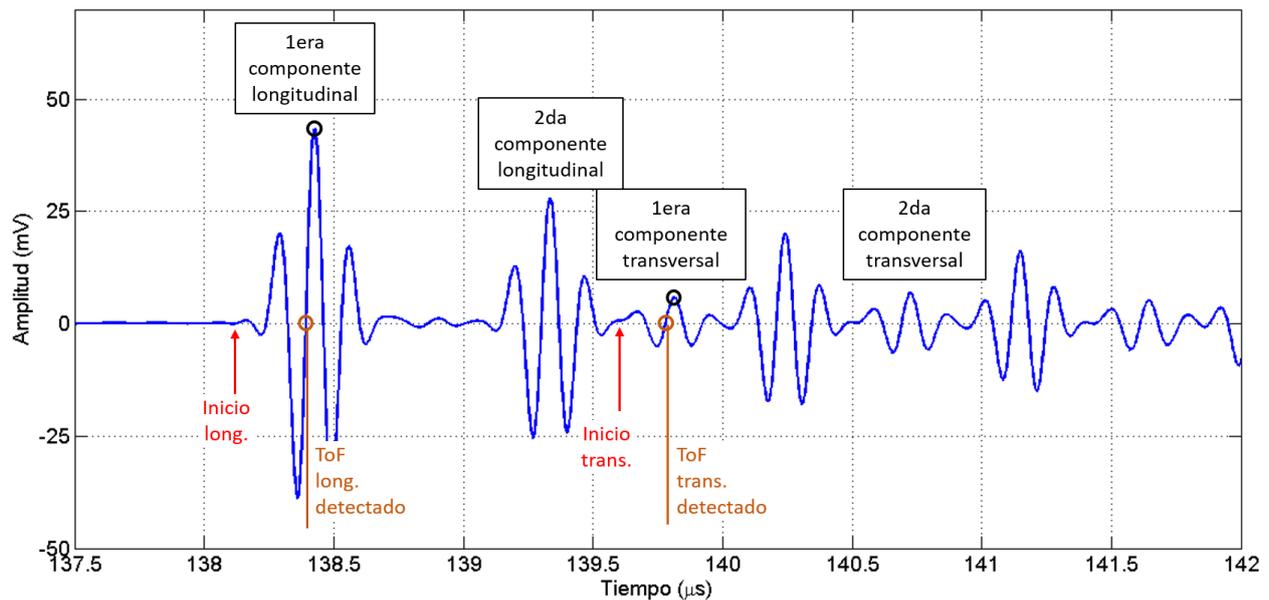


Figura 43: Ejemplo de señal, su composición y puntos importantes. Se indican los inicios de las componentes (elegidos visualmente).

7.2. Materiales

- Muestras, descritas en la fig. 44.
- Goniómetro controlado desde un PC, con gran precisión y repetitividad. El ajuste de la incidencia normal $\theta = 0^\circ = \theta_0$ para la referencia inicial presenta una complicación. La resolución es de $0,01^\circ$ para el control acimutal y cenital y $0,0025^\circ$ para el control de giro de la muestra sobre su centro.
- Calibre para medir espesor de las muestras (Mitutoyo, apreciación 0,05 mm).
- PC con *MatLab*.
- 3 transductores de US de inmersión (idealmente) iguales, 1 para emisor (Olympus, $f = 10\text{MHz}$) y 2 para referencia de temperatura.
- Membrana de PVDF. Además de sus ventajas usuales, simplifica la detección de la señal, evitando tener que variar la posición de un receptor puntual debido al corrimiento que en la fig. 2 se representa como d_l y d_t , que varía con θ .
- Osciloscopio para facilitar la alineación (Agilent infiniium MS08104A).
- 2 Pulsadores/receptores, uno para la señal principal (Olympus 5077PR squarewave) y otro para la de temperatura (Olympus 5072PR).
- Tarjeta adquisidora de dos canales con comunicación USB (Gage CS144002U).
- Estructura para montar los transductores de referencia.
- Tanque grande con agua para colocar todo el sistema.

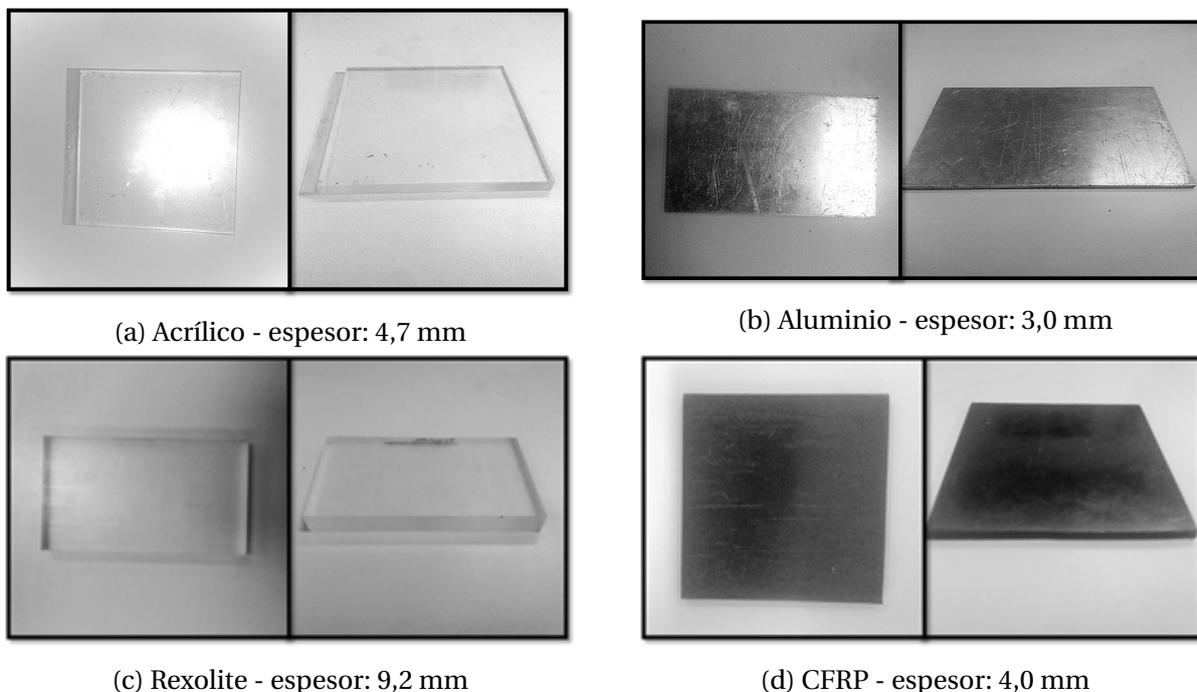
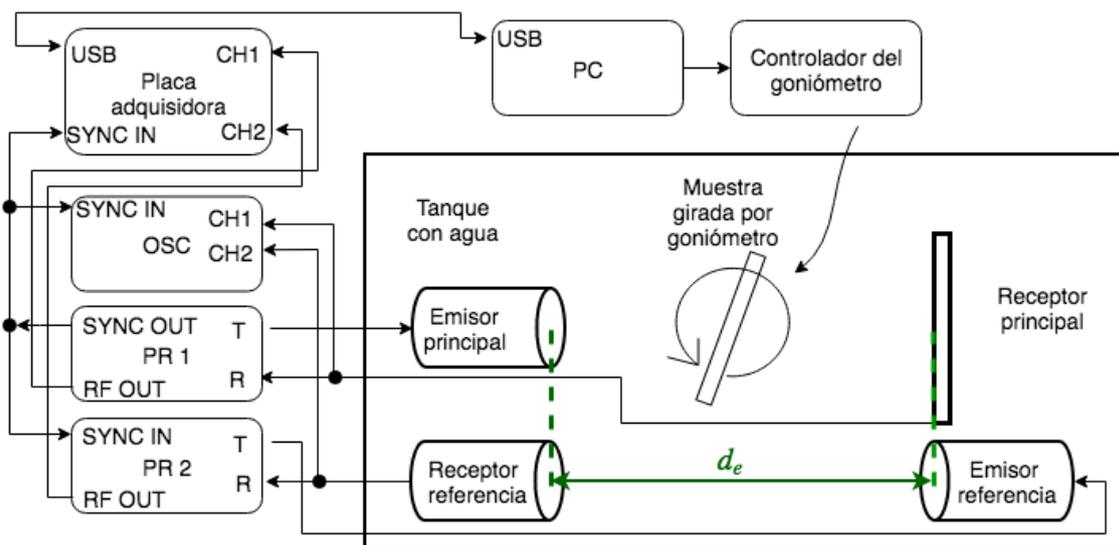


Figura 44: Muestrario.

7.3. Obtención de señales

7.3.1. Descripción del sistema

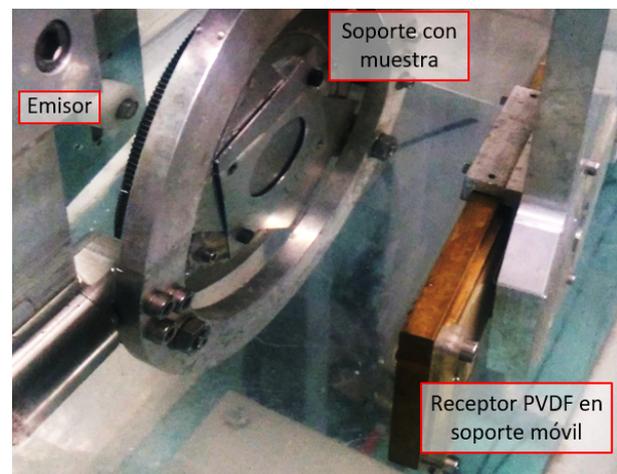
En las fig. 45 se muestra un diagrama del montaje, que es el mismo utilizado en [48] e imágenes del mismo indicando los componentes físicos. Observar que el sistema de referencia se coloca en el tanque de agua de forma tal que su emisor y el del sistema principal quedan cruzados, para evitar interferencia.



(a) Diagrama del sistema.



(b) Sistema completo en el tanque.



(c) Detalle del sistema emisor-receptor con la muestra en el goniómetro.

Figura 45: Montaje del sistema.

7.3.2. Alineación

Para obtener buenas medidas, es necesario alinear inicialmente los distintos componentes del sistema, en el orden que se muestra a continuación.

1. Sistema principal: emisor vs. receptor

Es crucial que las ondas incidan perpendicularmente sobre la membrana de PVDF.

- I Fuera del sistema, colocar la membrana de PVDF paralela al plano de fondo de su soporte.
- II Sin muestra, en modo pulso-eco, con la membrana de PVDF como plano reflector, aflojar los tornillos superiores del soporte de la membrana de PVDF y moverla suavemente hasta maximizar la señal vista en el osciloscopio. Cuando la alineación es buena, la señal es más simple, ya que la superposición de componentes desfasadas genera picos.

2. Distancia entre los transductores del sistema principal vs. referencia

Es importante que el ToF de las ondas del sistema de referencia sea el mismo que el ToF de las ondas del sistema principal sin muestra.

- I Ajustar el offset de ambos canales verticales del osciloscopio de forma tal que las señales queden sobre la misma referencia.
- II Observar el inicio de las señales. Mover suavemente uno de los transductores de referencia para igualar el ToF de este sistema con el del sistema principal. Los transductores de referencia deben estar suficientemente firmes como para que la señal no varíe durante las adquisiciones.

3. Sistema principal: Conjunto emisor-receptor vs. muestra

Una pequeña alteración en la referencia angular se ve fuertemente reflejada en el cálculo de las velocidades. Si bien desarrollé un método de corrección de offset para la alineación del ángulo acimutal, que se puede utilizar en caso de necesidad (apéndice A.2.2), no se dispone de uno para el ángulo cenital, por lo que alinear correctamente es clave.

- I Con la muestra puesta, colocar el sistema de transductores incidiendo visualmente de forma perpendicular sobre la misma.
- II Trabajar en modo pulso-eco, variando levemente los ángulos acimutal y cenital, de forma alternada, para maximizar el V_{pp} de la señal observada en el osciloscopio.

7.3.3. Adquisición

Originalmente pretendía adquirir incrementando θ desde $\theta = \theta_0 = 0^\circ$, pero al idear el mecanismo de corrección de offset acimutal (apéndice A.2.2), observé la necesidad comenzar en un θ negativo. Realicé entonces barridos de -10° a 34° , con paso $\theta_p = 0,2^\circ$. Para materiales isotrópicos, alcanza con un barrido, mientras que para CFRP se debe barrer dos veces en direcciones perpendiculares de la muestra. En la práctica, el motor que realiza el barrido es siempre el de control del ángulo acimutal, girando la placa 90° sobre sí misma cuando se desea pasar de barrer en el sentido de las fibras a hacerlo perpendicularmente a las mismas. Las funciones de control de motores ya estaban implementadas.

Los parámetros de adquisición son: largo de la señal, frecuencia de muestreo, delay, paso angular, cantidad de pasos y número de promedios.

7.4. Procesamiento de las señales

Desarrollé en *MatLab* scripts para la obtención de las velocidades de propagación de las distintas ondas. La lógica utilizada es la del diagrama de flujo de la fig. 46. Las acciones indicadas son ejecutadas mediante funciones que se describen en el apéndice A.2.1.

El método de procesamiento para hallar velocidades longitudinales y transversales es muy similar para materiales isotrópicos y anisotrópicos, procesando al material anisotrópico como si fuera un material al barrer en la dirección de las fibras y otro cuando se lo hace en la dirección perpendicular a éstas. El diagrama de flujo se presenta para el caso más complejo.

El procesamiento para cada barrido inicia con un acondicionamiento básico de la señal, por ejemplo para filtrar ruido. Luego se buscan, de forma independiente, los tiempos de vuelo para las ondas longitudinales y las transversales. En ambos casos, se busca primero el máximo correspondiente a cada onda, al que le llamo *pico*, para un ángulo de incidencia en el que la señal relevada contiene únicamente uno de los tipos de onda. Para las longitudinales, se trata de la incidencia normal, mientras que para las transversales, se trata de una incidencia con $\theta > \theta_{crítico}$, en particular tomé la más oblicua. Una vez encontrado un pico, se lo busca en las señales obtenidas al variar θ , sabiendo que, dado que el paso de variación angular es pequeño, el pico de una adquisición a la otra se da para tiempos similares, por lo que se lo puede buscar dentro de una ventana. Hallados los picos, se encuentra cada ToF como aquel en el que se da el último cruce por cero anterior a cada pico. Obtenidos los ToF para cada ángulo de incidencia, se calculan las velocidades de propagación como en las ec. 4 y 5. Para los materiales isotrópicos, se calculan también los ángulos críticos según la ec. 6 y las constantes de Christoffel mediante las ec. 9 y 10.

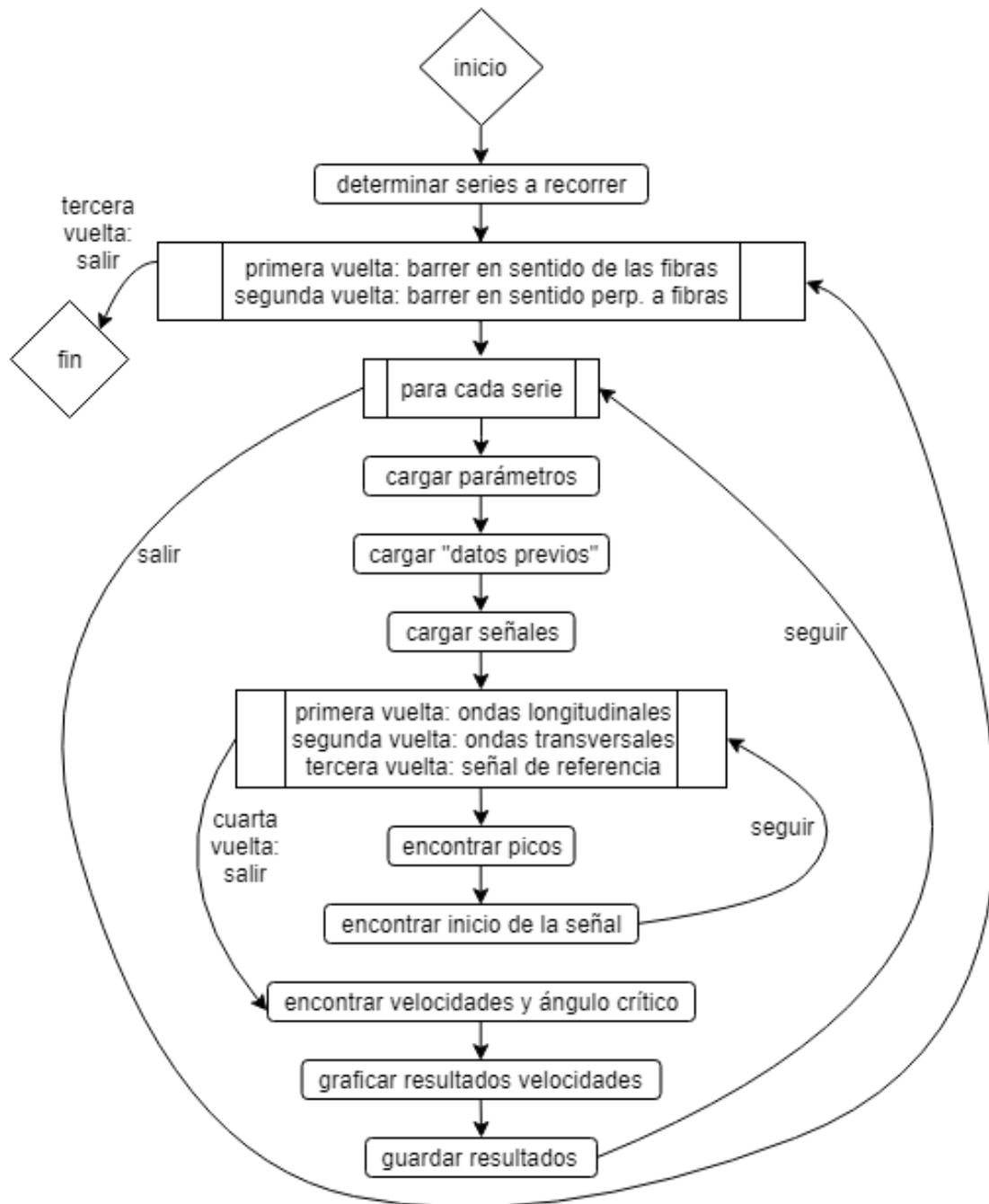


Figura 46: Diagrama de flujo del procesamiento.

7.5. Resultados

7.5.1. Densidades

En el cuadro 6 presento las densidades medidas con el método de Arquímedes para cada material y las comparo con aquellas que se encuentran en [30] para materiales isotrópicos y [3] para CFRP.

Material	$\rho \left(\frac{kg}{m^3} \right)$ bibliografía	$\rho \left(\frac{kg}{m^3} \right)$ medido	Diferencia $\left(\frac{kg}{m^3} \right)$
Acrílico	1150	1184	34
Aluminio	2700	2500	200
Rexolite	1050	1039	11
CFRP	1585	1563	23

Cuadro 6: Densidades, comparación de resultados obtenidos y esperados.

7.5.2. Medidas en materiales isotrópicos

Forma de las señales adquiridas

En la fig. 47 se muestra la forma de las señales adquiridas para ángulos de incidencia en que aparecen la onda longitudinal y la transversal superpuestas.

Evolución de las señales

En la fig. 48 se presenta la evolución de las señales en un barrido angular de cada material, visualizada mediante la función *surf* de *MatLab*, y el resultado de seguir los picos y los inicios.

Velocidades

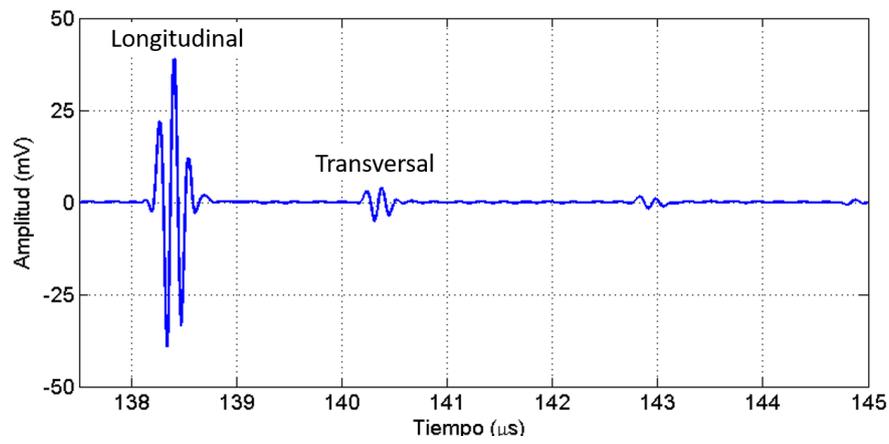
En la fig. 49 se muestran las $v_l(\theta)$ y las $v_t(\theta)$ calculadas para cada material isotrópico. Los resultados de los tres barridos realizados para cada material están superpuestos. En el cuadro 7 se comparan las velocidades esperadas según [30] con las dadas por apreciación visual de los resultados de las gráficas.

Ángulos críticos

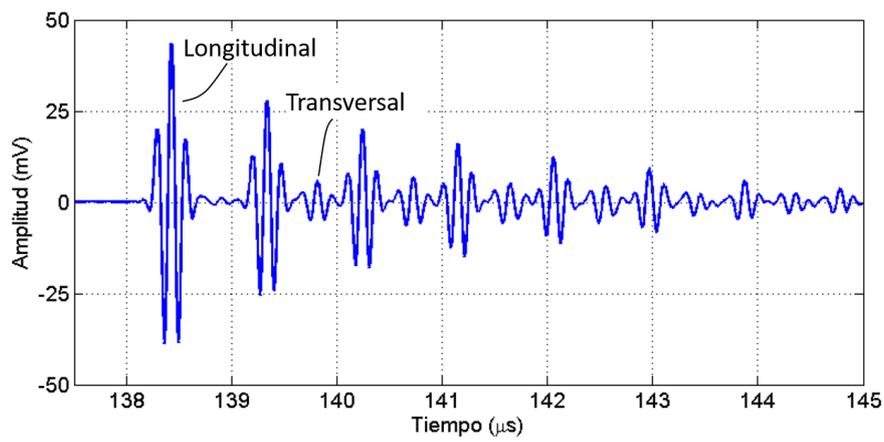
En el cuadro 8 comparo los ángulos críticos calculados según la ec. 6 con $v_l = v_l(\theta_0)$ con los observados en la fig. 49.

Constantes de Christoffel

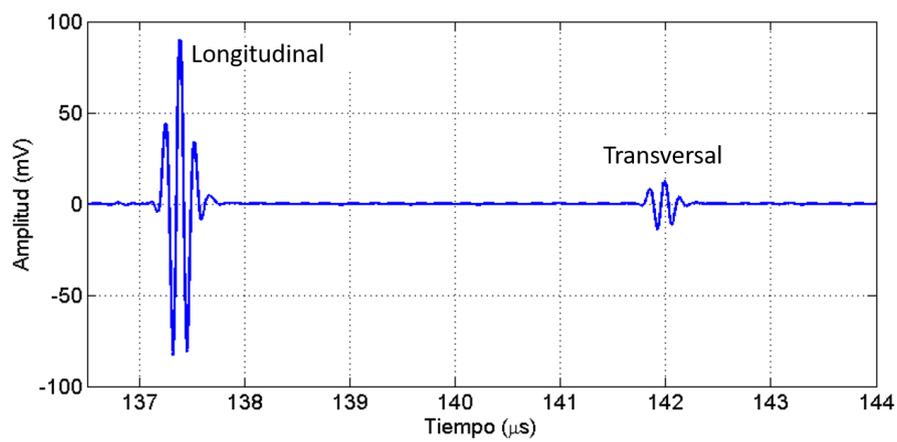
En el cuadro 9 se comparan las constantes de Christoffel esperadas según [30] y las obtenidas para los materiales isotrópicos. En la bibliografía no se expresan directamente los valores de la constante, sino los de ρ , v_l y v_t .



(a) Acrílico.



(b) Aluminio.



(c) Rexolite.

Figura 47: Ejemplos de señales relevadas en materiales isotrópicos.

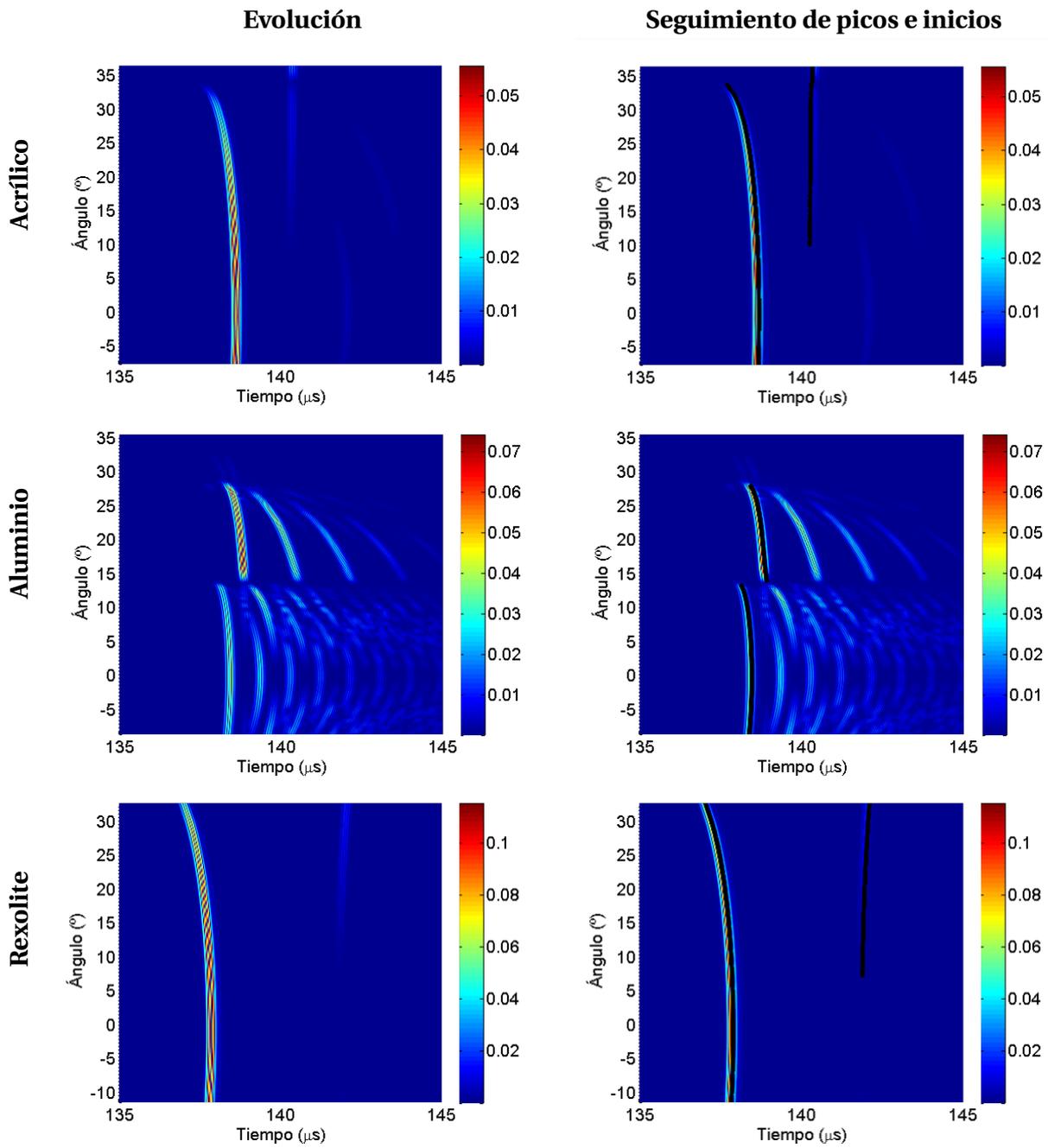
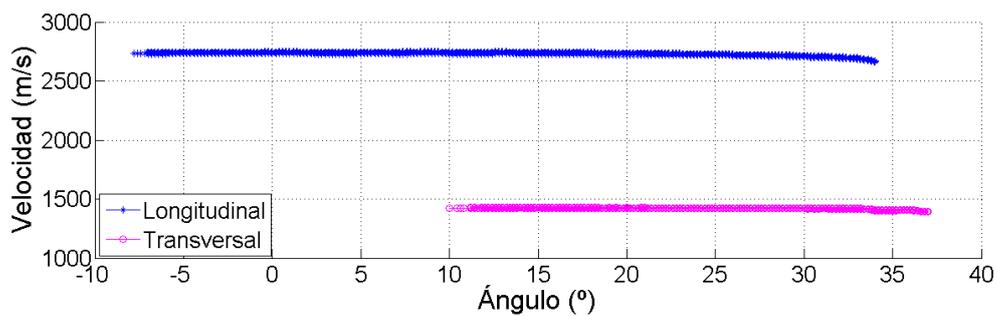


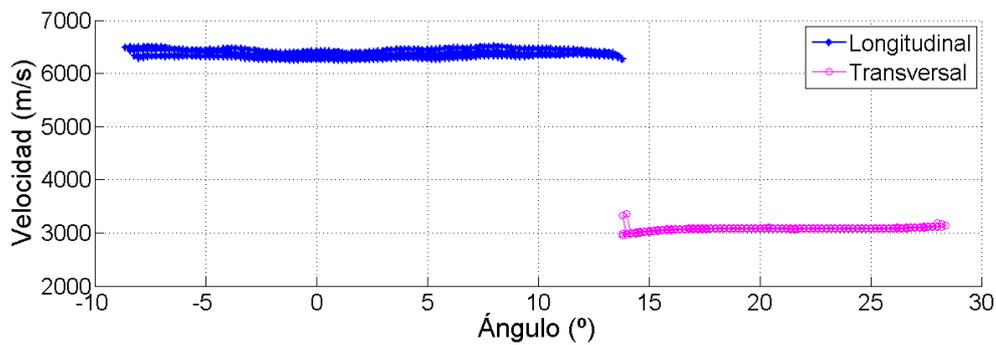
Figura 48: Evolución de las señales en materiales isotrópicos.

	Esperada ($\frac{m}{s}$)		Medida ($\frac{m}{s}$)		Diferencia ($\frac{m}{s}$)	
	v_l	v_t	v_l	v_t	v_l	v_t
Acrílico	2700	1100	2700	1400	0	300
Aluminio	6420	3040	6400	3000	20	40
Rexolite	2400	1150	2350	1180	50	30

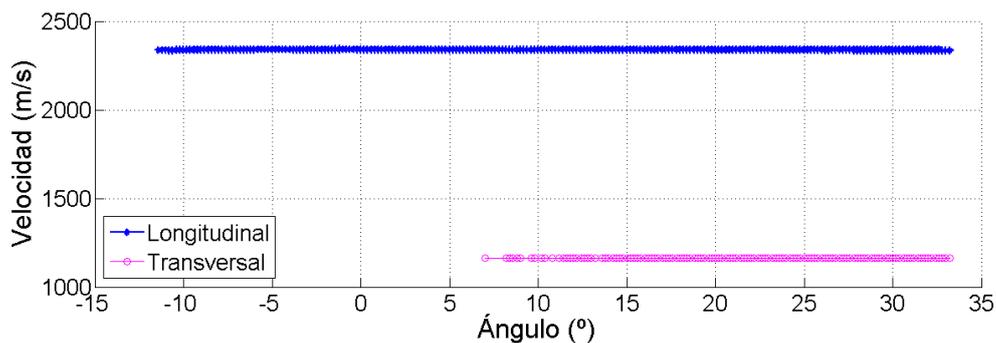
Cuadro 7: Comparación de los resultados esperados de velocidades para materiales isotrópicos con los medidos.



(a) Acrílico.



(b) Aluminio.



(c) Rexolite.

Figura 49: Velocidades de propagación de las ondas en materiales isotrópicos para distintos ángulos de incidencia, θ .

	Acrílico	Aluminio	Rexolite
Calculado (°)	33	14	40
Observado en gráficas (°)	34	14	>34

Cuadro 8: Ángulos críticos calculados y observados para los materiales isotrópicos.

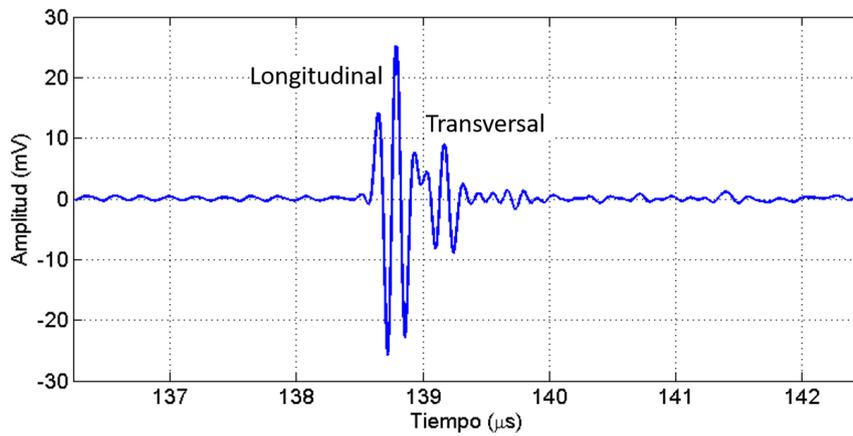
	Bibliografía (GPa)		Práctica (GPa)		Diferencia (GPa)	
	c_{11}	c_{44}	c_{11}	c_{44}	c_{11}	c_{44}
Acrílico	8.63	1.43	8.82	2.39	0.19	0.96
Aluminio	103.0	23.1	101.4	23.7	1.6	0.6
Rexolite	6.1	1.4	5.7	1.4	0.4	0

Cuadro 9: Constantes de Christoffel esperadas y obtenidas para materiales isotrópicos.

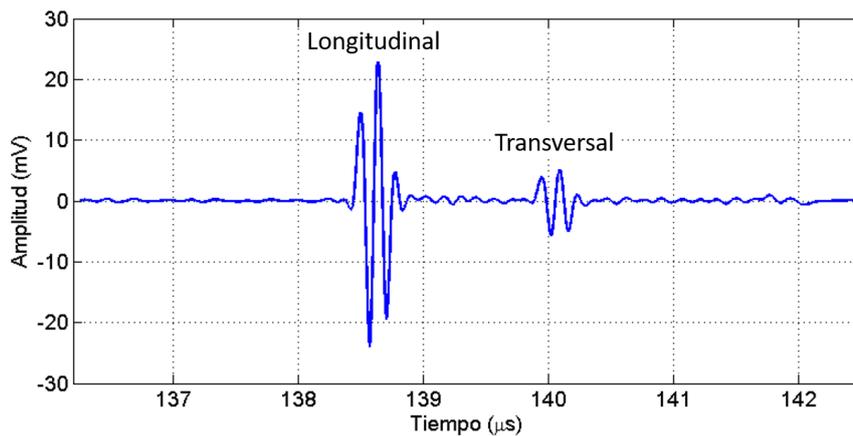
7.5.3. Medidas en materiales anisotrópicos

Forma de las señales adquiridas

En la fig. 50 se muestra la forma de las señales adquiridas para ángulos de incidencia en que aparecen la onda longitudinal y la transversal superpuestas, tanto para el barrido en el sentido de las fibras como perpendicular a estas.



(a) Barrido en el sentido de las fibras.



(b) Barrido en el sentido perpendicular a las fibras.

Figura 50: Ejemplos de señales en CFRP.

Evolución de las señales según θ

En la fig. 51 se presenta la evolución de las señales en un barrido angular en cada dirección sobre la muestra de CFRP, visualizada mediante la función *surf* de *MatLab*, y el resultado de seguir los picos y los inicios. Al barrer en cada dirección se comporta de forma diferente, pero en ambos casos las ondas más rápidas son las longitudinales. Los resultados de los tres barridos realizados en cada dirección se presentan superpuestos. En el barrido en sentido perpendicular a las fibras, no fue posible seguir las ondas transversales para todos los θ en los que aparecen.

**Sentido
del
barrido**

Evolución

Seguimiento de picos e inicios

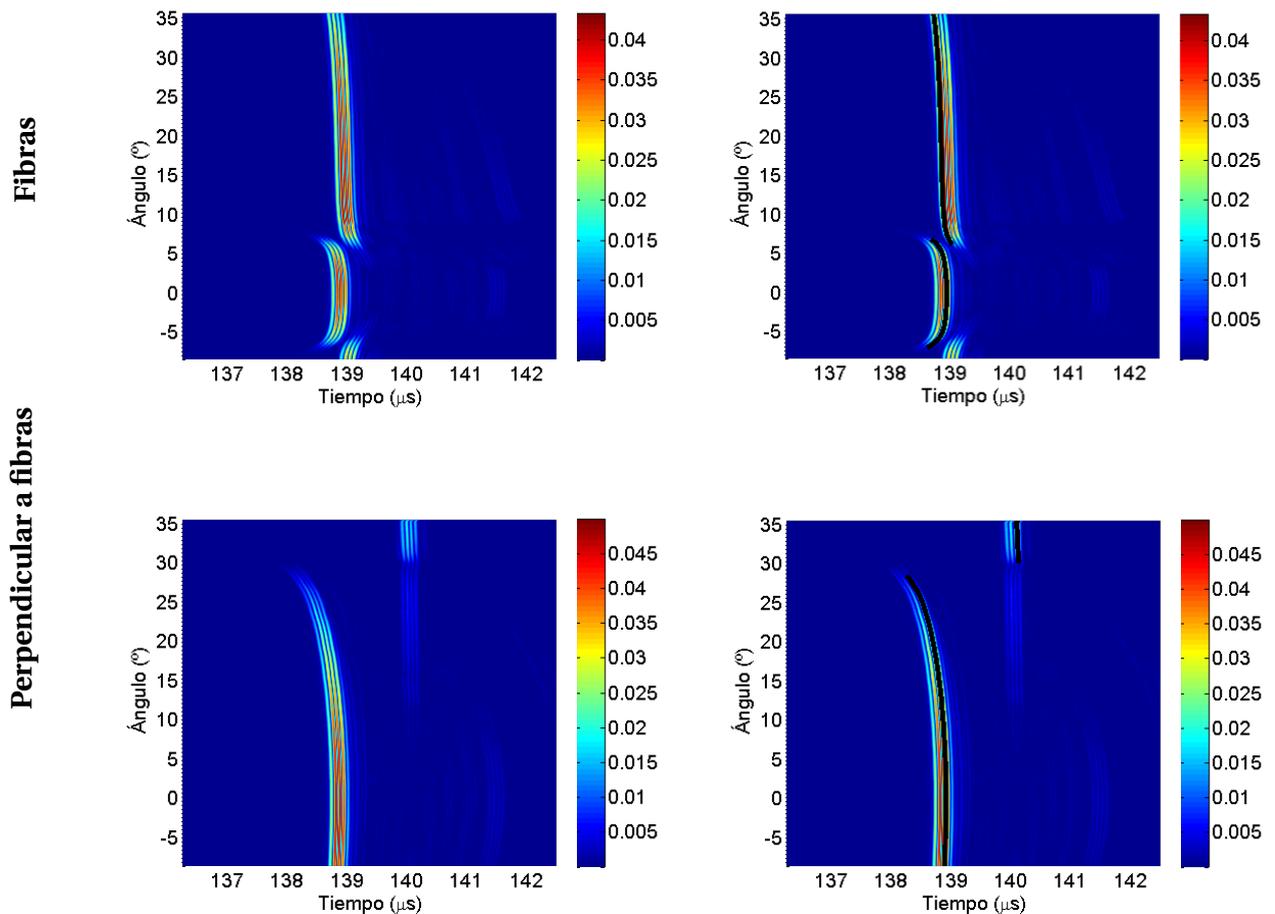


Figura 51: Evolución de las señales en materiales anisotrópicos.

Velocidades

En la fig. 52 se presentan las velocidades relevadas según θ sobre la muestra de CFRP en las distintas direcciones de barrido. El comportamiento en cada dirección es completamente diferente. En este caso, se toman como referencia los resultados de [2] y [11], en el que se trabaja con una muestra del mismo material, si bien el espesor y la frecuencia del transductor son diferentes.

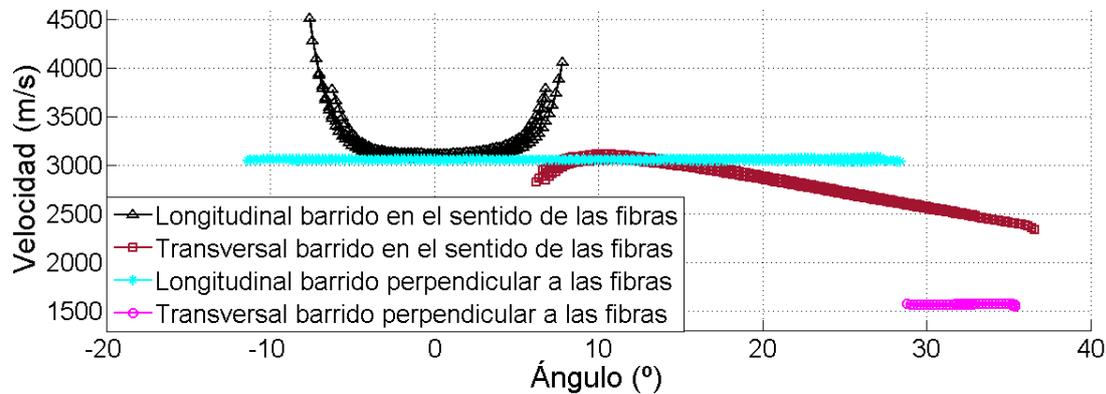


Figura 52: Velocidades en CFRP según θ en las distintas direcciones de barrido.

7.6. Discusión

General

Las densidades medidas son satisfactoriamente semejantes a aquellas reportadas en la bibliografía. Para el paso θ_p escogido, la variación en los resultados es razonablemente suave.

Algunos parámetros del procesamiento quedan librados a un ajuste manual, ya que su elección depende del material que se está deseando caracterizar. El ajuste se logra mediante la visualización de resultados y pasos intermedios de las distintas funciones.

Seguimiento de inicios de señales

Dado que el primer lóbulo de cada onda, cuyo inicio se desea hallar, es además aquel que alcanza mayor amplitud, resulta práctica la estrategia de comenzar encontrando su pico. Dio muy buenos resultados comenzar por las adquisiciones en las que se encuentra presente únicamente uno de los tipos de onda, longitudinal o transversal. En particular, buscar la primera onda longitudinal en $\theta = \theta_0$ y la primera transversal en la incidencia más oblicua. En el caso del Rexolite, el $\theta_{critico}$ no se llega a relevar, por lo que es necesaria una condición adicional en el momento de buscar la onda transversal, aprovechando entonces que esta es más lenta que la longitudinal.

La simplicidad para seguir los picos depende de en cuántas adquisiciones se esté dispuesto a perderlos frente al ruido. El umbral que elegí para determinar cuál es el pico a seguir, tiene en cuenta la energía del ruido en cada adquisición. Para el barrido en el sentido perpendicular a las fibras de CFRP, este compromiso hace perder ondas transversales, lo que no es grave siendo que la velocidad de las mismas no varía con θ , por lo que alcanza con los puntos obtenidos para realizar la caracterización.

Cálculo de velocidades

Se verifican las condiciones esperadas en cuanto a que las velocidades obtenidas para los materiales isotrópicos: son independientes de θ y se cumple la ec. 7.

Para el CFRP, al tener anisotropía unidireccional, se miden 4 funciones $\nu(\theta)$, verificando las siguientes condiciones, tal como se esperaba. Según estas observaciones, la forma de las curvas de las $\nu(\theta)$ es correcta, siendo que además el resultado es como el reportado en la bibliografía.

- Cuando $\theta = \theta_0$, las ondas longitudinales atraviesan un material de iguales características independientemente de la dirección de las fibras.
- Cuando el barrido se realiza en el sentido de las fibras, ν_l aumenta con $|\theta|$, dado que las ondas toman el camino de las fibras. Además, ν_t crece y luego decrece a medida que θ aumenta.
- Cuando el barrido es perpendicular al sentido de las fibras, suponiendo que la muestra es suficientemente homogénea en su distribución, las ondas ven siempre un medio de igual composición, por lo que tanto ν_l como ν_t son independientes de θ .

Dado que en el goniómetro utilizado es muy difícil lograr una alineación perfecta del ángulo de incidencia normal a la muestra, el algoritmo de compensación del offset acimutal me permitió mejorar considerablemente los resultados, obteniendo velocidades esencialmente constantes para las muestras isotrópicas.

La estabilidad entre barridos es impecable para acrílico y rexolite. Para aluminio y CFRP es muy buena, si bien existen pequeñas diferencias en las $\nu_l(\theta)$.

Cálculo de ángulos críticos

El cálculo de los ángulos críticos para los materiales isotrópicos coincide con lo observado en las gráficas $\nu(t)$.

Cálculo de constantes de Christoffel

Los valores de las constantes de Christoffel calculados para los materiales isotrópicos son en general similares a los calculados a través de la información bibliográfica, por lo que su obtención se considera un éxito.

En el caso del acrílico, la constante c_{44} práctica presenta una diferencia notoria con la de la bibliografía. Esto podría deberse a que el material comparado no sea realmente el mismo, ya que la composición del acrílico podría presentar variantes.

7.7. Conclusiones

En general, los resultados son los esperados, tanto en las densidades como en la forma y valores de las curvas de $\nu(\theta)$, los ángulos críticos y las constantes de Christoffel. Entonces, es razonable considerar que las medidas fueron correctamente ejecutadas, el procesamiento de las señales fue exitoso y los modelos matemáticos utilizados son adecuados a los transductores y al sistema físico. Dada la repetitividad entre barridos, se pueden considerar válidos los resultados obtenidos.

Como la velocidad de propagación del US en materiales absorbentes, por ejemplo madera, cambia cuando se sumergen en agua, sólo tendría sentido caracterizarlos mediante esta técnica en caso de que vayan a ser utilizados de esta forma en su aplicación práctica.

8. Inversión Temporal

8.1. Descripción general

En este capítulo realizo un estudio de cómo los resultados de focalización mediante inversión temporal (TR) se ven afectados por la cantidad de promedios, la frecuencia de muestreo, f_s y el ancho de la ventana de adquisición, τ_w . Para ello, realizo repetidas veces el experimento de inversión temporal descrito en la sección 3.3, variando de a uno los parámetros de interés.

En resumen, en dicho experimento se tiene un sistema con un transductor cerámico de inmersión en el punto del espacio \mathbf{A} , un hidrófono en el punto del espacio \mathbf{B} y un dispositivo multidifusor entre ambos transductores. Se inyecta como entrada inicial una señal $x(\mathbf{A}, t) = \text{sinc}(\omega t)$, obteniendo como salida una señal $y(\mathbf{B}, t)$, adquirida durante un tiempo τ_w . Se cumplen las relaciones de las ec. 59. Luego se aplica la TR a $y(\mathbf{B}, t)$, obteniendo una señal invertida $y^{inv}(\mathbf{B}, \tau_w - t)$. Finalmente, se obtiene una señal focalizada $y^{foc}(\mathbf{B}, t)$, mediante la reinyección de la señal y^{inv} en el punto \mathbf{A} del sistema. A este resultado le llamo focalización *práctica*. También calculo la focalización *teórica* numéricamente a partir de la ec. 61.

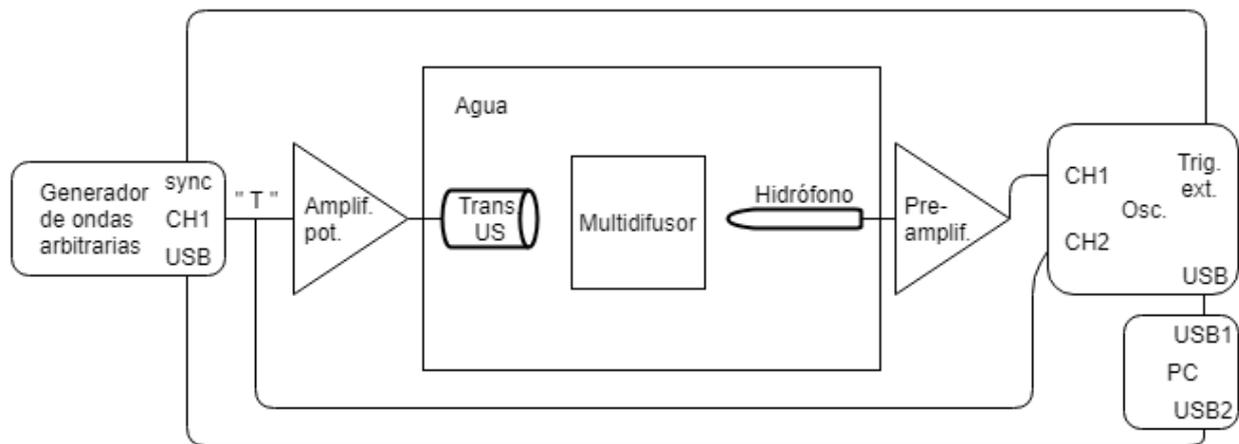
8.2. Materiales

- Transductor US de inmersión (Olympus, $f = 1\text{MHz}$).
- Dispositivo multidifusor (el mismo utilizado para el monitoreo de coagulación de leche).
- Hidrófono de aguja con $\Phi = 1\text{mm}$ (Precision Acoustics LTD).
- Preamplificador para el hidrófono (Precision Acoustics LTD, DC Coupler with Power Supply).
- Generador de señales arbitrarias (Agilent 33522A).
- Amplificador de potencia (con banda pasante $10\text{kHz} - 10\text{MHz}$ y $G = 400 \frac{\text{V}}{\text{V}} \approx 55\text{dB}$).
- Pulsador/receptor (Olympus 5072PR).
- Osciloscopio (Agilent DSO-X-2012A).
- PC con SW *MatLab*.
- Tanque en el que montar el experimento.

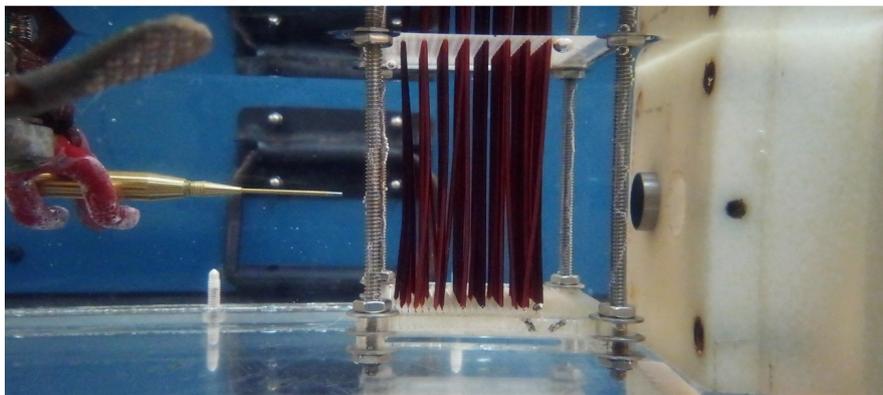
8.3. Montaje físico y procedimiento de adquisición

En la fig. 53a presento un diagrama del conexionado y en la fig. 53b el detalle de la disposición física del hidrófono, el multidifusor y el transductor.

El PR es necesario porque el preamplificador del hidrófono necesita una carga en la salida, por lo que no puede ser conectado directamente al osciloscopio. No se utiliza el sistema de emisión del PR, únicamente el de recepción. Trabajé con la ganancia del amplificador de recepción del PR en 20dB , verificando que no presentara saturación. Activé el LPF para filtrar ruido térmico y el HPF para obtener una señal estable, ya que se filtraba sino un ruido de baja frecuencia.



(a) Diagrama del conexionado.



(b) Hidrófono, multidifusor y transductor de US, en el agua.

Figura 53: Sistema para experimento de inversión temporal.

Primera etapa

Primero se debe obtener una señal para invertir. Con el generador de ondas arbitrarias, enviar un *sinc* al transductor, dado que es la señal físicamente realizable más similar a un impulso: tiene gran parte de su energía focalizada en un periodo corto y el espectro es razonablemente plano en su soporte. Para excitar al transductor en todo su espectro y así aprovechar al máximo su capacidad acustoeléctrica, utilizar un *sinc* con ancho de banda $B = 5\text{MHz}$. La frecuencia indicada en el generador es genérica para todas las ondas arbitrarias y depende del largo total de la onda involucrada, por lo que se debe seleccionar $f_{arb} = 250\text{kHz}$.

Generar un único *sinc* por vez, trabajando en el modo *burst* con un periodo de tiempo razonablemente largo, pero que no afecte a la coordinación con el trigger del osciloscopio, por ejemplo, 10ms . El *burst* consiste en la generación de algunos ciclos de una señal, en este caso únicamente uno, seguido por el nivel de referencia. Los transductores utilizados no son aptos para la aplicación de grandes potencias, por lo que trabajar en modo *burst* también los protege.

A través del osciloscopio, levantar en el PC la señal recepcionada $y(\mathbf{B}, t)$. Como $x(\mathbf{A}, t) = \text{sinc}(t) \approx \delta(t)$, entonces $y(\mathbf{B}, t) \approx h_{\mathbf{A},\mathbf{B}}(t) = h_{\mathbf{B},\mathbf{A}}(t) = h(t)$, la respuesta al impulso del sistema multidifusor.

Segunda etapa: inversión práctica

De acuerdo a la teoría vista, al aplicar la inversión temporal a la señal y y reinyectar y^{inv} en el emisor, la nueva señal en el receptor debería ser $y^{foc}(\mathbf{B}, t) \approx h(t) * h(\tau_w - t)$. Esto corresponde a la *focalización* de la ec. 60.

Inversión teórica

Considerar que $y(\mathbf{B}, t)$ es la respuesta al impulso del sistema $h(t)$ y aplicar numéricamente la ec. 61 de esta señal consigo misma. A diferencia de la inversión práctica, en este caso no se reinyecta la señal y^{inv} realmente en el sistema.

8.4. Características elegidas para comparar resultados

Escogí características deseables en la señal focalizada para comparar los resultados y decidir si los mismos mejoran o empeoran. Estas características están asociadas a la forma del foco, el aprovechamiento de la energía y la simetría, las cuales cuantifiqué en factores. A su vez, para que todos los factores tengan peso similar, se escalaron porcentualmente, considerando que el resultado más alto de cada factor corresponde al 100%. Construí los factores de forma tal que representan un mejor resultado al tener un valor más alto. Para elegir cuál es el mejor resultado de cada prueba, pondero los tres factores. La variabilidad de los factores a lo largo de cada prueba es en general similar, por lo que todos tienen similar importancia al momento de la ponderación. Llamé a los factores *de calidad*, Q_{foc} , *de energía*, E_{foc} y *de simetría*, S_{foc} .

8.4.1. Factor de calidad

Con el factor de calidad, Q_{foc} , busco cuantificar la forma del pico de la focalización. El procesamiento es el siguiente:

1. Utilizar la función *hilbert* de *MatLab* para hallar la envolvente de la señal focalizada y^{foc} , según la ec. 67, teniendo en cuenta que esta función calcula la AF de su entrada.
2. Hallar el punto inicial y final tal que $y^{env} > 0,5 \max\{y^{foc}\}$. Esos son los puntos p_1 y p_2 . Le llamo *pico* al intervalo de la señal contenido entre estos puntos, que particularmente contiene al máximo.
3. Calcular el factor de calidad como en la ec. 68.

$$y^{env} = \text{abs}\{\text{hilbert}(y^{foc})\} \quad (67)$$

$$Q_{foc} = \frac{\max\{y^{foc}\}}{t(p_2) - t(p_1)} \quad (68)$$

8.4.2. Factor de energía

Con el factor de energía, E_{foc} , busco cuantificar el uso de la energía inyectada en el sistema. De las posibilidades que había, escogí cuantificar la energía que va mismo al máximo de la focalización en relación con la energía de $x_2(t) = y_1^{inv}(t)$, como se muestra en la ec. 69. En la ec. 69a se hace explícito que y^{inv} es una señal muestreada.

$$E_{in} = \sum_n (y_n^{inv})^2 \quad (69a)$$

$$E_{foc} = \frac{\max\{y^{foc}\}^2}{E_{in}} \quad (69b)$$

8.4.3. Factor de simetría

Con el factor de simetría, S_{foc} , busco cuantificar la simetría de la señal. Considero únicamente el foco de la señal, ya que presenta resultados más estables y menos afectados por el ruido que lo que resta de la señal. Este factor se calcula como se explica a continuación y permite comparar los resultados de forma relativa entre sí, no da información absoluta. La figura 54 permite entender mejor la situación.

1. Para tener resultados más suaves, interpolar la señal y^{foc} con 200 puntos entre puntos medidos, obteniendo y_{interp}^{foc} .
2. Buscar el máximo $\max\{y_{interp}^{foc}\}$.
3. Tomar los puntos laterales al máximo que se encuentran dentro del pico. Es importante tener en cuenta que, justamente por la falta de simetría, la cantidad de puntos en los laterales puede ser diferente, por lo que se toma la cantidad correspondiente al lateral más angosto.
4. Simetrizar los puntos a la izquierda del pico con respecto al máximo, intercambiando sus índices con la función *fliplr* de *MatLab*.
5. Calcular la diferencia punto a punto entre el lateral derecho y el izquierdo simetrizado, obteniendo un vector *dif*.
6. Calcular un factor de asimetría *asime* como se muestra en la ec. 70a.
7. Observando que siempre $asime < 1$, como es deseable que el factor sea mayor cuanto mejor es la focalización, obtener un factor de simetría, *sime*, calculándolo como en la ec. 70b, donde $sime = 1$ solamente si el pico es perfectamente simétrico.

$$asime = \sum_n (dif_n^{inv})^2 \quad (70a)$$

$$sime = 1 - asime \quad (70b)$$

8.5. Influencia de promedios

Evaluar cómo cambia la información en función del número de promedios que se utilice para las señales. En la práctica existen dos formas de promediar señales completas:

- Directamente en el osciloscopio, utilizándolo en modo AVG. Estos promedios son sumamente rápidos, ya que inmediatamente de adquirida una señal, se adquiere la siguiente.

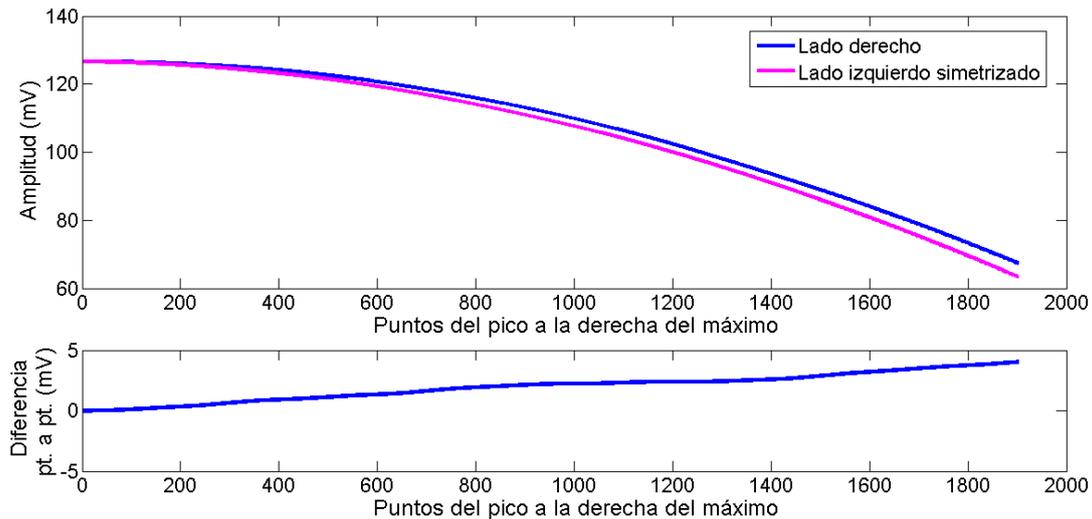


Figura 54: Proceso de cálculo de factor de simetría. Arriba las dos mitades del pico superpuestas, estando la izquierda simetrizada con respecto al pico. Abajo la diferencia punto a punto entre dichas señales. No se indican las muestras debido a su alta densidad.

- Adquiriendo varias señales desde el PC y promediándolas.

En este trabajo, pruebo la focalización práctica y teórica con distintos AVG y la teórica promediando 256 señales en PC. La diferencia es interesante, ya que las componentes no coherentes de la señal cambian con distinta velocidad.

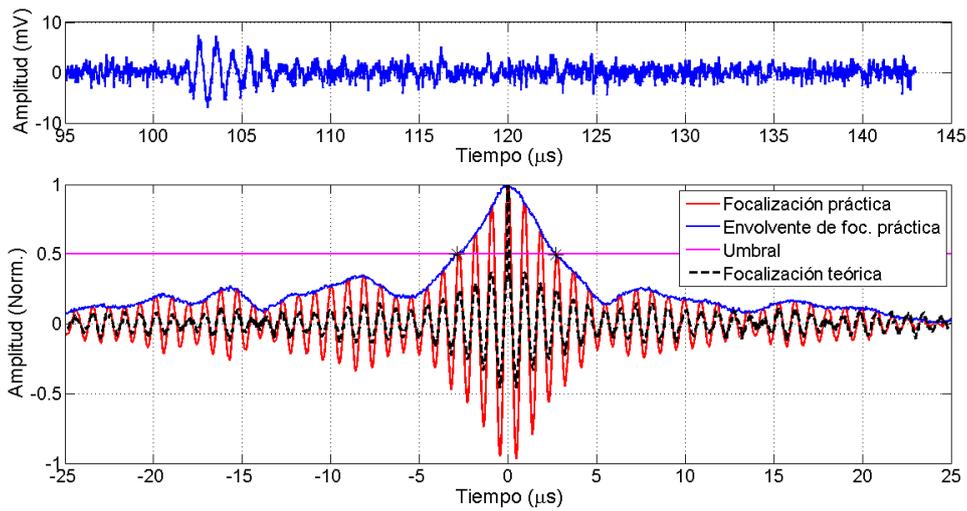
8.5.1. Procedimiento

- Adquirir señales en modo AVG para todas las potencias de dos de promedios, desde 2 hasta 512, realizar la inversión temporal teórica y práctica.
- Adquirir $n = 256$ respuestas al impulso, osciloscopio en modo *single*, con 25s de diferencia entre cada una, promediar en PC, calcular focalización teórica.

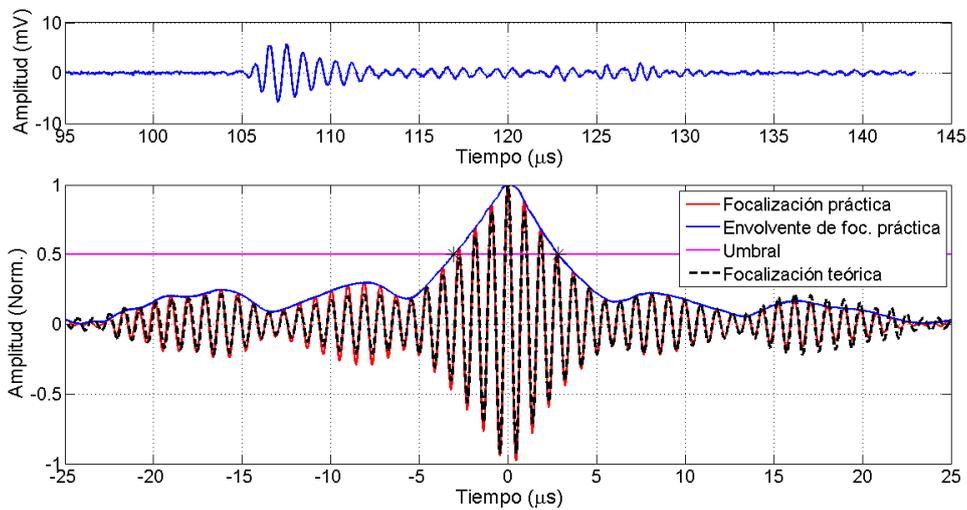
8.5.2. Resultados y análisis

En la fig. 55 se muestran los resultados para distintas cantidades de promedios AVG. Se muestran por un lado las señales enventanadas y por otro sus focalizaciones teóricas y prácticas superpuestas. En la figura 56 aparecen los resultados de calcular los tres factores considerados y la ponderación de los mismos. En este caso, los resultados presentan un óptimo en AVG 128, que es el valor a partir del cual ya no se obtienen mejores resultados. Considerando que aumentar la cantidad de promedios enlentece la adquisición de las señales, es razonable llamarle *óptimo* a este punto.

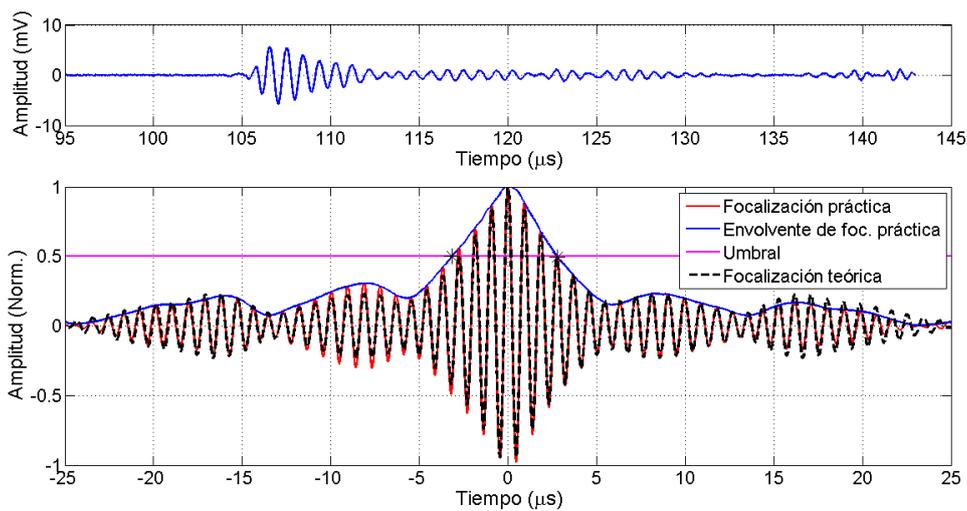
Con el caso que da peores resultados en cuanto a la ponderación de factores, AVG 2, la focalización teórica y la práctica difieren particularmente.



(a) AVG 2.



(b) AVG 128.



(c) AVG 512.

Figura 55: Variación de la cantidad de promedios en modo AVG del osciloscopio, para el experimento de inversión temporal.

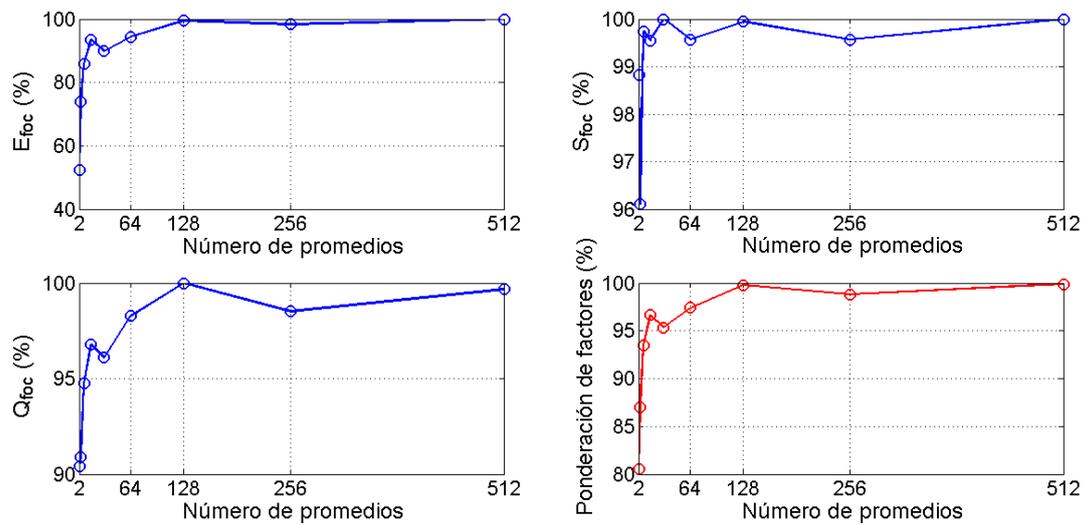
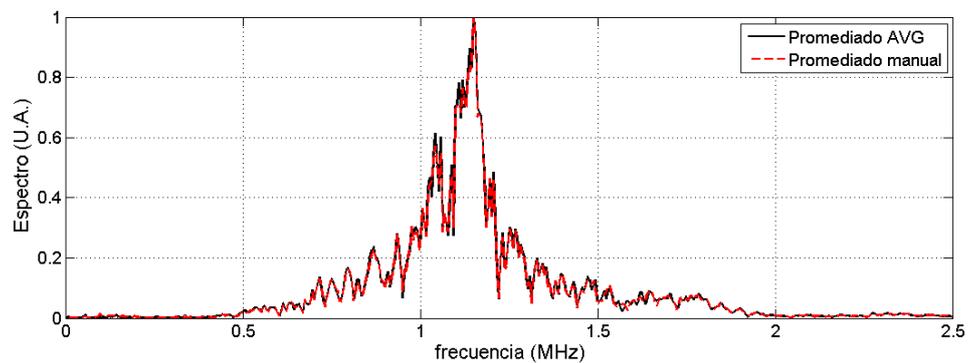
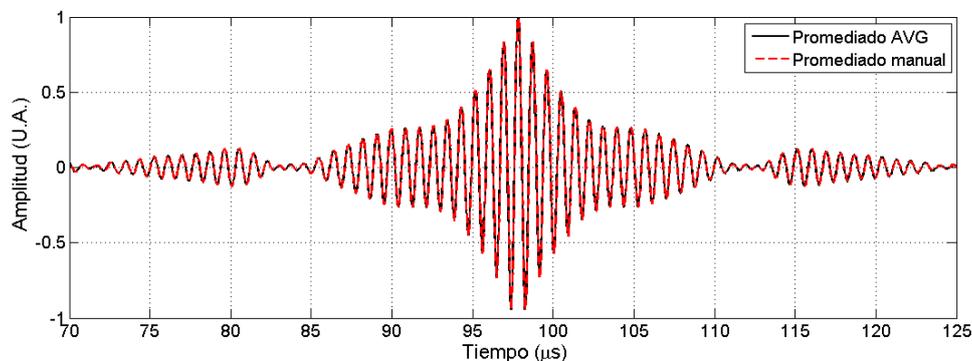


Figura 56: Resultado porcentual del cálculo de factores para distintas cantidades de promedios del modo AVG. Existe un óptimo en AVG 128.

En cuanto a la comparación de los resultados con promediados manuales o AVG, en este caso se pueden notar diferencias en el espectro, pero al momento de la focalización teórica no influyen en el foco. En la fig. 57 se presentan los resultados para 256 promedios manuales comparados con una adquisición en modo AVG 256.



(a) Espectros.



(b) Focalización teórica.

Figura 57: Comparación de promediado AVG y promediado manual.

8.6. Influencia del ancho de la ventana de adquisición

El objetivo de este experimento es encontrar si existe un óptimo del ancho de la ventana de adquisición, τ_w . Si la ventana es muy corta, se pierde información, pero si es demasiado larga, puede incluir información incoherente, lo que también es contraproducente. Probé diferentes largos de ventana.

8.6.1. Procedimiento

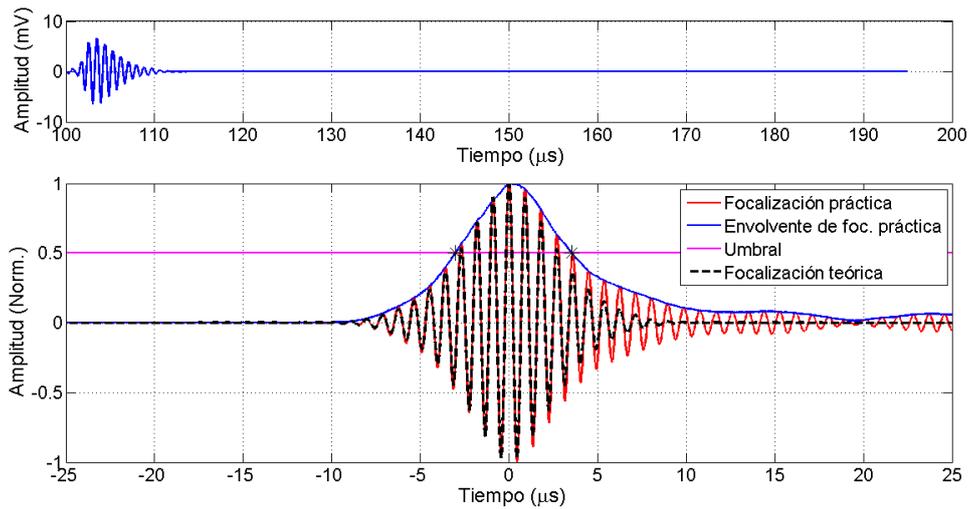
Para que los resultados sean comparables sin alterar ninguna de las otras variables de estudio, en particular f_s , es importante no cambiar el ancho de la ventana de adquisición en el osciloscopio, sino adquirir una única señal con el ancho de ventana máximo a probar y realizar el siguiente procedimiento:

1. Estirar señal $y_1(t)$ hacia atrás, agregando ceros, de forma tal que $\max\{y_1(t)\}$ quede centrado en la ventana.
2. Enventanar mediante una ventana de Hanning centrada en $\max\{y_1(t)\}$ que deje la señal del largo deseado, dejando en cero todo lo que queda por fuera de la ventana de Hanning.
3. Eliminar los puntos que se habían agregado, volviendo al largo original de la señal.

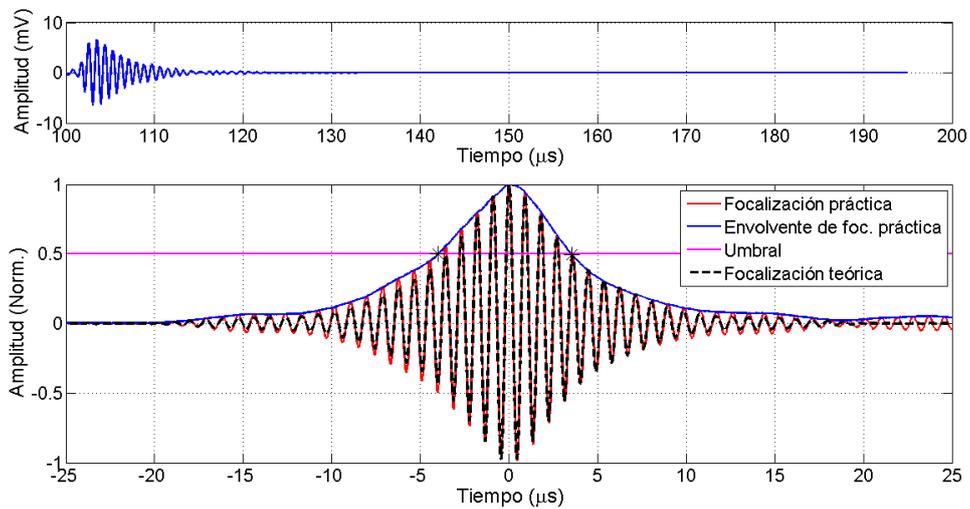
8.6.2. Resultados y análisis

En la fig. 58 presento los resultados para tres largos de ventana diferentes. En la figura 59 muestro los resultados de calcular los tres factores considerados y su ponderación. En este caso, los resultados mejoran a medida que se alarga la ventana. Esto implica que la ventana más larga tomada no es suficientemente larga como para pasarse del óptimo, por lo que podría ser bueno tomar ventanas aún más largas. De todas formas, es importante tener en cuenta que adquirir una ventana más larga con el osciloscopio alteraría la frecuencia de muestreo, por lo que la forma más adecuada de trabajar sería adquirir una ventana inicial más larga y repetir el experimento completo.

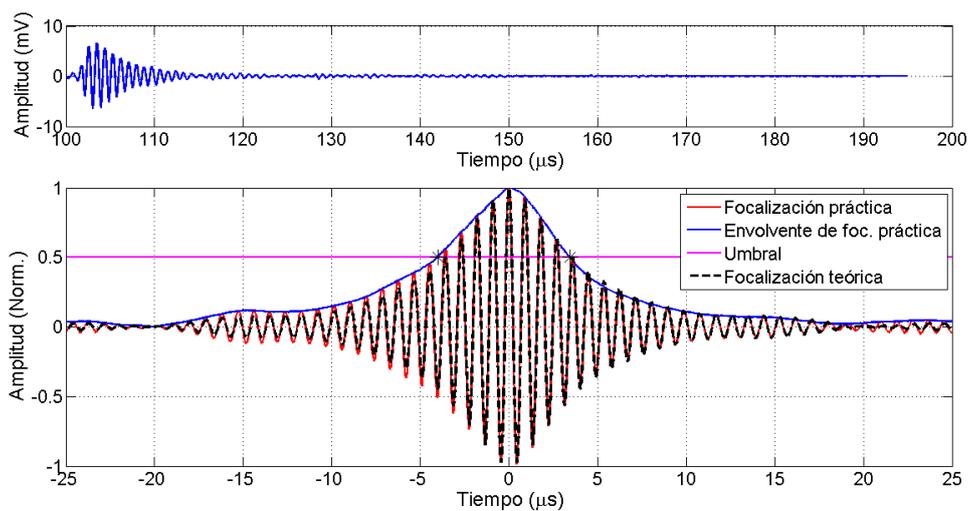
En este caso el factor de simetría casi no varía porque la información que afecta a la simetría del foco se encuentra al inicio de la señal, por lo que no es un buen factor para evaluar este experimento.



(a) Ventana más corta.



(b) Ventana de largo medio.



(c) Ventana más larga.

Figura 58: Variación del largo de la ventana para el experimento de inversión temporal.

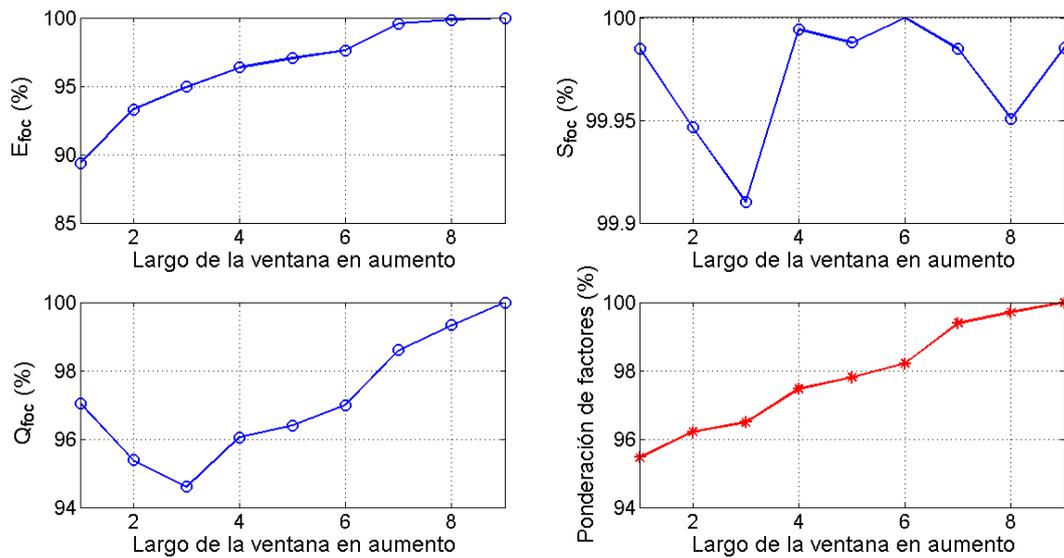


Figura 59: Resultado porcentual del cálculo de factores para distintos τ_w . El factor de simetría casi no presenta variación. Los factores que presentan información útil mejoran cuánto más larga es la ventana.

8.7. Influencia de la frecuencia de muestreo

El objetivo de este experimento es encontrar si existe un óptimo en la frecuencia de muestreo f_s . Si se muestrea a una tasa demasiado baja, se puede perder información y provocar solapamiento (*aliasing*), pero si la tasa de muestreo es demasiado alta, puede incluir información debida únicamente a ruido, que es deseable filtrar. Se prueban diferentes frecuencias de muestreo.

8.7.1. Procedimiento

Para que los resultados sean comparables sin alterar ninguna de las otras variables de estudio, en particular τ_w , es importante realizar la variación sin alterar el largo de la ventana. Dado que el osciloscopio digital ajusta f_s según el largo de ventana seleccionado, tomé una señal con una f_s alta y luego apliqué LPF para obtener señales de menor ancho de banda. Esta estrategia permite obtener señales similares, como si se las hubiera muestreado con menor frecuencia, pero sin tener más solapamiento que el que se podría tener con el f_s original. Una estrategia alternativa hubiera sido realizar un diezmado (*downsampling*) en el PC.

1. Seleccionar una señal de largo adecuado en el osciloscopio y adquirir $y_1(t)$.
2. Para cada f_s que se desea probar, filtrar $y_1(t)$ con un LPF que devuelva el ancho de banda que se desea probar.

8.7.2. Resultados y análisis

En la fig. 60 se muestran los resultados para tres largos de ventana diferentes. En la fig. 61 aparecen los resultados de calcular los tres factores considerados y la ponderación de los mismos. En este caso, existe un claro óptimo para una f_s relativamente baja, presentada en la fig. 60b. El resultado es razonable, ya que de esta señal a la presentada en 60c sólo parece aumentar el ruido.

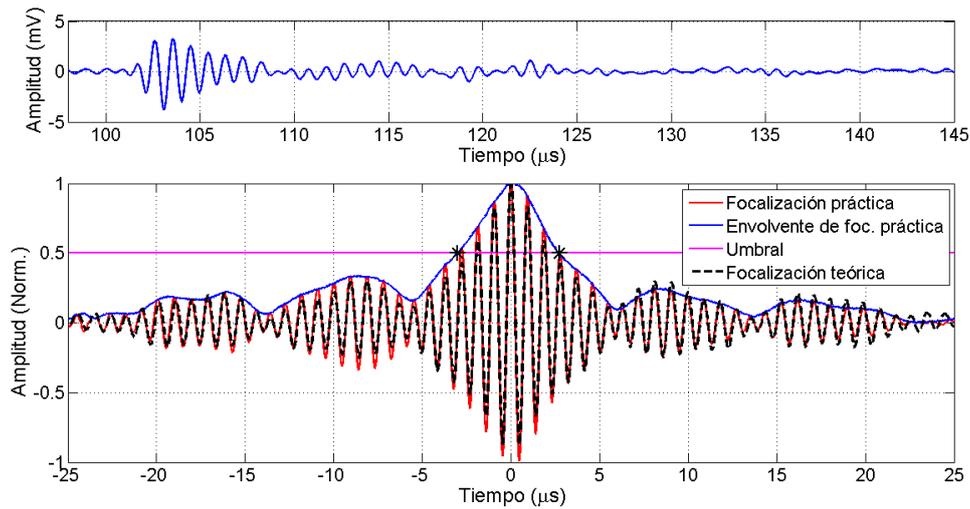
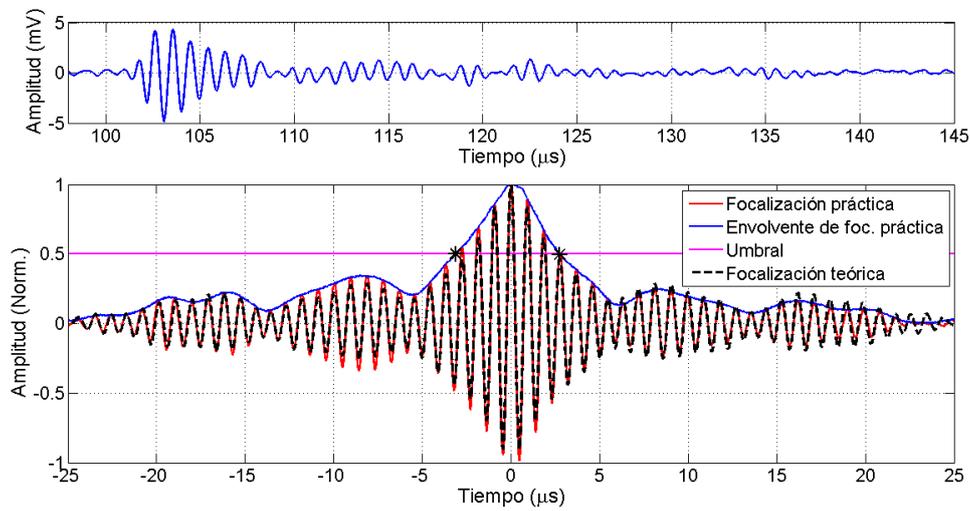
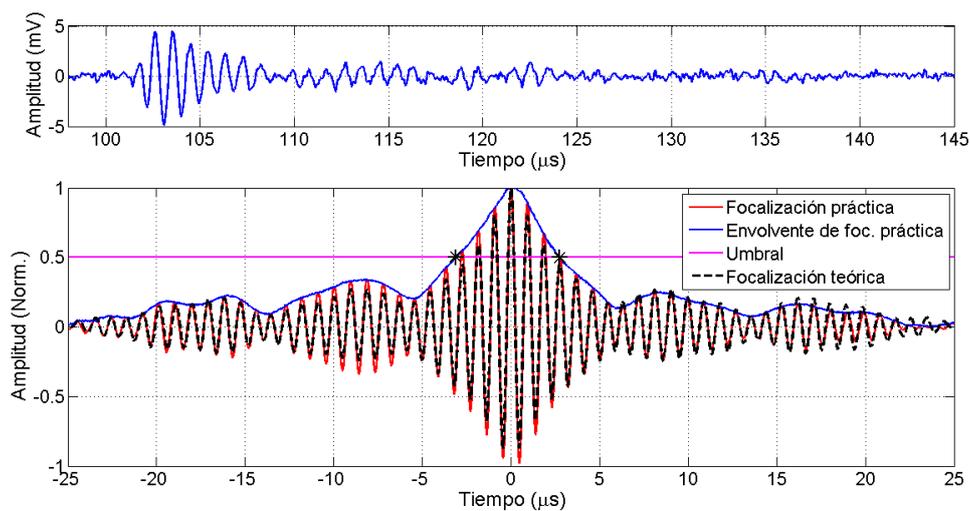
(a) La f_s más baja probada.(b) La f_s que da mejores resultados.(c) La f_s más alta probada.

Figura 60: Variación de la frecuencia de muestreo para el experimento de inversión temporal.

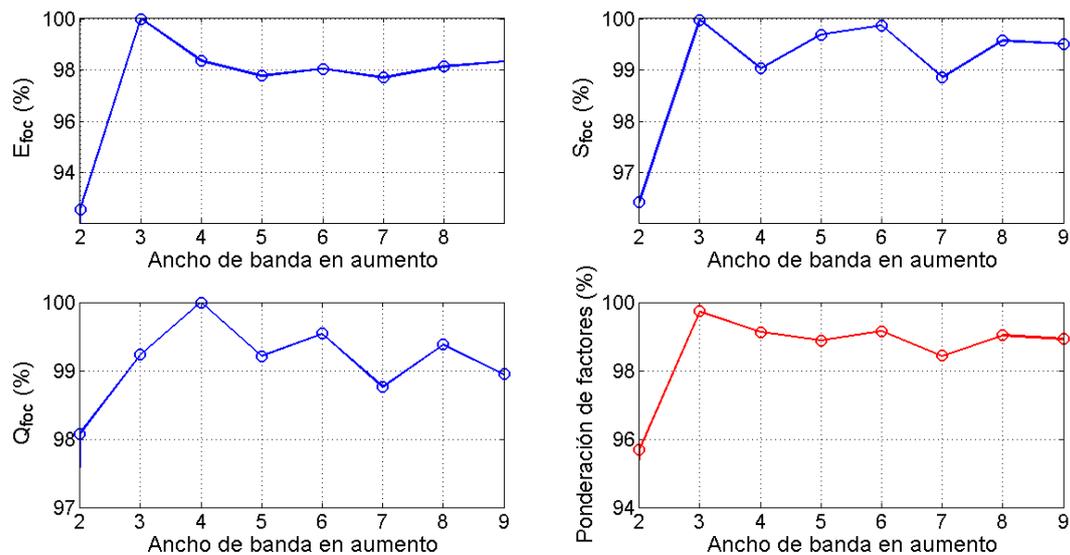


Figura 61: Resultado porcentual del cálculo de factores para distintas f_s , que condicionan el B máximo de la señal relevada. El resultado número 3 presenta un claro óptimo, luego del cual hay un empobrecimiento de la focalización.

8.8. Conclusiones y trabajos futuros

Conclusiones

Los resultados básicos muestran que es posible realizar el experimento de inversión temporal con un único receptor, utilizando un sistema multidifusor. Esta es una de las posibles técnicas vistas en la revisión bibliográfica. En este caso, una vez que la señal llega al receptor es porque ya escapó del sistema multidifusor, por lo que no continuará incidiendo en el receptor, evitando esa situación que reduciría la calidad de la focalización según lo visto en la bibliografía.

El promediado es importante, ya que limpia el ruido de la señal. Para el caso de mínima cantidad de promedios, AVG 2, los resultados son muy malos. En particular, la señal queda enterrada en el ruido y las focalizaciones teórica y práctica son claramente diferentes. Con una cantidad de promedios por encima de AVG 128 los resultados alcanzan su máxima calidad. Entonces, resulta óptimo trabajar en AVG 128, que no aumenta el tiempo de adquisición.

En cuanto al largo de la ventana, los resultados mejoran al aumentarlo, por lo que parece ser útil tener una ventana larga. De todas formas, la variación del global de los factores es menor a 5%, por lo que si bien hay un cambio, cualquiera de las tres ventanas más largas obtenidas parecen razonables.

Claramente hay un óptimo en la frecuencia de muestreo, más allá de la cual los resultados no mejoran. Si bien tampoco empeoran significativamente, sobremuestrear innecesariamente significa un mal uso de la memoria.

En cuanto a la elección de los factores, considero que Q_{foc} y S_{foc} son más adecuados para cuantificar la calidad de las señales que E_{foc} , salvo cuando se trata del experimento de variar τ_w . Esto se debe a que los primeros son altamente representativos de lo que se busca en la señal, mientras que en el caso de E_{foc} resulta engañoso que una señal con bajo Q_{foc} podría tener alto E_{foc} . S_{foc} no resulta un buen factor para evaluar τ_w , porque la información que afecta a este factor está concentrada al principio de la señal.

Los tres factores probados inciden directamente en los requerimientos de velocidad de adquisición, uso de memoria o capacidad de cómputo de la aplicación.

Trabajos futuros

Sería interesante probar una ventana más larga para focalización, intentando observar un largo óptimo. También sería interesante probar otro transductor, ya que el espectro de la señal focalizada con el utilizado resulta muy angosto, lo que empobrece la focalización.

9. Conclusión y Trabajos Futuros

9.1. Conclusión

En esta sección presento mis conclusiones generales, haciendo énfasis en la parte experimental.

En cuanto a la revisión bibliográfica, me interesa destacar que logré conocer el estado del arte de diversas técnicas de procesamiento de señales acústicas aplicables al monitoreo de procesos. En particular, destaco lo aprendido en cuanto a las aplicaciones de la transformada de Hilbert e inversión temporal. Las aplicaciones reportadas para estas técnicas en artículos científicos muestran su gran potencial.

En cuanto a la parte experimental, adquirí diversas estrategias y observé aplicaciones interesantes de éstas, desarrollando la intuición para resolver problemas prácticos.

En general, aprendí a tener consideraciones de índole práctica al momento de tomar medidas. Por ejemplo, al adquirir una señal algún amplificador podría estar saturando, aunque no sea evidente visualmente. Las burbujas en los sistemas de inmersión pueden estropear completamente la señal. En modo pulso-eco, pequeños errores de alineación con el plano reflector hacen perder gran cantidad de energía. Puede ocurrir que cables visualmente en buen estado generen inestabilidad en la señal o introduzcan ruido de potencia inesperada.

La caracterización de equipos no es trivial, ya que por ejemplo algunos equipos están diseñados para una impedancia vista determinada y no funcionan sin ella, como en el caso del preamplificador del hidrófono, que no funciona si su salida se conecta directamente al osciloscopio. A falta de una buena hoja de datos, la caracterización es de gran utilidad, pues permite encontrar argumentos para explicar situaciones que se observan y tener en cuenta las características de los equipos para utilizarlos óptimamente. Tal es el caso del relevamiento de respuesta en frecuencia realizado sobre los amplificadores o el relevamiento de campo acústico de transductores. La evaluación de la estabilidad de la energía del eco en un medio no cambiante permite conocer la validez de otras medidas, particularmente las de atenuación.

Las medidas de atenuación requieren un procedimiento delicado, que debe ser llevado a cabo de forma rigurosa para obtener resultados válidos. Es importante lograr una buena alineación entre el transductor y el plano reflector y asegurarse de que la misma se mantenga durante todo el ensayo. La ganancia del amplificador de recepción debe escogerse de forma tal de evitar la saturación.

Los resultados obtenidos en leche muestran el claro potencial de este tipo de medidas para detectar adulteraciones en líquidos, mientras que los resultados obtenidos en pasta de olivas muestran que es posible generar curvas de atenuación en función de la frecuencia para distintas concentraciones y son concluyentes en cuanto a que no es posible generar ondas estacionarias en este medio para las frecuencias de US estudiadas y contenedores que superen los pocos centímetros de largo. Colaboré con un proyecto de investigación del Laboratorio de Grasas y Aceites de Facultad de Química, UdelaR, relevando la atenuación del ultrasonido en pasta de aceitunas de carácter industrial, de la que se extrae aceite de oliva, en la que el grupo desea aplicar una técnica ultrasónica para mejorar el proceso de extracción. Este trabajo llevó a la publicación del artículo "*Impact of sound attenuation on ultrasound-driven yield improvements during olive oil extraction*" [5], el cual adjunto en el apéndice A.4.2, publicado en la revista *Ultrasonics Sonochemistry*.

La correlación ha mostrado ser una herramienta versátil, que permite por ejemplo calcular el ToF, pero también cuantificar el parecido entre dos señales. En este sentido, una vez calculada la función correlación de dos señales existen diversas características que se pueden extraer y pueden ser de interés en diferentes situaciones. Entre ellas están: amplitud del máximo, tiempo

en que se da el máximo, y diferencia entre máximos de lóbulos laterales. Utilicé el tiempo en que se da el máximo para el monitoreo del proceso de coagulación de leche. En particular, presenté en el congreso *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference* (2017 I2MTC) celebrado en Torino, Italia, el artículo “*Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring - Application to monitoring milk coagulation*”, sobre monitoreo de coagulación de leche. Este trabajo fue publicado en los *proceedings* del congreso [8] y lo adjunto en el apéndice A.4.1.

De las medidas de ToF, pude observar experimentalmente la diferencia entre la velocidad de las ondas transversales v_t y la de las longitudinales v_l , cumpliéndose $v_l \approx 2v_t$. Esta técnica requiere seleccionar un umbral adecuado de energía en una ventana móvil o de amplitud para detectar el comienzo de la señal recibida. A su vez, pude observar cómo cambia la velocidad según θ sobre la muestra para los materiales anisotrópicos, siendo que la misma no es afectada por θ cuando el material es isotrópico.

Es sumamente interesante la posibilidad de caracterizar materiales mediante sus constantes de Christoffel a través de los tiempos de vuelo para distintos ángulos de incidencia y la densidad, que puede ser hallada por el método de Arquímedes. Calculé las constantes para materiales isotrópicos, obteniendo resultados similares a los de la bibliografía.

Finalmente, estudié varias de las aplicaciones que presenta la focalización por inversión temporal y repliqué el experimento de focalización utilizando un medio multidifusor con un único transductor de recepción. Busqué óptimos para el largo de la ventana de adquisición, observando que en el caso de prueba la ventana más larga adquirida resultó la mejor. En cuánto a la frecuencia de muestreo y la cantidad de promedios, logré encontrar óptimos claros.

Con las técnicas adquiridas, podría elaborar estrategias para monitorear y caracterizar numerosos procesos y productos industriales, siendo que también pueden llevarse a otras áreas, como medicina, estudios meteorológicos, estudios ambientales y desarrollo de sensores de monitoreo en general.

9.2. Trabajos futuros

Como docente del Departamento de Sistemas y Control del IIE y del Departamento de Tecnologías Aplicadas a Procesos Alimentarios del IIQ, continúo trabajando en líneas de investigación en las que se aplican señales acústicas para monitoreo y caracterización.

Particularmente, continúa abierta la línea de trabajo sobre monitoreo de coagulación de leche, en la que se desea probar a escala industrial el sensor con multidifusor desarrollado en acero inoxidable. También se desea probar dicho sensor para monitorear cambios en otros tipos de medios, por ejemplo en producción de vinos o yogures.

Ambos grupos de trabajo están abiertos a nuevas líneas de investigación, particularmente aquellas que involucran la utilización de transductores acústicos. Como se citó en la revisión bibliográfica, existe un gran número de potenciales aplicaciones de estas herramientas, por lo que no faltará oportunidad de llevarlas a la práctica en el marco de mi cargo docente.

Además, tengo previsto aplicar conocimientos adquiridos en la maestría para mi trabajo de doctorado, que comenzaré luego de concluida la misma. El tema de dicha tesis será “Técnicas de sonido aplicadas al desarrollo de sensores meteorológicos”. En particular, trabajaré en el desarrollo de un sensor de granizo de principio acústico, con el objetivo de caracterizar el granizo en regiones de interés del Uruguay, por ejemplo Salto. Eso es de potencial utilidad para productores agrícolas y para validación de paneles fotovoltaicos. El objetivo es lograr una red densa de sensores de granizo, que pueda distribuirse en la región de interés, por lo que los sensores deben tener ciertas características que no tienen los disponibles actualmente en el mercado, como ser

económicos y de bajo consumo. Existen artículos que indican posibles caminos para tal desarrollo. Cada sensor de granizo debe ir acompañado de un anemómetro, ya que el conocimiento del viento en el punto de caracterización de granizo es un importante complemento al momento de extraer información. En el marco del doctorado trabajaré también en la implementación de uno de estos, basado en principios acústicos.

Referencias

- [1] P. Acoustics. Imagen hidrófono de aguja. <https://www.acoustics.co.uk/product/0-5mm-needle-hydrophone/>. Última visita 2/2019.
- [2] J. C. Adamowski, M. A. Andrade, N. Perez, and F. Buiochi. A large aperture ultrasonic receiver for through-transmission determination of elastic constants of composite materials. In *Ultrasonics Symposium, 2008. IUS 2008. IEEE*, pages 1524–1527. IEEE, 2008.
- [3] J. C. Adamowski, F. Buiochi, and R. T. Higuti. Ultrasonic material characterization using diffraction-free pvdf receivers. *Physics Procedia*, 3(1):593–603, 2010.
- [4] Y. Al-aufi, B. Hewakandamby, G. Dimitrakis, M. Holmes, A. Hasan, and N. Watson. Thin film thickness measurements in two phase annular flows using ultrasonic pulse echo techniques. *Flow Measurement and Instrumentation*, 2019.
- [5] M. Amarillo, N. Pérez, F. Blasina, A. Gambaro, A. Leone, R. Romaniello, X.-Q. Xu, and P. Juliano. Impact of sound attenuation on ultrasound-driven yield improvements during olive oil extraction. *Ultrasonics Sonochemistry*, 2018.
- [6] J.-F. Aubry, M. Tanter, J. Gerber, J.-L. Thomas, and M. Fink. Optimal focusing by spatio-temporal inverse filter. ii. experiments. application to focusing through absorbing and reverberating media. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 110(1):48–58, 2001.
- [7] T. Awad, H. Moharram, O. Shaltout, D. Asker, and M. Youssef. Applications of ultrasound in analysis, processing and quality control of food: A review. *Food Research International*, 48(2):410–427, 2012.
- [8] F. Blasina, N. Pérez, E. Budelli, P. Lema, R. K. Ing, and C. Negreira. Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring: Application to monitoring milk coagulation. In *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, pages 1–5, May 2017.
- [9] E. Budelli, N. Perez, S. Barrios, G. Ares, R. Canetti, and C. Negreira. Utilización del tiempo de vuelo para el seguimiento de coagulación de leche. Noviembre 2012.
- [10] E. Budelli, N. Pérez, C. Negreira, and P. Lema. Evaluation of ultrasonic techniques for on line coagulation monitoring in cheesemaking. *Journal of Food Engineering*, 209:83–88, 2017.
- [11] F. Buiochi, M. Andrade, N. Pérez, and J. Adamowski. Ultrasonic characterization of anisotropic materials. *Comprehensive Materials Processing*, 2:65–81, 2014.
- [12] A. B. Carlson, P. B. Crilly, and J. C. Rutledge. *Communication Systems, 4ta edición*. Mc Graw Hill, 2000.
- [13] S. Y. Chong, J.-R. Lee, and C. Y. Park. Statistical threshold determination method through noise map generation for two dimensional amplitude and time-of-flight mapping of guided waves. *Journal of Sound and Vibration*, 332(5):1252 – 1264, 2013.
- [14] L. Cohen. *Time-frequency analysis*, volume 778. Prentice Hall PTR Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [15] I. Couch and W. Leon. *Digital and Analog Communication Systems*. Prentice Hall PTR, 1990.

- [16] J. N. Coupland. Low intensity ultrasound. *Food Research International*, 37(6):537–543, 2004.
- [17] Z. J. Dolatowski, J. Stadnik, and D. Stasiak. Applications of ultrasound in food technology. *Acta Scientiarum Polonorum Technologia Alimentaria*, 6(3):88–99, 2007.
- [18] C. Draeger, J.-C. Aime, and M. Fink. One-channel time-reversal in chaotic cavities: Experimental results. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 105(2):618–625, 1999.
- [19] C. Draeger and M. Fink. One-channel time-reversal in chaotic cavities: Theoretical limits. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 105(2):611–617, 1999.
- [20] M. Feldman. Hilbert transform in vibration analysis. *Mechanical systems and signal processing*, 25(3):735–802, 2011.
- [21] M. Fink. Time reversal of ultrasonic fields. i. basic principles. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 39(5):555–566, 1992.
- [22] M. Fink. Time-reversed acoustics. *Scientific American*, 281(5):91–97, 1999.
- [23] P. Fox, T. Guinee, T. Cogan, and P. McSweeney. Fundamentals of cheese science. Technical report, ISBN 0-8342-1260-9, 2000.
- [24] W. H. Hayt, J. E. Kemmerly, and S. M. Durbin. *Engineering circuit analysis*. McGraw-Hill New York, 8th edition, 1986.
- [25] M. M. P. Hernández. Estimación de incertidumbres. guía gum. *Revista Española de Metrología*, 1:113–130, 2012.
- [26] N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long, M. C. Wu, H. H. Shih, Q. Zheng, N.-C. Yen, C. C. Tung, and H. H. Liu. The empirical mode decomposition and the hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. *Proceedings: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, (1971):903, 1998.
- [27] N. E. Huang, Z. Wu, S. R. Long, K. C. Arnold, X. Chen, and K. Blank. On instantaneous frequency. *Advances in adaptive data analysis*, 1(02):177–229, 2009.
- [28] J. Jackson, R. Summan, G. Dobie, S. Whiteley, S. Pierce, and G. Hayward. Time-of-flight measurement techniques for airborne ultrasonic ranging. *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control*, 60(2):343, 2013.
- [29] Keysight, https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/2000_series_prog_guide.pdf. *InfiniiVision 2000 X-Series Oscilloscopes - Programmer's Guide*. Última visita 12/2018.
- [30] G. S. Kino. *Acoustic waves: devices, imaging, and analog signal processing* Prentice-Hall Signal Processing Series. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1987.
- [31] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, and J. V. Sanders. Fundamentals of acoustics. *4th Edition*, ISBN 0-471-84789-5. Wiley-VCH, page 560, 1999.
- [32] A. L. Lopez-Sanchez and L. W. Schmerr Jr. Simplified method for complete characterization of an ultrasonic nde measurement system. *Research in Nondestructive Evaluation*, 18(1):23–43, 2007.

- [33] D. A. B. Miller. Huygens's wave propagation principle corrected. *Opt. Lett.*, 16(18):1370–1372, Sep 1991.
- [34] Murata. Imagen de transductor cerámico de contacto. <https://www.murata.com/en-sg/products/sound/diaphragm/7bbww>. Última visita 2/2019.
- [35] Murata, <https://www.murata.com/ /media/webrenewal/support/library/catalog/products /sound/p37e.ashx?la=en-sg>. *Piezoelectric Sound Components*. Última visita 12/2018.
- [36] Olympus. Imagen transductor de inmersión. [https://www.olympus-ims.com/es/ultrasonic-transducers/immersion/#!cms\[focus\]=descU8517027](https://www.olympus-ims.com/es/ultrasonic-transducers/immersion/#!cms[focus]=descU8517027). Última visita 2/2019.
- [37] Olympus, <http://telab.vuse.vanderbilt.edu/docs/specs/Olympus-5072PR.pdf>. *Manually Controlled Ultrasonic Pulser-Receivers*. Última visita 12/2018.
- [38] Olympus, <https://www.olympus-ims.com/en/resources/white-papers/ultrasonic-transducer-technical-notes/>. *Ultrasonic Transducers Technical Notes*. Última visita 2/2019.
- [39] A. V. S. Oppenheim, J. Ronald, W Schafer, and T. J. P. Garcia. *Tratamiento de señales en tiempo discreto*. Pearson Prentice Hall, 2000.
- [40] N. Pérez, M. Y. Matuda, C. Negreira, and J. C. Adamowski. Determination of the minimum length impulse response for time reversal focalization in acoustic cavities. In *AIP Conference Proceedings*, volume 1433, pages 173–176. AIP, 2012.
- [41] Precision Acoustics Ltd., www.acoustics.co.uk/product/pvdf/. *PVDF properties and uses*. Última visita 12/2018.
- [42] N. Pérez. *Inversión Temporal de Ondas Ultrasónicas en Cavidades Acústicas*. PhD thesis, Facultad de Ciencias, Universidad de la República, 2007.
- [43] A. M. Sabatini and E. Spinielli. Correlation techniques for digital time-of-flight measurement by airborne ultrasonic rangefinders. In *Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS'94)*, volume 3, pages 2168–2175 vol.3, Sep. 1994.
- [44] V. Scopelli, G. Vigliecca, and M. Silva. Tablero acústico (tacu). Tesis de grado, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República. Tutores: N. Pérez and P. Monzón, 2016.
- [45] M. Tanter, J.-F. Aubry, J. Gerber, J.-L. Thomas, and M. Fink. Optimal focusing by spatio-temporal inverse filter. i. basic principles. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 110(1):37–47, 2001.
- [46] D. Van de Sompel, L. S. Sasportas, A. Dragulescu-Andrasi, S. Bohndiek, and S. S. Gambhir. Improving image quality by accounting for changes in water temperature during a photoacoustic tomography scan. *PLoS ONE*, 7(10):1, 2012.
- [47] J. M. M. Villanueva, S. Y. C. Catunda, R. Tanscheit, and M. M. S. Pinto. Wind speed measurement data fusion of phase difference and time-of-flight techniques using ultrasonic transducers. In *2007 IEEE Instrumentation Measurement Technology Conference IMTC 2007*, pages 1–6, May 2007.

- [48] D. Yamashita. Determinação das propriedades elásticas de laminados compósitos carbono/epóxi pelo método de ultrassom por imersão. Master's thesis, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, www.teses.usp.br, 2016.

A. Apéndices

A.1. Algoritmos

Algorithm 1 Algoritmo de detección de impactos en tiempo real.

Cargar referencias para cada transductor.

Configurar NI USB6210

loop

Programa indica *presionar tecla para adquirir*.

if Usuario aprieta tecla **then**

Programa adquiere señales

function PROCESAR SEÑALES

Eliminar DC.

Filtrar ruido.

Normalizar por energías.

Alinear comienzos de las señales.

Criterio: superar umbral de energía en una ventana móvil corrida con paso n .

Recortar señales para que tengan igual cantidad de puntos a partir de su comienzo.

if Las señales quedaron con un mínimo de puntos aceptable. **then**

for Cada receptor **do**

Calcular $C_{y_{adq}, y_{ref}}$ entre la señal y cada referencia de la base de datos.

end for

for Cada punto de referencia **do**

Promediar máximos de $C_{y_{adq}, y_{ref}}$ de ambos receptores: $C_{y_{adq}, y_{ref}}^m$.

end for

Se escoge como “el impactado” aquel de $C_{y_{adq}, y_{ref}}^m$ más alta.

Programa muestra el resultado gráficamente.

else

Ignorar señal.

end if

end function

end if

end loop

A.2. Detalles del procesamiento del capítulo 7

A.2.1. Funciones para hallar los tiempos de vuelo en las señales relevadas

Aquí describo las funciones que aparecen en el diagrama de flujo de la fig. 46.

– **Cargar datos previos**

Levantar los datos que se relevaron de forma no automatizada (densidad, espesor de la muestra) o se estimaron (umbrales).

– **Cargar señales**

Levantar todas las señales de un mismo barrido de ambos sistemas, filtrarlas y almacenarlas en una matriz para cada sistema, ordenadas según θ . Lo mismo con las de referencia. Cargar el vector de tiempo, invariante durante todo el barrido y los parámetros de adquisición.

– **Primer pico**

Encontrar el pico inicial, ya sea empezando desde θ_0 en el caso de las ondas longitudinales o desde el θ más oblicuo en el caso de las transversales. Para las ondas longitudinales, se realiza una segunda búsqueda, desde θ_0 al más negativo.

- En las señales con $\theta = \theta_0$, el inicio del primer eco corresponde al ToF de la onda longitudinal, el resto a reflexiones internas.
- Cuando $\theta > \theta_{crítico}$, el inicio del primer eco corresponde al ToF de la onda transversal. En algunos materiales, $\theta_{crítico}$ es tal que no se puede lograr con el goniómetro debido a sus restricciones físicas, por lo tanto no se obtienen señales compuestas únicamente por ondas transversales y es necesario agregar condiciones para no confundir la componente longitudinal con la transversal, en particular utilizar la información de que el ToF de la onda transversal es mayor que el de la longitudinal.
- La señal de referencia es también una onda longitudinal.
- Procedimiento:
 1. Hallar la zona en que se encuentra el primer eco utilizando una ventana deslizante de ancho fijo. Buscar una subida de energía que supere un umbral dado, seguida por una caída en la energía hasta un nivel similar al del ruido.
 2. Hallar el extremo local en la zona identificada. Para los PR y transductores utilizados, se trata siempre de máximos.

– **Encuentra picos**

Encontrado el primer pico, se utiliza esta función para seguirlo señal a señal. Se aprovecha que en un paso angular el pico se mueve dentro de una ventana centrada en la posición del pico anterior.

– **Encuentra inicio de la señal**

Dado un pico, encontrar el comienzo del lóbulo que lo contiene. Se halla el cruce por cero anterior pico, que es considerado el ToF de la señal.

– **Encuentra velocidades**

Teniendo los tiempos de vuelo, se calculan las v_l y v_t para cada θ (fig. 26) según las ecuaciones 4 y 5.

– **offset angular**

Invocada por la función anterior para hallar el offset en la alineación angular, correspondiente a la diferencia entre el ángulo que inicialmente se lo considera θ_0 y el que efectivamente lo es.

– **calcular constantes de isotrópicos**

En el caso de los materiales isotrópicos, se utiliza esta función para calcular las dos constantes de Christoffel. Dado que las velocidades halladas no deberían depender de θ , se toman v_l y v_t como los promedios de cada uno de los vectores $v_l(\theta)$ y $v_t(\theta)$.

A.2.2. Compensación de offset del ángulo acimutal

Se estima que el error máximo asociado a lograr la incidencia normal sobre la muestra por simple observación del sistema o de las señales en el osciloscopio es de $\pm 5^\circ$. Diseñé una estrategia para ajustar el offset del ángulo acimutal a posteriori de la adquisición, basándome en que la función $v_l(\theta)$ debe ser lo más simétrica posible respecto a θ_0 . La fig. 62 describe como mejora la simetría de $v_l(\theta)$ con respecto a θ_0 al aplicarla.

Si bien en la ecuación 4 no aparece explícitamente una dependencia con θ , el motivo por el que corregir el offset mejora los resultados para la velocidad longitudinal es que los fenómenos de menor relevancia que no están modelados por dicha ecuación, por ejemplo las reflexiones internas, son simétricos con respecto a $\theta = \theta_0$. Entonces, la estrategia planteada para la corrección del offset implica imponer que el efecto de estos fenómenos debe ser simétrico con respecto a θ_0 .

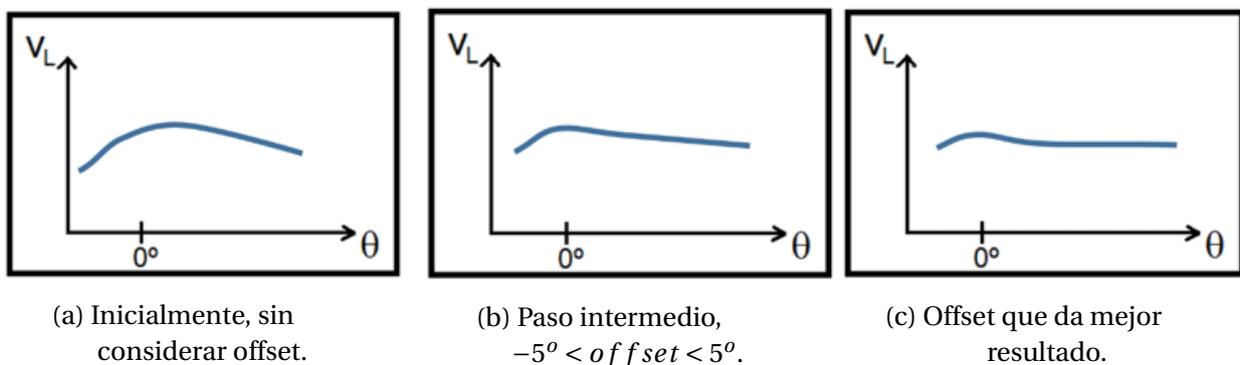


Figura 62: Cambios en un vector $v_l(\theta)$ a medida que se ajusta el offset.

El flujo de la función desarrollada se describe en la fig. 64. Se itera el cálculo de $v_l(\theta)$ probando todos los offset del vector $-5^\circ : Tp : 5^\circ$, para hallar aquel cuya *función de asimetría* tiene menor energía. Esta función es la resultante de espejar $v_l(\theta)|_{\theta < 0^\circ}$ con respecto a $\theta = 0^\circ$ y restár-sela punto a punto a $v_l(\theta)|_{\theta > 0^\circ}$, como se muestra en la fig. 63. Debido a que la cantidad de puntos considerados varía, se debe normalizar la energía para poder comparar. Con el offset hallado, se corrige el vector de ángulos de incidencia y se recalcula $v_l(\theta)$ y $v_t(\theta)$.

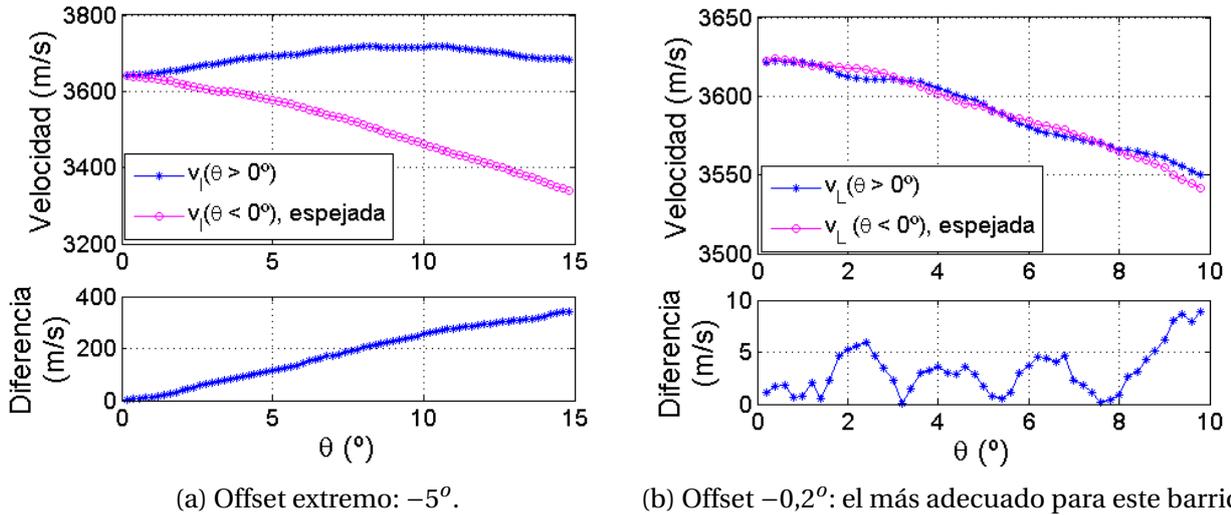


Figura 63: Corrección de offset, ejemplo real. En las gráficas superiores, se grafican superpuestas las $v_l(\theta)$ de los $\theta > \theta_0$ y las de los $\theta < \theta_0$ simetrizadas con respecto a θ_0 . En las gráficas inferiores, se grafican las diferencias punto a punto para cada θ de las gráficas anteriores.

Para generar el algoritmo en *MatLab* hay que considerar únicamente las adquisiciones del barrido que tengan un simétrico. Con cada offset propuesto cambia el ángulo de la medida inicial, que pasa a ser $-10^\circ + offset$. El caso en que se tiene más puntos con simétrico es cuando $offset = -5^\circ$, con un total de 150 puntos, mientras que el mínimo se da cuando $offset = 5^\circ$, con un total 50 puntos. A su vez, el $\theta_{crítico}$ podría ser tal que para algunos de estos ángulos de incidencia no se propague la onda longitudinal. La fig. 65 ayuda a entender este razonamiento.

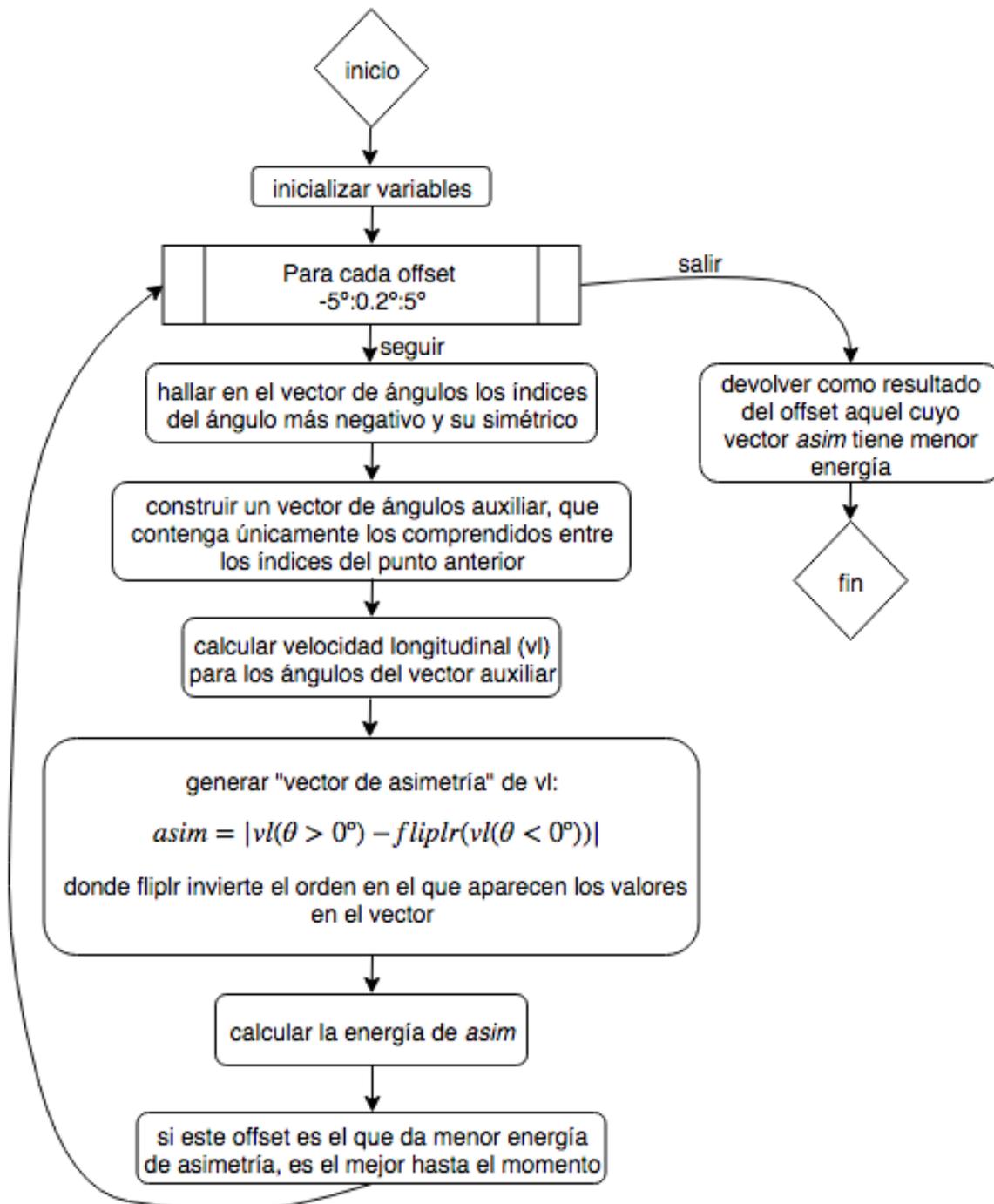


Figura 64: Diagrama de flujo del proceso de corrección de offset acimutal.

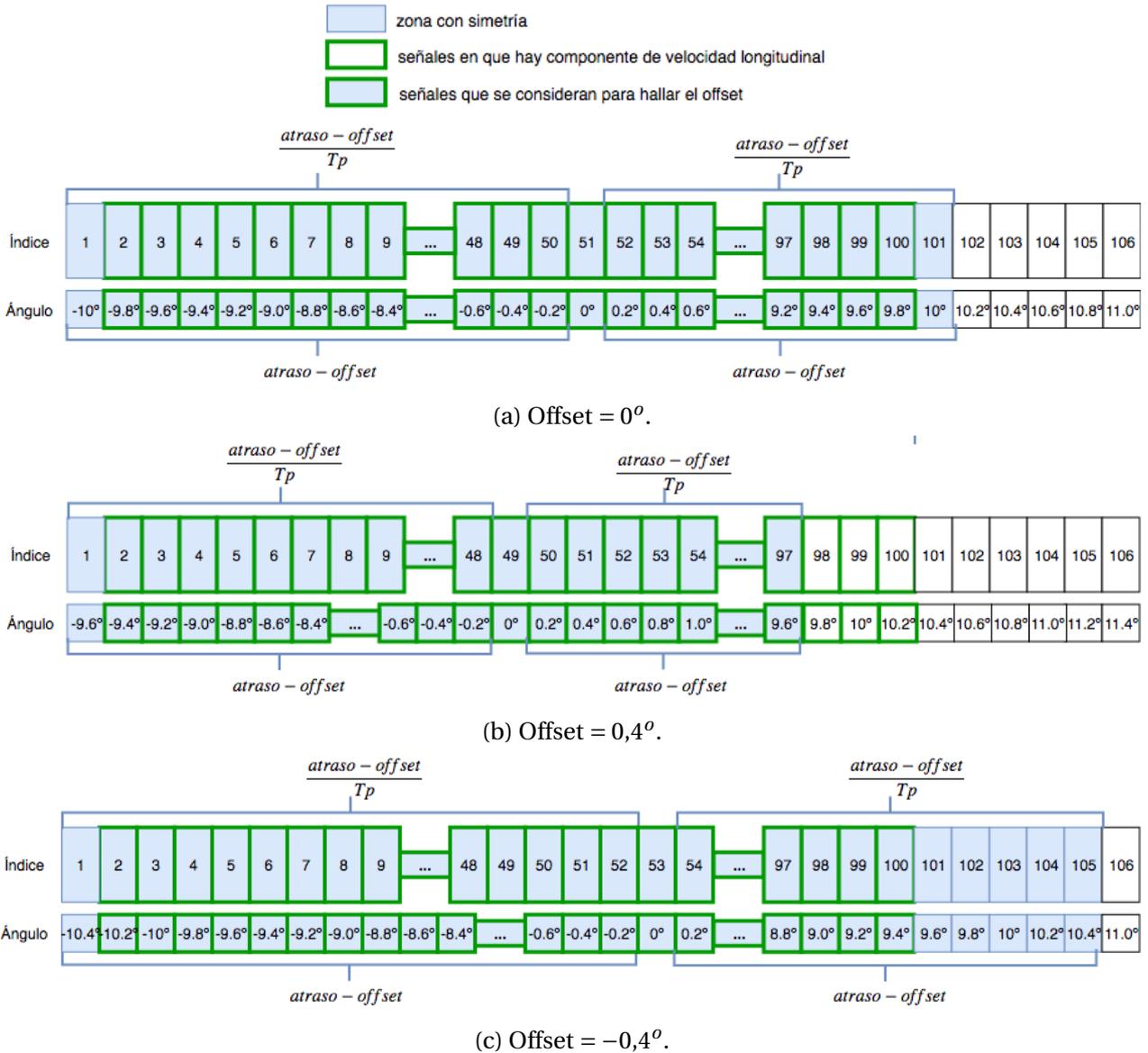


Figura 65: Explicación de los cuidados que se deben tener para el manejo de vectores durante la compensación del offset, con los valores de atraso y paso elegidos. Caso en que el goniómetro alcanza a relevar el ángulo crítico. La cantidad de puntos con un simétrico cambia según el offset que se esté probando, por lo tanto cambia el largo de los vectores.

A.3. Más sobre Transformada de Hilbert

En este anexo se incluyen otras características de la transformada de Hilbert útiles para el procesamiento de señales [20] [14], que si bien fueron revisadas, no fueron utilizadas en las experiencias realizadas en el marco de la tesis.

A.3.1. Multiplicación de funciones

Si se tiene una función compuesta por el producto de otras dos, cuyos espectros no se solapan, entonces la HT del total corresponde a aplicar HT únicamente a la que está en más alta frecuencia (ec. 71a), en cambio cuando hay superposición se tiene lo expresado en la ec. 71b, donde una de las funciones se divide en una componente lenta y otra rápida.

$$\mathcal{H}[x_{lenta}(t)x_{rápida}(t)] = x_{lenta}(t)\tilde{x}_{rápida}(t) \quad (71a)$$

$$\mathcal{H}[x_1(t)x_2(t)] = x_{1lenta}(t)\tilde{x}_2(t) + \tilde{x}_{1rápida}(t)x_2(t) \quad (71b)$$

A.3.2. Detección de no linealidades

Se puede hallar la transferencia $H(f)$ de un estímulo arbitrario al pasar por un sistema de vibraciones lineal con el objetivo de caracterizarlo.

La HT en el dominio de la frecuencia puede ser una herramienta de diagnóstico de no linealidades en los datos de $H(f)$ medidos, explotando la propiedad de que $H(f)$ debe ser invariante bajo la HT. Los sistemas no lineales excitados en una única frecuencia tienen respuesta fuera de ésta y sus armónicos. En la práctica, para estimar si el sistema es lineal se hace un barrido en frecuencias, tomando muestras de una supuesta $H(f)$ y aplicándole alguno de los métodos numéricos de estimación de la HT.

El retardo de $-\frac{\pi}{2}$ rad que aplica la HT implica lo expresado en la ec. 72a, luego se deben cumplir las ec. 72b y 72c.

$$\text{Si } H(f) = \text{Re}\{H(f)\} + j\text{Im}\{H(f)\} \rightarrow \mathcal{H}(H(f)) = \mathcal{H}(\text{Re}\{H(f)\}) + j\mathcal{H}(\text{Im}\{H(f)\}) \quad (72a)$$

$$\mathcal{H}(\text{Re}\{H(f)\}) = -\text{Im}\{H(f)\} \quad (72b)$$

$$\mathcal{H}(\text{Im}\{H(f)\}) = \text{Re}\{H(f)\} \quad (72c)$$

Para detectar no linealidades, se debe aplicar la transformación a todos los puntos de la $H(f)$ relevada en el plano complejo y observar si se obtiene una traslación de $-\frac{\pi}{2}$ rad o si cambia la forma de la representación, caso en que el sistema se cataloga como no lineal.

A.3.3. Sistema con un grado de libertad

La HT sirve para caracterizar cualquier sistema de vibración de 1 gr. de libertad y no requiere conocimiento de la señal o los parámetros del sistema. En un sistema con un sólo grado de libertad, la frecuencia natural f_0 y el factor de atenuación (o *damping*) α se pueden determinar mediante la HT, siguiendo el algoritmo 2.

Algorithm 2 Algoritmo de detección de f_0 y h , 1 gr. de libertad.

- 1: Se tiene una señal monofrecuencial de la forma $x(t) = A_0 e^{-\alpha t} \sin(2\pi f_0 t)$
- 2: Aplicando HT, hallar envolvente $A(t) = A_0 e^{-\alpha t}$
- 3: Hallar α : $\ln\left(\frac{A(t)}{A_0}\right) = -\alpha t$
- 4: Hallar f_0 utilizando que la distancia entre los máximos locales y el punto de tangencia con la envolvente cumple: $t_{tan} - t_{max} = \frac{\alpha}{2\pi f_0}$.

A.3.4. Solución primaria del sistema no lineal conservativo

La HT y la AF son útiles cuando se trabaja con ecuaciones diferenciales de movimiento no lineales, para aplicar el método de separación de frecuencias.

Se presenta una alternativa a los métodos de linealización para hallar una solución primaria para un sistema no lineal conservativo, como aplicación de la propiedad de HT de multiplicación de funciones. Se tiene un sistema de la forma que se presenta en la ec. 73, donde $\omega = 2\pi f$.

$$\ddot{x} + k(x) = 0 \quad (73a)$$

$$k(x) = \omega^2(t)x(t) \quad (73b)$$

$$x(t) = A(t)\cos\left(\int \omega(t)dt\right) \quad (73c)$$

Utilizando la propiedad de la ec. 74, en la cual el primer término tiene frecuencia mucho más baja que la solución y el segundo más alta, la ec. 73a se convierte en la ec. 75a. Para obtener la parte imaginaria de la señal analítica, se aplica la HT a la ec. 75a, obteniendo la ec. 75b. Finalmente, la ecuación diferencial planteada con la función analítica queda como se expresa en la ec. 75c.

$$\omega^2(t) = \overline{\omega_0^2(t)} + \omega_1^2(t) \quad (74)$$

$$\ddot{x} + \overline{\omega_0^2}x + \omega_1^2x = 0 \quad (75a)$$

$$\tilde{\tilde{x}} + \overline{\omega_0^2}\tilde{\tilde{x}} + \omega_1^2x = 0 \quad (75b)$$

$$\ddot{a} + \overline{\omega_0^2}a + (\omega_1^2 + j\omega_1^2)x = 0 \quad (75c)$$

A.3.5. Frecuencia Instantánea

La frecuencia instantánea (IF) es la derivada de la fase de una señal. El manejo de la señal analítica hace sencilla su obtención, ya que se tiene la relación de la ec. 76 y luego el cálculo numérico es sencillo mediante la utilización de la ec. 77, donde se aprovecha de forma discreta de la señal $a(t)$ muestreada en los instantes t_n , entonces a_n y a_{n+1} son muestras adyacentes de la función analítica.

La gráfica en la que se deja de lado el tiempo y se contrasta la amplitud de la señal con la frecuencia angular, $A(\omega)$ permite identificar sistemas de vibración.

$$\omega(t) = \dot{\Psi}(t) = \text{Im}\left\{\frac{\dot{a}(t)}{a(t)}\right\} \quad (76)$$

$$\Delta\Psi_n = \arctan(a_n a_{n+1}^*) \quad (77)$$

Envolvente y Frecuencia Instantánea Congruentes

La Envolvente Congruente o Envolvente de la Envolvente (EOE), corresponde geoméricamente a la curva que es tangente a los puntos locales en los que la componente más grande de energía tiene extremos, o sea la envolvente de $A(t)$.

La EOE varía en el tiempo mucho más lento que la envolvente de la señal. Se asocia a una descomposición de la señal en la superposición de varias señales de las que se conoce el módulo pero no la fase. Entonces, la EOE es la envolvente de todas las superposiciones de componentes que podrían darse con distintas fases, como muestra su definición en la ec. 78. En esta ecuación, Φ_k es la fase entre el componente k y el de mayor amplitud.

$$A_{EOE}(t) = \sum_{k=1}^N A_k(t) \cos \phi_k(t) \quad (78)$$

La Frecuencia Instantánea Congruente (EOIF) es análoga a la EOE, pero para la IF. Su cálculo se realiza como se presenta en la ec. 79.

$$\omega_{EOIF}(t) = \sum_k^N \left[\frac{\omega_k(t) A_k(t) \cos \Psi_k(t)}{A_{EOE}(t)} \right] \quad (79)$$

Los resultados de aplicar la HT a sistemas lineales son suaves y sin oscilaciones. Las oscilaciones rápidas ante la HT develan la naturaleza no lineal de los sistemas.

Promediado temporal y frecuencia instantánea

Los resultados de promediado temporal de la envolvente y la frecuencia instantánea dan el valor esperado de la señal a lo largo del tiempo. Para la envolvente se tiene el resultado de la ec. 80, donde A_k es la amplitud de cada componente armónica y la frecuencia media es la del primer armónico de la señal.

$$\overline{A(t)} = \sqrt{\sum_k A_k^2} \quad (80)$$

$$\overline{\omega(t)} = \omega_1 \quad (81)$$

Suavizado de frecuencia instantánea

El algoritmo de la HT normalizada, desarrollado por Huang [27], consiste en descomponer la señal $x(t)$ mediante el método de EMD y así normalizar las componentes para reducir la señal $x(t)$ a sus Funciones de Modo Intrínseco, $x_k(t)$, cada una de las cuales tiene una envolvente $e_k(t)$. Se logra descomponer la señal en una aproximación más suave, como la de la ec. 82.

$$x(t) = A(t)e_1(t)e_2(t)...e_3(t) = A(t) \cos(\Psi(t)) \quad (82)$$

A.3.6. Descomposición de señales

El análisis y entendimiento de la composición frecuencial de una señal multicomponente puede ser logrado al descomponer una vibración complicada en componentes más simples. El enfoque clásico de la FT es descomponer la señal como suma de sinusoides; esto no es bueno cuando las señales tienen naturaleza variable. La HT se adapta a señales que corresponden a una única senoide modulada, para encontrar la mejor descomposición en monocomponentes. Se presentan dos opciones, que permiten trabajar en particular con sistemas no lineales y dinámicos (no estacionarios):

- La Descomposición Empírica de Modos (EMD), descrita en profundidad en [26], consiste en identificar las ondulaciones inherentes a distintas escalas de tiempo. Permite descomponer la señal extrayendo monocomponentes y componentes simétricos, para escribir la señal original como suma de componentes más simples de amplitud y frecuencia modulados. Este método no puede separar componentes frecuenciales que se encuentren más cerca que una octava. En la literatura técnica, a la aplicación del EMD se le llama *Transformada de Huang-Hilbert*.

El algoritmo 3 genera automáticamente funciones que satisfacen las siguientes dos afirmaciones:

En un set de datos completo, hay igual cantidad de extremos y cruces por 0 o su número difiere en uno.

En cualquier punto, el valor medio de las envolventes definidas una por los máximos locales y otra por los mínimos locales es 0.

Se trata de un algoritmo empírico. Puede producir componentes artificiales no presentes en la señal original.

- La Descomposición de Vibraciones de Hilbert (HVD) permite obtener la combinación de los componentes más simples con relaciones de tiempo y fase, preservando la información de fase de la señal. Tiene como ventaja frente a la EMD que no requiere ajuste con *splines* ni algoritmos empíricos. Consiste en descomponer la vibración inicial $x(t)$ en una suma de componentes con amplitudes y frecuencias instantáneas que varían lento.

Es capaz de descomponer una señal no estacionaria sobre-modulada, como la de la ec. 83, en una señal como la de la ec. 84, en la que $x_1(t)$ es la portadora, de baja amplitud y $x_2(t)$ y $x_3(t)$ son las bandas laterales, de mayor e igual amplitud. La envolvente obtenida es de la forma de la ec. 85.

Algorithm 3 Algoritmo de detección de ω_0 y h , 1 gr. de libertad.

- 1: Se tiene una señal inicial $x(t)$.
 - 2: **for** Cada iteración i **do**
 - 3: Estimar todos los extremos locales de $x(t)$.
 - 4: Ajustar los máximos locales por un *spline* cúbico, logrando la función de extremo superior.
 - 5: Ajustar los mínimos locales por un *spline* cúbico, logrando la función de extremo inferior.
 - 6: Computar la función $x_i(t)$ media entre la de máximos y la de mínimos.
 - 7: $x(t) = x(t) - x_i(t)$
 - 8: **end for**
-

$$x(t) = [A_0(t) + A_m(t)\cos(\omega_m t)]\cos\left(\int \omega_0(t)dt\right) \quad \text{con} \quad m = \frac{A_m}{A_0} < 1 \quad (83)$$

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) \quad (84a)$$

$$x_1(t) = A_0(t)\cos\left(\int \omega_0(t)dt\right) \quad (84b)$$

$$x_2(t) = \frac{A_m(t)}{2}\cos\left(\int [\omega_m(t) - \omega_0(t)]dt\right) \quad (84c)$$

$$x_3(t) = \frac{A_m(t)}{2}\cos\left(\int [\omega_m(t) + \omega_0(t)]dt\right) \quad (84d)$$

$$A_{\pm}(t) = A_0\left[1 + \frac{x_2(t) + x_3(t)}{x_1(t)}\right] \quad (85)$$

A.4. Artículos generados durante la tesis

En este apéndice adjunto los artículos (primeras páginas únicamente para la versión impresa, se encuentran completos en la versión digital) en los que trabajé en el marco de la maestría.

A.4.1. Correlación aplicada a coagulación de leche

Aquí adjunto el artículo “*Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring - Application to monitoring milk coagulation*”, presentado como póster en el *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (2017 I2MTC)*, celebrado en Torino, Italia. Este trabajo fue publicado en los *proceedings* del congreso [8].

Development of a multiple-scattering acoustic sensor for process monitoring

Application to monitoring milk coagulation

F. Blasina, N. Pérez, E. Budelli, P. Lema
Facultad de Ingeniería
Universidad de la República
Montevideo, Uruguay
fblasina@fing.edu.uy

R. Kiri Ing
ESPCI ParisTech
Institut Langevin
Paris, France

C. Negreira
Facultad de Ciencias
Universidad de la República
Montevideo, Uruguay

Abstract—Diverse industrial processes can be monitored by tracking changes in a fluid media. Having inline nondestructive information about the state of the process permits to have optimal results at reasonable costs. The suitability of low-power-ultrasound techniques has been widely investigated. However, sometimes this techniques have a poor signal-to-noise ratio or excessive sensitivity to temperature changes. In the present work, multiple-scattering of an ultrasonic signal is generated to enhancing the process-tracing ability. A pulse-echo system is used. The acoustic signal travels through a rod array, which is immersed in the changing medium. Useful information is taken from the echoes correlation. As a test case, this system has been proved for tracing milk coagulation, which is necessary in the cheese-manufacturing process.

Keywords—ultrasound; acoustic; sensor; correlation

I. INTRODUCTION

In industrial processes that involve consistency changes of a liquid, it is useful to monitor evolution in order to be aware of points of interest. In the cheese-manufacturing process there is an ideal time to cut the curds at the end of milk coagulation, which is actually acknowledged by craft techniques, being automatization therefore interesting as a study field.

In this report, a novel online noninvasive method for monitoring initially-liquid media going thorough texture-changing processes is presented. We are thus developing a new sensor, based in the multiple scattering of acoustic waves. Milk coagulation is used as a test case, which has been already approached by different authors [1][2]. A new low-power-ultrasound configuration is presented. A precedent on altering the mechanical configuration of traditional ultrasonic systems with similar purposes is [3]. There are several acquiring and signal-processing techniques which have been formerly aimed at the Conference [4][5][6]. The technique development and

associated best-results-throwing processing are specifically detailed, whereas alternatives are mentioned.

We use an ultrasound pulse-echo system with a rod-array structure immersed in the changing medium. The novelty here is that the addition of the rods generates multiple scattering, in opposition to the traditionally used reflection plane. The advantage is that the waves strike the receptor in different angles, have various reflections and travel considerably longer paths, all of this resulting in the amplification of the medium-structure-change sensitivity of the pulse-echo technique.

II. THEORY

A. Cross-correlation

Cross-correlation is a useful function in order to quantify signals' similarity, as in [7]. It can be either calculated in time or frequency domain, as in (1), where \mathcal{F} represents the Fourier transform and the asterisk represents the conjugated of a complex value.

$$\begin{aligned} r(y_1, y_2) &= \int_{-\infty}^{+\infty} y_1(-\tau)y_2(\tau - t)d\tau \\ &= \mathcal{F}^{-1}\{Y_1^*(f)Y_2(f)\} \end{aligned} \quad (1)$$

A property to be considered during this paper is that the closer the signals are, the more symmetric that the central lobe of the correlation will be. As the signals differ, it gets distorted, having a minor maximum and losing the symmetry.

Several characteristics of the correlation's central lobe can be used to detect changes in the process. For instance, the energy concentrated in it, the value of the maximum or the time at which it occurs. As measure of asymmetry, the difference between the lateral minimums can be considered. For the test case, we chose

the delay time of the maximum, but other characteristics might be better for other cases.

B. Finding a maximum with high precision

At the point of the processing where a maximum occurrence-time (MOT) is to be determined, the temporal resolution we have is inferior to the needed one. This resolution is typically determined by the sampling frequency. If the bandwidth of the experiment is less than half the sampling frequency, a usual way to avoid this restriction is to interpolate.

Interpolating numerically augments data density, so the MOT can be found more precisely, but the processing speed is proportionally lowered.

An alternative solution is finding the zero-crossing corresponding to the function derivative at the MOT. Therefore, the Hilbert transform, which away from the data edges adjusts the derivative, is used. A straight-line approximation through the zero-crossing nearest points allows to interpolate with an analytical expression, which is computer wise the most efficient. Hence, the resolution is significantly improved, keeping the processing speedy. The accomplished resolution is given by the machine epsilon of the processing computer.

The signal processing steps used in this example are (Fig. 1):

1. Numerically interpolate the function with five additional points between the measured ones, for having a better base for the analytical interpolation.
2. Apply Hilbert's transform to the function. It is important to compute it for the whole data and not only for those points close to the maximum.
3. Choose a window for which the only maximum is the one of the correlation's main lobe. Within this window, find the point p corresponding to the minimum of the absolute value of the derivative. The points p_{-1} and p_{+1} are those adjacent to p .
4. Being the straight line that goes through p_{-1} and p_{+1} of the form $y = mx + n$, the MOT is its zero crossing, n/m .

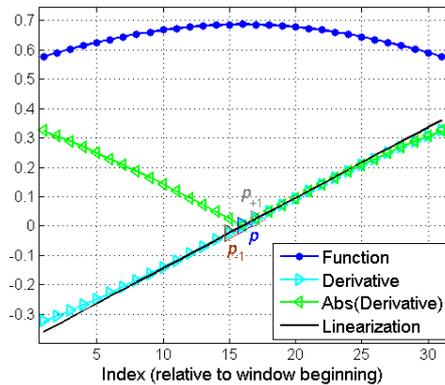


Fig. 1. Illustration of the procedure to find the maximum of a function.

III. MATERIALS AND METHODS

A. Materials

The materials that were used in the test case are listed below. The experiment is done in a thermal bath, where the milk is put for coagulating with the proposed sensor.

- Olympus 5072PR Pulser/Receiver + 15 MHz transducer
- Agilent 34410A multimeter + Fluke 80TK thermocouple
- Agilent DSO-X-2012A oscilloscope
- Cole-Parmer 01266-32 bath-temperature control
- Stainless-steel cell (With an aluminum alignable plate). (L x W x H): 11 cm x 10 cm x 10 cm
- Acrylic cell. (L x W x H): 30 cm x 20 cm x 18 cm
- Rod array
- Thermo-Scientific pipette, Finnpiquette (100 - 1000 μ L)
- Kern analytic balance, ABT 220-5DM model
- Calcium chloride, rennet, milk

B. Rod array

The system (Fig. 2) consists of 1.6-mm-diameter 8.5-cm-length copper rods. They are parallel placed using two acrylic spot matrices, with spot-centers 2-mm away from each other.

The amount of rods and the distance between them were varied, finding that the best disposition is formed by 60 rods distributed in 8 planes. The planes are separated two spaces from each other. The rods belonging to a same plane have also a two-space separation. From one plane to the other, the rods are shifted each time one position in the same direction.

A good signal penetration and enough reflections, as well as easiness to be cleaned were design necessities. The first item is related to the length of the rod-array-correspondent echo. Letting t_{end} be the time associated with the background-plane echo, we considered that the signal penetration is good if the rod echoes reach t_{end} . The second item is related to the echo form. Sharp peaks as the ones highlighted in red boxes in Fig. 3 correspond to planar reflections that happen directly against a rod plane, as in simple scattering. Signals associated to multiple scattering seem to be aleatory, but are constant within acquisitions and do not have particularly noticeable peaks. Multiple scattering reflections [8] [9] are more sensitive to changes in the fluid.

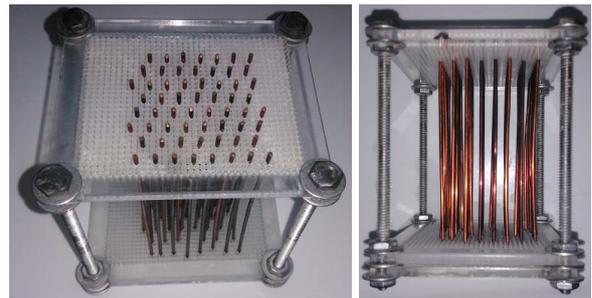


Fig. 2. Rod array.

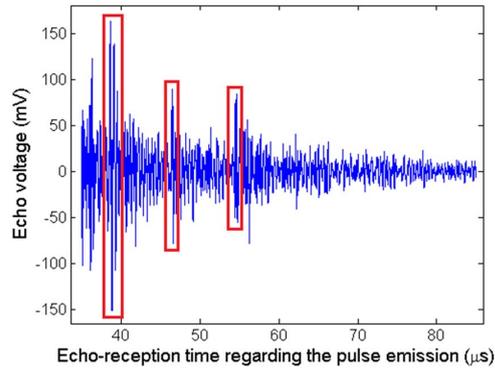


Fig. 3. Echo with sharp peak, which are associated to planar reflection.

The system easiness to be cleaned is crucial. On one hand, leftovers from one use to another would occupy the place of the changing medium among the rods, diminishing the process-monitoring resolution. On the other hand, there is a sanitary aspect, given that the sensor may be used in food manufacturing.

C. Acquisition window selection

Windows without predominance of planar reflections, have the most sensitivity towards medium changes. Therefore, such an acquisition window was sought.

Delayed echoes are preferable since they have a higher percentage of energy associated to multiple scattering than to planar reflections. The time in which the echo from the backplane is received is considered as the limit, therefore the chosen window must be completely held in a former period. We used a window that goes from 55 μ s to 105 μ s (Fig. 5).

IV. APPLICATION TO MILK-COAGULATION PROCESS

The milk coagulation in cheese-making is used as an example to test the proposed setup.

A. Coagulation series

Tests were made within two different coagulation conditions regarding different calcium chloride and rennet concentrations, as shown in table I.

B. Acquisition procedure:

System assembly is schematized in Fig. 4a. A picture of the physical mounting is shown in Fig. 4b.

1. Thermostatize the bath at $37\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$.
2. Put the rod array and the stainless-steel cell into the acrylic cell so that they also get thermostated. The stainless-steel cell must be leaned so that the rod system

TABLE I. COAGULATION SERIES

Series	Calcium chloride [g/L]	Rennet [μ L/L]
1 to 12	0.07	670
13 to 15	0.035	270

exerts a tiny force on the transducer-containing side, avoiding the noise given by the system vibration.

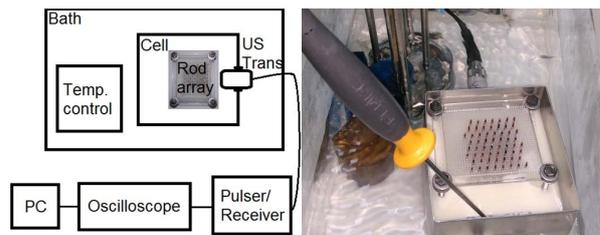
3. Heat 650 mL milk in a microwave for it to approximate but not exceed $37\text{ }^{\circ}\text{C}$.
4. Let the system thermostatize before running acquisition program.
5. For every series the rod array is taken out of the milk for adding the rennet and agitating and put back in place at fixed times.
6. The acquisition begins for every series at a fixed time.

C. Basic signal processing

The signals are processed in order to find patterns that may be used to follow the process. One characteristic is picked to continue working.

For each acquired signal:

1. Condition voltage data (Fig. 5) by eliminating DC value and applying fourth-order Butterworth high- and low-pass filters with cutoff frequencies of respectively 2.5 MHz and 25 MHz.
2. Compute the cross correlation between the actual signal and the initial one. The initial signal is the first one after the system has been stabilized.



a. Scheme of the system, without considering temperature acquisition. b. Picture of the mounted experiment.

Fig. 4. Experimental setup in the actual example.

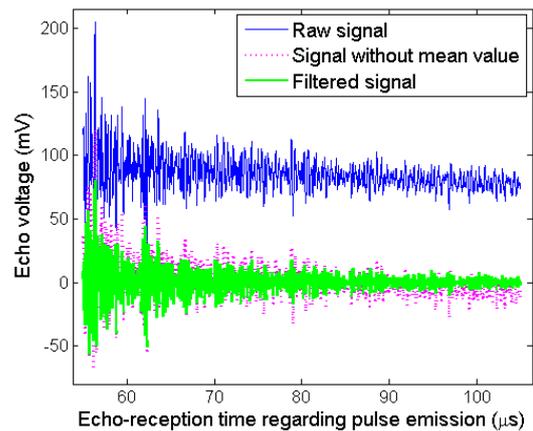


Fig. 5. Basic signal conditioning.

3. Find and store in a vector the time (ns) at which formerly mentioned cross-correlation is maximal. This time shifts as the liquid's structure changes, as shown in Fig. 6.
4. Store in vectors the timestamp (min) associated to each signal and the temperature ($^{\circ}\text{C}$) measured during each acquisition

D. Observations on the example's results

Fig. 7 exemplifies the obtained results. The correlation-maximum-time curve has mainly three sections. The first section corresponds to the associated-to-enzymatic-casein-micelles stage, where an important temperature-influence is given and the behavior is variable. The second section corresponds to the associated-to-modified-micelles-aggregation stage, where a clear exponential fall takes place. The third stage corresponds to the time when the curds are already formed, where the behavior is dropping linear [10].

Fig. 8 shows the adequacy of an exponential adjustment for the second stage. The further signal processing was made in order to detect the first-transition time.

E. Further signal processing

The listed algorithms are applied in order, aiming to detect a transition point in the timestamp-dependent curve. This stage is extremely specific to the chosen-parameter curve and the particular study-case.

1. Apply the Napierian logarithm to the correlation-maximum-time vector.
2. Lines-of-fit for each L_1 -length possible window are found. The adjustment error for each possible line of fit is computed as the mean square error.
3. Energy for each L_2 -length window of the vector of error is calculated, until a window is found to have more energy than the previous one. If moreover the ordinate-difference between the window's first and last points is greater than D , then the previous L_2 -length window is

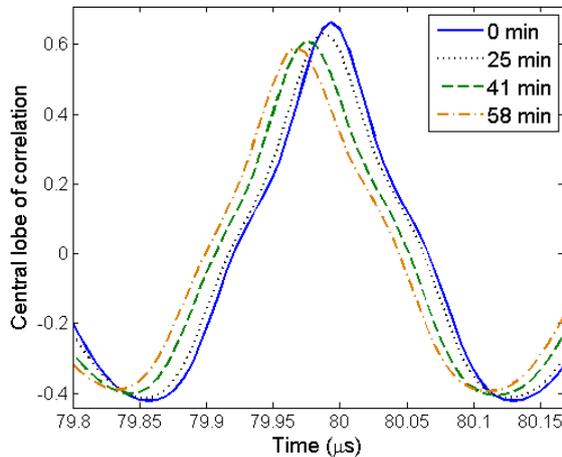


Fig. 6. Central lobe of correlation as coagulation goes by

taken as the best one, otherwise the iteration continues. Call the time when the center of this window occurs C .

4. Find the first-order function that adjusts in that best window, extending it to all the data.
5. The difference between this first-order function and the whole data vector is calculated within a window of two-times- L_2 length, up to C . Normalize the difference and find the first point in which it is low, for what a threshold is defined. This point is the sought time, found in an automatized way.

F. Results

In table II are presented the results obtained with the described further-signal-processing method for the considered series, labeled as *automatized*. These results are contrasted to the ones obtained by *eyeballing* all the analogue-to-figure-8 graphics.

The difference between the two methods is computed, resulting that the mean difference between the starting time found by simple observation of the curve against the one found by the further processing is of 0.9 min. This is a useful approach, which could be further improved.

V. CONCLUSIONS

The method of using low-power-ultrasound in pulse-echo mode against a rod-array has been proven to be useful in order to reveal structure-changes in the considered liquid medium.

The chosen signal processing is clearly adequate for roughly finding the transition time between the two first stages of the milk-coagulation process. The results obtained with a new instance of the physical device, which is made all out of stainless-steel, is to be surveyed. This has been constructed in order to make it robust against vibrations and eliminate problems related to border conditions.

The further aim is to have an automatic estimation of the transition time in accordance to the rheological results.

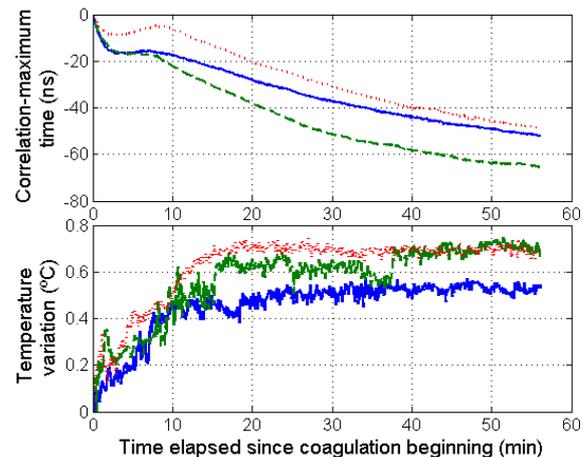
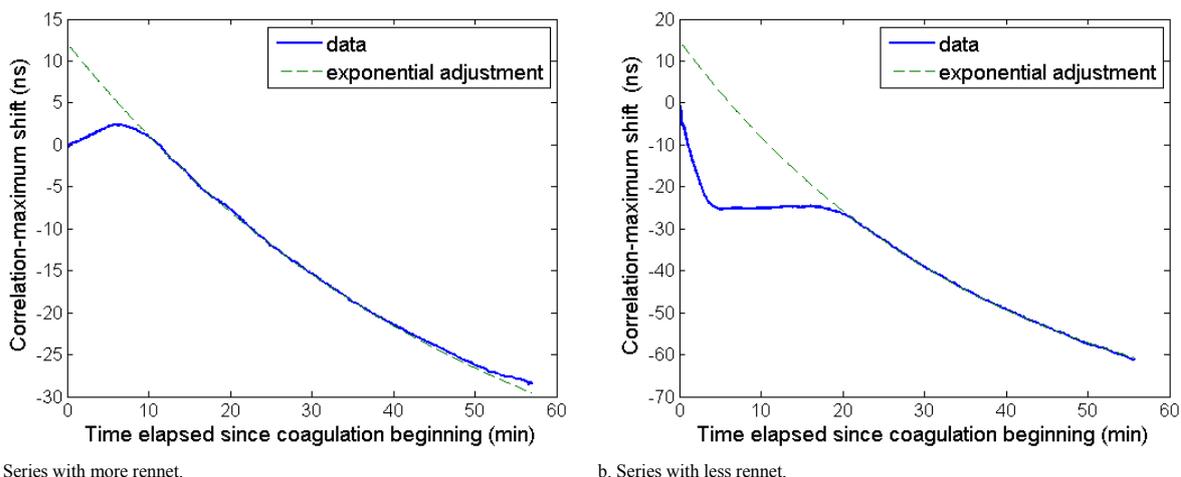


Fig. 7. Example of tracking results.



a. Series with more rennet.

b. Series with less rennet.

Fig. 8. Adjustment of the second stage by an exponential fall.

TABLE II. RESULTS

Series	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Eyeballing (min)	8.1	9.3	9.2	5.5	6.7	7.6	11.1	7.5	11.1	9.3	9.9	9.4	19.9	20.1	20.2
Automatized (min)	7.7	8.3	9.3	9.1	8.4	8.3	7.9	10.6	10.6	9.2	9.8	15.1	18.0	19.0	19.3
Difference (min)	0.4	1	0.1	3.6	1.7	0.7	3.2	3.1	0.5	0.1	0.1	5.7	1.9	1.1	0.9
Mean Difference (min)	0.9														

REFERENCES

[1] Bakkali, F., Moudden, A., Faiz, B., Amghar, A., Maze, G., Montero De Espinosa, F., & Akhnak, M. (2001). Ultrasonic measurement of milk coagulation time. *Measurement Science And Technology*, 12(12), 2154-2159. doi:10.1088/0957-0233/12/12/317

[2] Corredig, M., Alexander, M., & Dalgleish, D. G. (2004). The application of ultrasonic spectroscopy to the study of the gelation of milk components. *Food Research International*, 37(Ultrasonics in Food (Physical Properties V)), 557-565. doi:10.1016/j.foodres.2003.12.011

[3] Nassar, G., Nongaillard, B., & Noel, Y. (2001). Monitoring of milk gelation using a low-frequency ultrasonic technique. *Journal Of Food Engineering*, 48351-359. doi:10.1016/S0260-8774(00)00178-3

[4] Costa, M., Freire, R., Mauricio Villanueva, J., & Martins, V. (2012). Concentration H 2 measurement and uncertainty analysis using ultrasonic transducer. 2012 IEEE I2MTC - International Instrumentation And Measurement Technology Conference, Proceedings, (2012 IEEE I2MTC - International Instrumentation and Measurement Technology Conference, Proceedings), 763-767. doi:10.1109/I2MTC.2012.6229542

[5] Cruz, F., Simas Filho, E., Martinez, L., Albuquerque, M., & Farias, C. (2014). Efficient feature extraction for an automatic ultrasound testing decision support system. *Conference Record - IEEE Instrumentation And Measurement Technology Conference, (2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference: Instrumentation and Measurement for Sustainable Development, I2MTC 2014 - Proceedings)*, 1279-1284. doi:10.1109/I2MTC.2014.6860951

[6] De Morais Toledo, L., Mauricio Villanueva, J., Catunda, S., & Freire, R. (2014). Ultrasonic time-of-flight estimation based on maximum likelihood data fusion using triangular distribution. *Conference Record - IEEE Instrumentation And Measurement Technology Conference, (2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference: Instrumentation and Measurement for Sustainable Development, I2MTC 2014 - Proceedings)*, 487-490. doi:10.1109/I2MTC.2014.6860793

[7] Vogt, M., Gevers, M., & Musch, T. (2014). Evaluation of transducer configurations for ultrasound cross-correlation flowmeters. *Conference Record - IEEE Instrumentation And Measurement Technology Conference, (2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference: Instrumentation and Measurement for Sustainable Development, I2MTC 2014 - Proceedings)*, 40-44. doi:10.1109/I2MTC.2014.6860519

[8] Derode, A., Tourin, A., & Fink, M. (2001). Random multiple scattering of ultrasound. I. Coherent and ballistic waves. *Physical Review E*, 64(3), 036605.

[9] Derode, A., Tourin, A., & Fink, M. (2001). Random multiple scattering of ultrasound. II. Is time reversal a self-averaging process? *Physical Review E*, 64(3), 036606.

[10] Fox P.F, Guinee T.P., Cogan T.M., McSweeney P.L.H.(2000). *Fundamentals of Cheese Science*. Aspen Publishers, Inc. Gaithersburg, Maryland, US

A.4.2. Atenuación aplicada a pasta de olivas

Aquí adjunto el artículo “*Impact of sound attenuation on ultrasound-driven yield improvements during olive oil extraction*”, en el que colaboré en el marco de un proyecto de investigación del Laboratorio de Grasas y Aceites de Facultad de Química, UdelaR. Mi trabajo consistió en relevar la atenuación del ultrasonido en pasta de aceitunas de carácter industrial, de la que se extrae aceite de oliva, en la que dicho grupo desea aplicar una técnica ultrasónica para mejorar el proceso de extracción. El artículo fue publicado en la revista *Ultrasonics - Sonochemistry* de la editorial *Elsevier* [5].



Contents lists available at ScienceDirect

Ultrasonics - Sonochemistry

journal homepage: www.elsevier.com/locate/ultson

Impact of sound attenuation on ultrasound-driven yield improvements during olive oil extraction

Miguel Amarillo^a, Nicolás Pérez^a, Florencia Blasina^a, Adriana Gambaro^a, Alessandro Leone^b, Roberto Romaniello^b, Xin-Qing Xu^c, Pablo Juliano^{c,*}

^a Universidad de la República, Montevideo, Uruguay

^b Department of the Science of Agriculture, Food and Environment, University of Foggia, Via Napoli, 25, 71100 Foggia, Italy

^c Commonwealth Scientific and Industrial Research Organisation, Werribee, Australia

ARTICLE INFO

Keywords:
Ultrasound
Attenuation
Olive oil
High frequency
Extraction

ABSTRACT

High frequency ultrasound can enhance olive oil extractability industrially. However, the ultrasound attenuation phenomena and their implications on extractability, are not well understood. This work aims at evaluating the ultrasound attenuation effects on the oil extraction efficiency, while providing deeper insights into the physics behind the ultrasound extraction in a heterogeneous medium. Olives were collected and processed both in Italy and Uruguay during their respective harvest seasons. Sound pressure distribution was characterized in a high frequency ultrasound reactor, carrying 3 kg of water or paste, by using an indirect contact hydrophone device at 0.4 MHz or 2 MHz. A through-transmission ultrasonic technique was applied to determine attenuation profiles and coefficients in paste at the central frequency of each transducer, with various paste to water ratios and reactor sizes. Other ultrasound improvements on extractability were evaluated including reduction of malaxation time (10, 30 min), sonication time (2.5, 5 min) and power level (174, 280 W) without water addition and in a reactor with a 14.5 cm transducer to wall distance. However, no sound pressure levels in paste were detectable beyond 9 cm from the transducer at both frequencies. Among the various effects evaluated, an emission frequency of 0.4 MHz better improved extractability compared to 2 MHz. The attenuation profiles corroborated these findings with attenuation coefficients of 3.9 and 5.3 dB/cm measured near the respective frequencies. Improvements in oil extractability due to increasing sonication time and power level were significant ($p < 0.05$) also when sonicating beyond 14.5 cm and without water addition. Oil extractability improvements were observed even when sound pressure was undetectable beyond 9 cm from the transducer, suggesting that the standing wave oil trapping effect is not the governing mechanism for separation in high attenuation media for large scale systems.

1. Introduction

Traditional ultrasound assisted extraction systems operate in the 20–100 kHz range. Recently, the use of an extended frequency range, covering from 400 kHz to 2 MHz has been tested in different applications. The operation in this high frequency range is also denominated as megasonic in this application field. High frequency ultrasound has been recently studied as a novel technology for the improvement of oil recovery and milk fat creaming acceleration [1,2]. Exposing oil bearing biomass such palm, olive, avocado and coconut to high frequency ultrasound (megasonics) has shown to generate improvements in the oil separation processes [3–14]. At industrial or semi-industrial scale evaluations of oil extraction were performed by Juliano et al. for palm

oil and olive paste [8,14]. They showed improvements in oil recovery by up 3.2% (g oil/100 g oil in paste) after applying 585 kHz for up to 15 min and up to 220 kJ/kg to the olive oil paste, with up to 30% water addition to the paste. A later study [10] has corroborated improvements at semi-industrial plant scale (350 kg/h) by applying 400 + 600 kHz treatments with a residence time of 35 min and 21 kJ/kg.

According to discussions in previous reports, high frequency ultrasound may affect oil extractability by several mechanisms: (a) a standing wave oil droplet trapping effect, (b) semi-stable or stable cavitation bubbles that create rubbing effects in oil-bearing matter [2,14], (c) acoustic steaming and (d) internal heating. The standing wave mechanism is based on the action of forces known as radiation forces, which promote the formation of a standing wave sound field causing

* Corresponding author at: 671 Sneydes Rd, Werribee, VIC, Australia.
E-mail address: pablo.juliano@csiro.au (P. Juliano).

<https://doi.org/10.1016/j.ultsonch.2018.12.044>

Received 14 October 2018; Received in revised form 7 December 2018; Accepted 30 December 2018
1350-4177/ Crown Copyright © 2019 Published by Elsevier B.V. All rights reserved.

Please cite this article as: Amarillo, M., Ultrasonics - Sonochemistry, <https://doi.org/10.1016/j.ultsonch.2018.12.044>

particles suspended in a fluid to move to either nodal or antinodal pressure planes. This stationary wave standing field is generated by the constructive interference of sound waves generated by the transducer and the waves that are reflected by an opposite solid surface (e.g., vessel wall) [1]. These nodal and antinodal planes are located at a length that is a whole multiple of the half wavelength of the propagated sound [2–17], and particles migrate to these planes of the standing wave field depending on the compressibility and density relationships of the particles in the fluid. Acoustic streaming is permitted by a gradient in the velocity field and this gradient arises from various mechanisms, such as the spatial attenuation of the sound wave in the medium due to absorption of the energy, to friction between a vibrating element and the surrounding medium, or due to scattering of sound waves [1]. Further detail of the physical principles that govern acoustic particle/droplet separation and the mathematical modelling techniques developed to understand, predict, and design acoustic separation processes, with particular emphasis on acoustic streaming are covered elsewhere [1,14].

It was reported that the most suitable ultrasonic frequencies for use in separation applications range from 0.4 MHz to 2 MHz. Free radicals are also developed in this frequency regions with a maximum on 0.8 MHz. An additional increase in the frequency beyond 0.8 MHz decreases the sonochemical performance of such products, since the energy released by the collapse of the cavitation bubble becomes small [18]. Beyond 1 MHz it is described that cavitation is more stable and less transitory cavitation occurs, with larger amounts of smaller cavitation bubbles being formed and at 2 MHz the free radical activity is undetectable [19]. Such bubble formation mechanism may impact in oil extractability effects during aqueous-based vegetable-oil extraction processes. Previous research has shown that the chemical and sensory parameters for extra-virgin olive oil quality were preserved after ultrasound treatment, while increasing the presence of phenolic compounds in the oil [20].

It is important to understand the attenuation effects in oil bearing materials as well as the frequency effects on oil recovery. Understanding attenuation may inform the selection of the transducer to wall distance, which is a key parameter in the design of a larger vessel. However, there are very few references on the ultrasound frequency effects on olive oil recovery. Chanamai and Mc Clements [19] describe the attenuation effects on pure edible oils including olive oil, corn oil and sunflower, but no previous reports have addressed attenuation in olive paste. It is worth mentioning, that the olive oil extraction process involves the crushing of the olives, followed by a shear mixing or malaxation step, and a centrifugation step to separate oil, water, and solids. The ultrasound intervention studied in previous papers deals with either pre- or post-malaxation treatments of olive paste to enhance oil separation [8,21].

The aim of this work was to evaluate the effects of sound attenuation on olive oil extractability to further provide understanding on ultrasound oil separation mechanisms and the implications in reactor design. High frequency attenuation effects on extractability are compared without water, at increasing water to paste ratio, or by decreasing the distance between wall and transducer. Ultrasound effects on processing improvements were investigated including: high frequency selection, malaxation time reduction, sonication time, and ultrasound power input, without water addition and by using a worst case scenario for paste attenuation at maximum transducer to wall distance.

2. Materials and methods

2.1. Olive sampling

Olive fruits (*Olea europaea* L.) of the Coratina variety were harvested in olive groves near Andria, Apulia province, Italy in the 2016 crop season. The Coratina cultivar is one of the most popular olive cultivars in Italy [22]. The olives were brought to the laboratory immediately

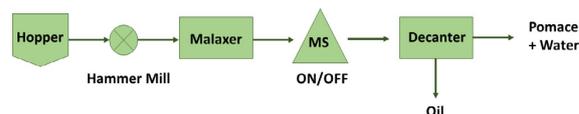


Fig. 1. Process flow diagram of olive oil extraction with or without a megasonic intervention post malaxation.

after harvesting in 30 kg boxes. Sampling was carried out during the month of November. The olive maturation index was determined using a representative sample according to the method proposed by the International Olive Oil Council [23], based on the evaluation of the skin and pulp colour. Other trials carried out in Uruguay, utilized the olive Arbequina variety from Canelones and Lavalleja departments in Uruguay.

2.2. Olive oil extraction method

Olive oil industrial extraction was carried out with a standard Abencor laboratory separation equipment [24–26], as follows: (1) crushing 3 kg of olives in a hammer mill, (2) malaxing of the paste at 30 °C for 30 min, (3) separation of the oil from the other phases by decanter centrifugation (Fig. 1). Ultrasound intervention was selected post malaxation and before the centrifugation step. As reported earlier [10], oil droplets are better dispersed into the aqueous phase after malaxation step and therefore show better separation for ultrasound intervention. Discussions on the mechanisms of olive oil droplet coalescence during malaxation can be found elsewhere [5,11]. Olive oil obtained using the traditional process with no ultrasound intervention is used as reference and named “control” through the text. The control sample consisted of the paste waiting for 5 min at the same temperature conditions without sonication before the centrifugation step.

2.3. Ultrasound reactor

The equipment used in this study (Fig. 2a) is composed by a high frequency transducer plate and the corresponding electrical power generator (SONOSYS Ultraschallsysteme GmbH, Neuenburg, Germany). Plate transducers are vertically positioned inside a metallic container (Fig. 2b). Two types of transducers were used for comparisons, operating at 0.4 and 2 MHz, both with a power draw of 280 W when set at 100% output. The megasonic vessel was a stainless steel container with a volume of 4 L (approx. 3 kg) with internal dimensions of 130 × 165 × 190 mm. The distance between the transducer plate to opposite wall can be varied to test the penetration of the ultrasound field inside the vessel (Fig. 2b).

2.4. Experimental design

This work includes two types of trials: (a) characterisation of attenuation profiles and coefficients on olive paste including crushed solid pits and (b) the influence of various process parameters on extractability at extended transducer to wall distance. Attenuation trials were conducted on the ultrasound reactor itself. Table 1 shows the experimental design to evaluate effects of selected ultrasound processing options in the olive oil extraction process and its impact on oil extractability. Experiment 1 evaluates the effects of the ultrasound frequency on extractability. At lower frequencies cavitation is more intense, however it has been shown that attenuation in liquid media increases with frequency [13]. In experiment 2, the size of the reactor is changed by the transducer to wall distance. This experiment evaluates the penetration of the ultrasonic field and its effect on extractability. Experiment 2 was carried out keeping the specific energy constant so that the transducer to wall-distance (TWD) and frequency effects could be compared irrespective of the mass and energy conditions, i.e., when

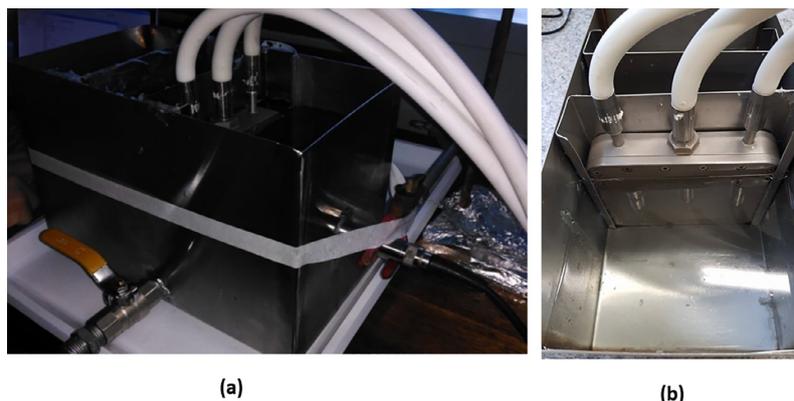


Fig. 2. High frequency ultrasound equipment: (a) pulse-echo ultrasound broad-band reactor, adapted to be used in through-transmission mode for the attenuation experiments; (b) ultrasound reactor with adjustable transducer to wall distance.

the distance was changed from 14.5 cm to 9, the mass of the paste was modified from 3 to 1.5 kg. Experiment 5 varied the power and specific energy, while sonication time remained constant. In experiment 3 the objective is to determine if the malaxation time can be reduced. The reduction on malaxation time when ultrasound is applied can be a process improvement even in the case of similar oil extraction. The ultrasound application time and the power level are also evaluated in experiment 4 and 5 to determine their effect on the extractability without water addition. Fixed parameters for each experiment are shown in detail in Table 1. For experiment 1, ultrasound frequencies 0.4 and 2 MHz were compared with and without the addition of water during malaxation, highlighting the attenuation effect for different mixes. The attenuation effect is also evaluated with the distance between the transducer and the opposite wall (experiment 2), for these

two different distances from transducer to reflecting wall, 9 and 14.5 cm. Experiment 3 was carried out to evaluate if malaxation time can be reduced after an ultrasound intervention. The olive oil process efficiency can be improved if oil extractability is maintained after ultrasound treatment at reduced malaxation time. A reduction of 30 min to 10 min malaxation was evaluated in the non-ultrasound and ultrasound assisted process. Experiment 4 considered further reducing ultrasound exposure from 5 to 2.5 min beyond the values studied by Juliano et al [8], with unripe olives and without water addition. Power level effects using other varieties from those studied by Juliano et al [8] are tested in Experiment 5. Further reduction of power input will inform the selection of the number of transducers required in a large scale ultrasound vessel.

Table 1
Experimental design.

Experiment	Olive batch origin	Treatment effect	Variable	Fixed parameters	Design
1	1-Italy 2-Uruguay	High frequency effect × water addition	(0, 0.4, 2) MHz × (no water added, % water added)	30 min malaxation 5 min sonication 3500 rpm centrifugation TWD = 14.5 cm 117 kJ/kg	Comparison of means (triplicate)
2	2-Uruguay	Transducer to wall distance × frequency	(9, 14.5) cm (0, 0.4, 2) MHz	no water added 30 min malaxation 5 min sonication (134, 280) W 117 kJ/kg	Factorial 2 × 3 (triplicate)
3	1-Italy	Malaxation time	(10, 30) min × (MS OFF, MS ON)	5 min sonication 0.4 MHz 280 W 117 kJ/kg no water added TWD = 14.5 cm	Factorial 2 × 2 (triplicate)
4	1-Italy	Sonication time	(2.5, 5) min × (MS OFF, MS ON)	30 min malaxation 0.4 MHz 280 W 117 kJ/kg no water added TWD = 14.5 cm	Factorial 2 × 2 (triplicate)
5	1-Italy 2-Uruguay	Power level	(174, 280) W × (MS OFF, MS ON)	30 min malaxation 0.4 MHz no water added TWD = 14.5 cm 5 min sonication	Factorial 2 × 2 (triplicate)

^aTWD (transducer to wall distance).

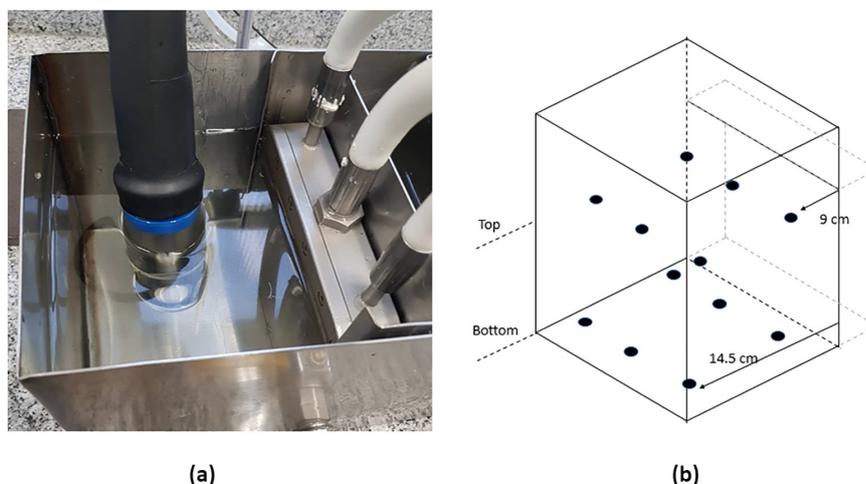


Fig. 3. Sound pressure measurement system in water and paste: (a) hydrophone device including a protective glass membrane for direct measurement on paste; (b) measurement points across the ultrasound reactor.

2.5. Ultrasound reactor characterization

The ultrasound distribution in the reactor was measured both in water and olive paste with crushed pits in the megasonic reactor (Fig. 3) as described further below. These measurements also informed attenuation effects. Attenuation effects were also evaluated by using a pulse-echo broad-band ultrasonic technique in a laboratory cell.

2.5.1. Indirect hydrophone measuring system

Sound Pressure Levels (SPL) during full power operation at 0.4 and 2 MHz frequency (Fig. 3a) were measured in water and paste using a hydrophone device (Fig. 3a) encompassing a needle hydrophone (HNR_1000 S/N: 1761, Onda, Sunnyvale, CA, United States of America, external amplifier Onda AH2010 S/N: 1589; Nom. Gain: 20 dB) with a protective glass membrane for direct measurement on paste. Hydrophones are very sensitive to the presence of oil and protein material and therefore manufacturers do not recommend direct contact with food materials. Although hydrophones have a directive response, they give qualitative information about the pressure field inside the reactor.

Sound measurements were carried out at twelve specific points in the reactor as shown in Fig. 3b. In the experiment 2, the measurements were carried out at two transducers to wall distances (9 and 14.5 cm), and two different depths into the vessel (close to top and bottom). This information gives a qualitative sound distribution map across the reactor (Fig. 3b). The peak-to-peak voltages were recorded three times at each measurement point with an oscilloscope (TDS 1002, Tektronix, Beaverton, Oregon, United States of America) and the mean value was converted into sound pressure level (SPL) using Eq. (1). Trials were carried out at room temperature with a maximum sonication time of 5 min.

$$\text{SPL}[\text{dB}] = 20\log(\text{V}_{\text{rms}}) - \text{EOC} \quad (1)$$

where V_{rms} is the root mean square voltage (V) determined from the peak-to-peak values measured, and EOC (End of Cable) is the hydrophone sensitivity (dB V/ μPa) and was obtained from the hydrophone calibration chart supplied by the manufacturer. Besides measuring sound pressure levels, the oscilloscope can also confirm the frequency of the ultrasonic field. Sound pressure was measured at various points across in the paste by using transducer to wall distances of 9 and 14.5 cm, used in experiment 2.

2.5.2. Quantitative determination of the attenuation coefficients by pulse echo broadband

To determine the attenuation coefficient and its dependence with frequency, an experiment using a broadband transducer (1 MHz central frequency) is performed in a laboratory cell. In this experiment, a pulse-echo response is taken and used to estimate the attenuation (Fig. 4). Spectra of ultrasonic waves travelling through media of interest were measured for calculating the attenuation coefficient $\alpha(f)$ at frequencies in the power transducers' bandwidth. This experiment starts by testing distilled water. Gradually olive paste was added and manually agitated to have olive-solid concentrations ranging 0.0–2.4% w/w solids/total liquid in paste. A pulse-echo ultrasonic technique was driven with a 1 MHz ultrasonic transducer.

The signal (Fig. 7a) consists of one pulse, generated by the transducer when being excited by a single broadband pulse. This signal travels through the fluid and is reflexed at the aluminium plane, undoing the path to return to the transducer. Therefore, the frequency spectrum can be computed by using the Fast Fourier Transform (FFT). This computation allows the determination of the energy backscattered for each frequency over the transducer bandwidth. Finally, the



Fig. 4. Pulse-echo ultrasound laboratory cell used in broad-band ultrasonic technique for the attenuation experiments.

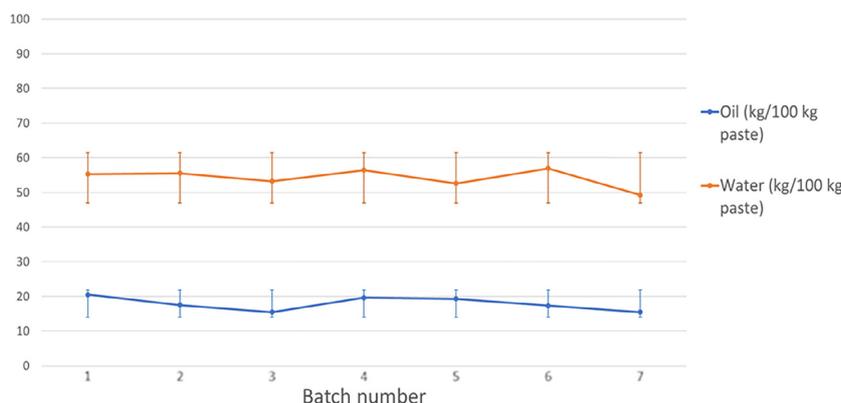


Fig. 5. Oil and water content variability in all tested olive batches. Analysis held on paste sampled before malaxation.

attenuation coefficient is computed, using distilled water as reference for calculations. Fig. 7b

The results are presented at two representative frequencies, 0.6 and 1.4 MHz are selected, since their signal to noise ratio (SNR) was considerably better than for the operating frequencies of 0.4 and 2 MHz in the megasonic reactor employed for extractability trials. For the attenuation coefficient calculation, a plane wave propagation with exponential decay due to attenuation was assumed [27].

$$y(x, t) = A_0 e^{-\alpha(f)x} e^{i\omega t} \quad (2)$$

In the Fourier decomposition, the pulsed signal can be understood as a sum of sinusoidal components like in Eq. (2). Considering only the spatial term in the pulse echo response, Eq. (3) R is obtained.

$$y(x) = R_{12} A_0 e^{-\alpha(f)2L} \quad (3)$$

Where A_0 is the initial amplitude, $\alpha(f)$ the attenuation coefficient for the frequency f , L the length of the chamber and R_{12} the reflection coefficient between the liquid and the reflective plane (aluminium).

The ratio between the amplitudes of the reflected signal travelling through the fluid (f) and water (w) can be written as

$$\frac{y_w}{y_f} = \frac{R_{w,al} A_0 e^{-\alpha_w(f)2L}}{R_{f,al} A_0 e^{-\alpha_f(f)2L}} \quad (4)$$

Assuming that the initial amplitude and the reflection coefficients are similar, with α in cm^{-1} , the ratio can be approximated by

$$\frac{y_w}{y_f} = e^{(\alpha_f(f) - \alpha_w(f))2L} \quad (5)$$

The attenuation coefficient in dB/cm can be obtained after some algebraic manipulation:

$$\alpha_f(f) = \frac{20}{2L} \log\left(\frac{y_w}{y_f}\right) + \alpha_w(f) \quad (6)$$

According to Kino [27], the attenuation coefficient for distilled water is approximated by

$$\alpha_w(f) = 0.002f^2 \quad (7)$$

2.6. Paste composition analysis

The total moisture and oil contents in the paste were determined on 30 g of sample. First, the moisture in the sample was calculated by dehydrating the sample at $103 \pm 0.5^\circ\text{C}$ until reaching constant weight. For oil analysis, the sample was extracted with hexane in an automatic extractor (Randall 148, Velp Scientifica, Milan, Italy) following the analytical technique described by Cherubini et al. [26]. The

sample porous container was immersed directly in the boiling solvent. The sample was then subjected to washing at 139°C for 40 min; the sample container was removed from the solvent and reflux washed. The final part of the process which was conducted at 139°C for 30 min was solvent recovery. Results were expressed as percentage of oil on wet and dry matter.

The extractability (E) is the percentage of oil extracted with respect to total oil content determined from the processed olives. The E was calculated using the following equation:

$$E = \frac{W_{oil}}{W_{total\ oil}} \cdot 100 \quad (8)$$

where W_{oil} is the mass of the extracted oil (kg), and $W_{total\ oil}$ is the oil mass in the batch of processed olives (kg).

For comparison between ultrasound application and control, Net Ultrasound Extractability (NUE) was calculated from Eq. (9) to evaluate the difference with respect to non-ultrasound (ultrasound – control) on an oil in paste basis.

$$NUE = E(\text{ultrasound}) - E(\text{control}) \quad (9)$$

2.7. Statistics

Statistical differences on the tested variables, including megasonic improvement on NUE, were investigated through analysis of variance (ANOVA) by using Tukey's HSD, (95% confidence) and performed using the XL-Stat 2012 software (Addinsoft, NY, USA).

3. Results and discussion

3.1. Olive fruit composition

In general, little variation in oil and water content was observed across the batches loaded for each run irrespective of olive origin, indicating that the selected batch of pooled olives was homogenous (Fig. 5). Low variation coefficients per treatment, for both water and oil content, were detected ranging between 2.0% and 2.7% for both the water and oil content, respectively. Therefore, it is expected that oil extractability was not affected due to batch conditions.

3.2. Megasonic reactor characterization

Fig. 6 shows the sound pressure levels measured at bottom and top sections of the megasonic reactor at 9 cm and 14.5 cm, respectively, both in water and in paste. Fig. 6a and b show results at 0.4 and 2 MHz, respectively. As expected, in pure water sound pressure is detected across the reactor and pressure levels increased at higher transducer

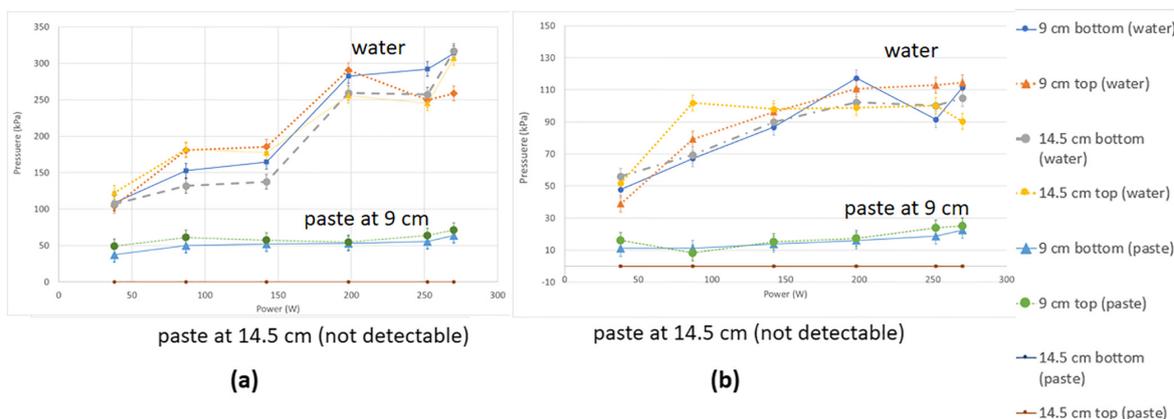


Fig. 6. Sound pressure level measurement in water and paste at both 9 cm and 14.5 cm transducer to wall distance at selected power levels using (a) 0.4 MHz and (b) 2 MHz transducers.

power at both frequencies. This behaviour does not depend on the transducer to wall distance. In pure water, due to the low attenuation, a stationary pattern is formed with the incident and the reflected waves. Sound pressure distribution depends on the relationship between the wave length and the reactor size and not on the size itself. However, such increase was not observed when measuring sound in paste due to attenuation effects. The average sound pressure level obtained in water at 0.4 MHz (100–320 kPa) was greater than at 2 MHz (47–120 kPa) when applying 117 kJ/kg of electrical power in both cases. These results are dependent on the efficiency in the transducers emission, but are consistent with the usual assumption that attenuation is proportional to the square of the frequency, for example findings reported by Trujillo et al. [13].

Sound pressure measured in olive paste was detectable at 9 cm but no sound pressure was detectable at 14.5 cm from the transducer source at both frequencies. Attenuation was also seen at 9 cm where paste provided much lower sound pressure levels than water, (30–70) kPa and (10–25) kPa at 0.4 MHz and 2 MHz, respectively. Olive oil paste has a very heterogeneous composition, including olive skin, pit and oil droplets, and water so the ultrasound waves traveling through are absorbed by the solid components. According to Chamanai et al. [19], attenuation also increases with ultrasound frequency in oil, while ultrasound was more attenuated at 2 MHz than at 0.4 MHz. Even though there are differences between attenuation of oil and water [27], the main contribution to the attenuation is due to the solids. As explained before, in viscous media the attenuation of the acoustic waves is proportional to the square of the frequency. However, when the liquid has solids in suspension, the dominant phenomena to produce attenuation, is the scattering.

Further to these experiments, a pulse-echo broadband measurement technique was employed on the megasonic reactor. This experiment allows the evaluation of the effects of olive paste solids on sound attenuation in the reactor scale avoiding the stationary pattern formed in the continuous wave. Fig. 7 corroborates the decrease of sound detection at increasing olive paste solids in liquid in the reactor system. Results are expressed in two forms, first the sound detection through the signal energy decay (Fig. 7a) and second, through the alpha (attenuation coefficient) (Fig. 7b). In the experiment, the paste-water ratio is increased gradually to identify the effect of the concentration in the attenuation of the ultrasound signal. The receiver was only able to detect sound in paste up to 2.0% solid paste in liquid as the signal became increasingly weakened with the solid content. The attenuation coefficient plots also verify the greater sound attenuation for increasing frequency at the selected paste solids (Fig. 7b). Table 2 shows the attenuation coefficients calculated from Eq. (7) at frequencies 0.6 and

1.4 MHz. The attenuation values of olive paste have not been reported earlier, while there are reports only edible oils [19]. The attenuation profiles corroborated these findings with attenuation coefficients of 3.9 and 5.3 dB/cm, for 0.6 and 1.4 MHz, respectively (Table 2). Oil extractability was neither improved by water addition during the treatment nor by decreasing the reactor size.

As it can be observed from the results of the through transmission technique presented in Table 3 and Fig. 8, attenuation coefficient at 0.4 MHz becomes high when increasing the solid content. For 2 MHz, the signal was undetectable for high paste concentration. Considering the paste dissolution in such a great volume (3 L aprox for the transducer to wall distance of 14.5 cm), pits sedimentation begins immediately after they are added to the system, so for every determination the system was homogenized by stirring, adding variability to this essay. This is why the determination is considered qualitative, given the fact that for a more accurate determination, it would be advisable to employ a laboratory setup.

3.3. Attenuation effects on olive oil extractability

The effects of sound attenuation were also studied by obtaining values on olive oil extractability at transducer to wall distances 9 and 145 cm, respectively, at both 0.4 and 2 MHz. This experiment was adjusted so that the same specific power and energy ($E_s = 117$ kJ/kg, considering solid content) was applied when using greater paste masses of 1.5 kg and 3 kg so that transducers are covered by paste both at 9 and 14.5 cm transducer to wall distance, respectively.

Firstly, oil extractabilities of the control (non-ultrasound) samples at 9 and 14.5 cm were significantly similar ($p > 0.05$, Table 4, experiment 2), indicating consistent results between experiments by using the same raw material. When ultrasound was applied either at 0.4 or 2 MHz, an improvement in oil extractability was observed at both distances as seen by positive NUE values (Eq. 9). However, NUE was significantly greater ($p < 0.05$) when using a larger transducer to wall distance of 14.5 cm than at 9 cm for the transducer operating at 0.4 MHz.

Ultrasound effects on NUE may be explained due to the presence of larger amount of cavitating bubbles distributed across a larger volume of biomass. Cavitation at high frequencies (0.4–2 MHz) has proven to be more stable than at lower frequencies (20–100 kHz), given that bubbles do not have sufficient time to increase in size to create strong unstable implosions [28]. As discussed in previous papers [8,10], effects on high frequency ultrasound olive oil extractability enhancement were suggested to be due to (a) oil droplet trapping mechanisms in standing waves and/or (b) microstreaming oil removal effects due to stable

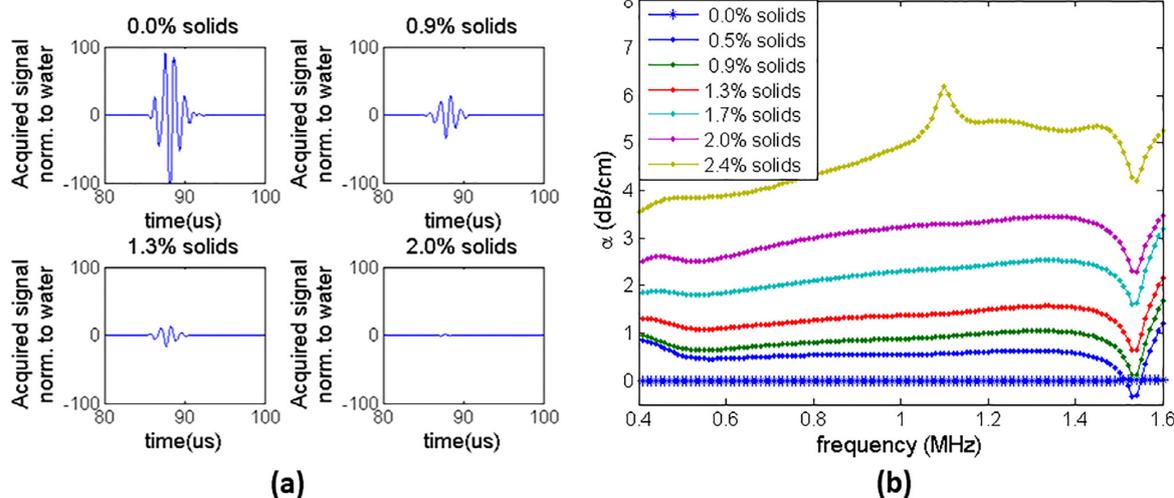


Fig. 7. Pulse-echo measurement: (a) response obtained at selected solid content with the 1 MHz transducer (b) Attenuation coefficient of the response at [0.4 1.4] range, at selected olive solid content (w/w, solids/[oil + water]).

Table 2

Attenuation coefficient at various solid concentrations at both 0.6 MHz and 1.4 MHz.

Paste solids to liquid concentration (total oil and water basis, %, w/w)	α at 0.6 MHz (dB/cm)	α at 1.4 MHz (dB/cm)
0.0	0.00072	0.00390
0.5	0.46	0.58
0.9	0.67	1.01
1.3	1.11	1.54
1.7	1.85	2.50
2.0	2.61	3.42
2.4	3.90	5.28

Table 3

Attenuation coefficient at various solid concentrations at both 0.4 MHz and 2 MHz.

Paste solids to liquid concentration (total oil and water basis, %, w/w)	α at 0.4 MHz (dB/cm)	α at 2.0 MHz (dB/cm)
0.0	0.0003	0.0080
1.1	0.58	0.38
2.1	0.93	1.0
2.8	2.19	0.58

cavitation bubbles imparting oil “rubbing” effects in localised regions across the olive paste, regarding the potential presence of localised heating, even though no temperature increase was seen in the bulk of the olive paste. Results above, indicate that a standing wave oil trapping mechanism is less likely to have an effect due to the large extent of attenuation in this heterogeneous media. However, given that greater oil ultrasound yield improvements are seen when using greater volumes and distances at the same specific power at 0.4 MHz, it is expected that 0.4 MHz ultrasound penetrates across the biomass but the residual undetected ultrasound suffices the creation of cavitation bubbles across the whole 3 kg sample. Effects of increasing attenuation and scattering mentioned above at 2 MHz are also reflected on the lower (non-significant) results seen at 14.5 cm, compared to 9 cm ($p > 0.05$, Table 4, experiment 2).

3.4. Water addition effects

Water was added in paste (1:3 ratio) during malaxation to evaluate if attenuation improvements in oil extractability were achieved. Table 4 (experiment 1) shows that extractability improvements occurred both with and without water addition at both 0.4 MHz and 2 MHz, as shown by positive NUE values. However, when comparing NUE values with and without water addition, ultrasound oil improvement on oil extractability was not significant upon water addition neither at 0.4 MHz nor at 2 MHz. Even though Figs. 6 and 7a showed that additional water content decreases attenuation, this did not impact on extractability improvements due to ultrasound. The olives solid content, with no water addition, was 12% (w/w, solids/[water + oil]). When water was added the percentage solids to liquid content was 9% (w/w, solids/[water + oil]), which is much greater than the values considered in the attenuation studies (Fig. 8).

The fact that no NUE improvements are seen due to water addition may also indicate that level of solids achieved after dilution (9%) will still affect the standing wave oil trapping mechanism due to attenuation effects. However, the more stable cavitation siphoning bubble mechanisms combined with potential localised heating prevails, promoting further oil release. Previous studies [8] evaluated the effects of high frequency ultrasound improvement with water addition showing benefits of the technology, therefore evaluating ultrasound power and time effects with 30% water addition in paste. This former study, however did not evaluate high frequency effects.

3.5. Frequency effects

Experiments 1 and 2 (Table 4) show the result of both experiences in Italy and Uruguay with three comparisons at 0.4 MHz and 2 MHz being carried out. For all trials, NUE was significantly higher ($P < 0.05$) at 0.4 MHz than at 2 MHz and similar differences between NUE values were obtained with and without water addition. As discussed earlier, Fig. 6 also showed that attenuation is greater at 2 MHz suggesting that megasonics operating at 0.4 MHz lead to a better performance and higher oil extractability. Leone et al. (2017) [10] have shown the reduction of the paste viscosity after treatments of 0.4 + 0.6 MHz and 10 kJ/kg. Earlier works has demonstrated that a linear relationship exists between viscosity reduction and olive oil yield increase [29]. Therefore, based on yield results, it can be inferred that the paste

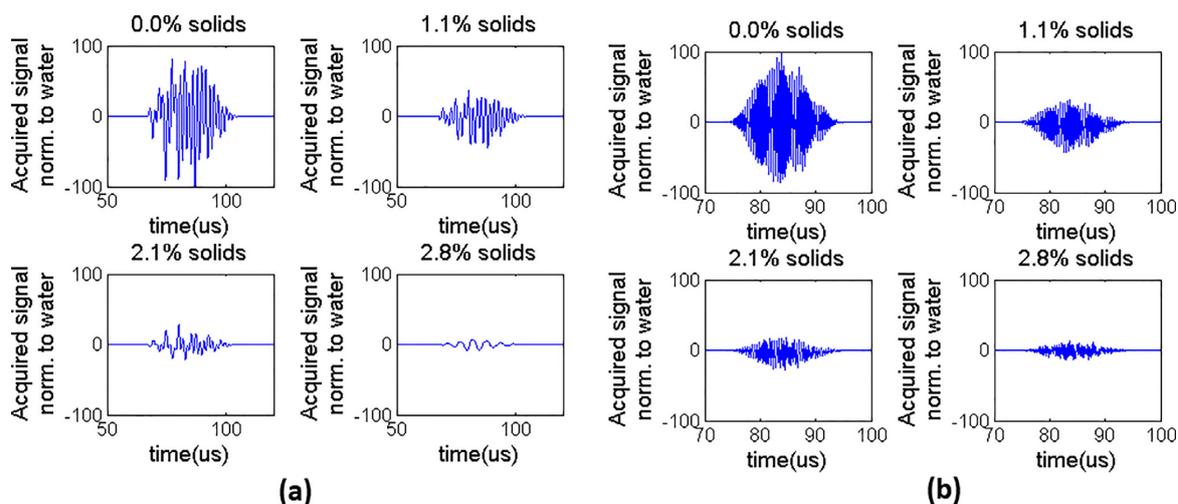


Fig. 8. Through-transmission broadband measurement: response obtained at selected solid content (a) with the 0.4 MHz transducer (b) with the 2 MHz transducer.

Table 4

Oil extractability in non-ultrasound and ultrasound treated olive paste. Corresponding experiment numbers are indicated and each batch is labelled. Different letters indicate significant differences with respect to the control ($p < 0.05$) in selected batches.

Exp	Batch	Country	M. I.	Malaxation time	water addition**	Frequency (MHz)	Sonication time (min) α	Power (W)	Es (kJ/kg)	Sound pressure in paste (kPa)	Transducer wall distance (cm)	Oil Extractability (%)	NUE***	p-value
1	1	Italy	2.5	30	no	0	5	0	0	N/D	14.5	72.1	10.2 a	0.003
												82.3		
												74.8		
2	2	Uruguay	1.0	30	yes	0.4	5	280	252	N/D	14.5	78.5	9.6 a	0.021
												88.1		
												82.0		
												78.5		
												88.9		
												80.5		
2	3	Uruguay	1.0	30	no	0	5	0	0	N/D	14.5	58.1	2.7 b	0.0076
												60.8		
												60.1		
												58.7		
												65.2		
												59.7		
3	4	Italy	1.5	10	no	0	5	0	0	N/D	14.5	70.9	1.7 b	0.028
												72.6		
												81.1		
4	5	Italy	1.5	30	no	0.4	5	280	252	N/D	14.5	89.0	7.9 a	0.043
												83.3		
												85.3		
5	6	Italy	1.3	30	no	0	5	0	0	N/D	14.5	85.6	5.8 a	0.173
												91.4		
												81.6		
5	7	Uruguay	3.0	30	no	0.4	5	174	157	N/D	14.5	83.0	1.4 a	0.460
												71.7		
												79.8		
												71.9		
												79.4		
												77.6		
7	Uruguay	3.0	30	no	0.4	5	280	252	N/D	14.5	82.2	4.6 a		
											82.2			
											82.2			

α the control paste refers to 0 MHz, when the paste was untreated for an equivalent time with no sonication.

Es = Specific energy.

N/D = non detected.

* M.I. = Maturity Index.

** water added in a ratio water:paste (1:3).

*** NUE (difference with respect to non-ultrasound control (ultrasound – control) on an oil in paste basis.

viscosity was lower at 0.4 kHz than at 2 MHz. Higher frequencies such as 2 MHz create larger number of smaller bubbles than at 0.4 MHz. Larger number of bubbles may have better localised effects; however, microstreaming might not be powerful enough, given the fact that solids attenuated more the higher frequencies. Due to a better performance in oil extractability of 0.4 MHz compared to 2 MHz, the next sections only provide comparisons at 0.4 MHz.

3.6. Malaxation time reduction

Experiment 3 was carried out to test if ultrasound would assist in reducing malaxation time from 30 min to 10 min without water addition. Results provided in an earlier publication [8] were only demonstrated with water addition of 30% of the paste weight. In this case, significantly higher NUE was obtained with longer malaxation time ($p < 0.05$). A reduced malaxation time led to lower amounts of oil released, and therefore less free oil for ultrasound to separate. Due to lesser amount of free oil present at lower malaxation times, high frequency ultrasound may not assist reducing malaxation time. Among literature [13,30–31], have shown an effect of viscosity reduction due to malaxation and so high frequency ultrasound may be better suited to penetrate less viscous materials.

3.7. Ultrasound energy reduction

The installation of ultrasound reactors needs to consider not only the capital costs but also the operating costs in terms of power demands. Furthermore, reduction of residence times is important for the large flow rates occurring in olive oil processes, which deserve studying the minimum obtainable ultrasound application time.

Table 4, experiment 4, shows that extractability improvements could be achieved even at a sonication time of 2.5 min (NUE = 5.8%), even though a 5 min ultrasound provided significantly better oil recovery. The time effects were also demonstrated elsewhere [8,20] by water addition with up to 5 min treatment. Results suggest reducing ultrasound treatment to a few minutes while maintaining a high specific energy (117 kJ/kg).

Experiment 5, evaluated the effects of specific power reduction without water addition. In this case, there was no significant difference ($P > 0.05$) in the results observed when applying 73 kJ/kg or 117 kJ/kg in two separate experiments carried out in Italy and Uruguay. Even though this contradicts results reported by Juliano et al. [8], after water addition in paste, this effect may disappear when no water is added. Fig. 5 shows that even though sound pressure levels increase with power in water, they do not necessarily increase in paste. Therefore, the same effects are obtained when using both low and high specific power levels, suggesting that lower specific power is required for olive oil extraction. Industrial data reported by Leone et al. [10] at 300 kg/h without water addition utilise a specific energy of 20 kJ/kg obtaining NUE values of 2.3. These NUE values are lower compared to the NUE obtained in the present work (2.7–10.4). It is important to evaluate ultrasound power reduction through a cost benefit analysis since industrial transducers are relative expensive; therefore, decreasing power requirements will decrease both capital and operating costs of the industrial reactor.

4. Conclusions

Oil extractability improvements in paste still occurred even when high levels of attenuation exist to undetectable pressure levels measured with the current device in certain areas of the megasonic reactor. Therefore, the standing wave oil droplet trapping mechanism is unlikely to be taking place in the olive paste. Such mechanism relies on the formation of a stationary pressure pattern across the vessel, which is unlikely to occur due to the scattering effects observed. Nevertheless, other ultrasound phenomena may take place, such as microstreaming

effects and stable non-emulsifying cavitation, which contribute to additional oil recovery. The megasonic reactor performance on oil extractability was better at 0.4 MHz than 2 MHz, where attenuation is reduced. Reduction of malaxation time from 30 to 10 min by application of a 0.4 MHz megasonic treatment, could not be achieved in the current system. The present work has provided insights into the mechanism of ultrasound application on olive oil extraction based on attenuation studies, as well as further information on the megasonic system performance without water addition, which supports the future design of industrial megasonic reactors.

Acknowledgments

This study was funded in part by Puglia Region “Guidelines for Research and Experimentation in Agriculture 2012–2014”, MICROLIO research project (Grant number: PRS.011), “Determinazione del dirigente servizio agricoltura” 31 March 2014, n. 110, by the CSIRO Julius Career Award grant (Grant number: WBS R90070) and Agencia Nacional de Investigación e Innovación (National Agency for Research and Innovation, ANII).

We would especially like to remember Dra. María Antonia Grompone for her invaluable contributions, advice and motivation. RIP

References

- [1] P. Juliano, M.A. Augustin, X.-Q. Xu, R. Mawson, K. Knoerzer, Advances in high frequency ultrasound separation of particulates from biomass, *Ultrason. Sonochem.* 35 (2017) 577–590.
- [2] T. Leong, L. Johansson, P. Juliano, S.L. McArthur, R. Manasseh, Ultrasonic separation of particulate fluids in small and large scale systems: a review, *Ind. Eng. Chem. Res.* 52 (2013) 16555–16576.
- [3] P. Amirante, M.L. Clodoveo, A. Tamborrino, A. Leone, A new designer malaxer to improve thermal exchange enhancing virgin olive oil quality, *Acta Hort.* 949 (2012) (2008) 455–462.
- [4] P. Amirante, M.L. Clodoveo, A. Tamborrino, A. Leone, G. Dugo, Oxygen concentration control during olive oil extraction process: a new system to emphasize the organoleptic and healthy properties of virgin olive oil, *Acta Hort.* 949 (2012) (2008) 455–462.
- [5] M.L. Clodoveo, T. Dipalmo, C. Schiano, D. La Notte, S. Pati, What's now, what's new and what's next in virgin olive oil elaboration systems? a perspective on current knowledge and future trends, *J. Agric. Eng.* 45 (2014) 49–59.
- [6] N.N. Misra, M. Koubaa, S. Roohinejad, P. Juliano, H. Alpas, R.S. Inácio, J.A. Saraiva, F.J. Barba, Landmarks in the historical development of twenty first century food processing technologies, *Food Res. Int.* 97 (2017) 318–339.
- [7] M. Koubaa, Houcine Mhemdi, F.J. Barba, S. Roohinejad, R. Greiner, E. Vorobiev, Oilseed treatment by ultrasounds and microwaves to improve oil yield and quality: an overview, *Food Res. Int.* 85 (2016) 59–66.
- [8] P. Juliano, F. Balczyk, P. Swiergon, M.I.M. Supriyatna, C. Guillaume, L. Ravetti, P. Canamasas, G. Cravotto, X.-Q. Xu, Extraction of olive oil assisted by high-frequency ultrasound standing waves, *Ultrason. Sonochem.* 38 (2017) 104–114.
- [9] L.P. Martínez-Padilla, L. Frankie, X.-Q. Xu, P. Juliano, Improved extraction of avocado oil by application of sono-physical processes, *Ultrason. Sonochem.* 40 (2018) 720–726.
- [10] A. Leone, R. Romaniello, A. Tamborrino, X. Xu, P. Juliano, Microwave and megasonics combined technology for a continuous olive oil process with enhanced extractability, *Innov. Food Sci. Emerg. Technol.* 42 (2017) 56–63.
- [11] A. Tamborrino, Olive paste malaxation, in: C. Peri (Ed.), *The Extra-virgin Olive Oil Handbook*, John Wiley & Sons, Ltd., UK, 2014, pp. 127–138.
- [12] T. Leong, K. Knoerzer, F.J. Trujillo, L. Johansson, R. Manasseh, G.V. Barbosa-Canovas, P. Juliano, Megasonic separation of food droplets and particles: design considerations, *Food Eng. Rev.* 7 (2015) 298–320.
- [13] F.J. Trujillo, P. Juliano, G. Barbosa-Cánovas, K. Knoerzer, Separation of suspensions and emulsions via ultrasonic standing waves. A review, *Ultrason. Sonochem.* 21 (2014) 2151–2164.
- [14] P. Juliano, P. Swiergon, R. Mawson, K. Knoerzer, M.A. Augustin, Application of ultrasound for oil separation and recovery of palm oil, *J. Am. Oil Chem. Soc.* 90 (2013) 579–588.
- [15] X. Li, L.P. Martínez-Padilla, X.Q. Xu, B. Zisu, P. Juliano, Heating and megasonic interventions for improvement of aqueous-based oil extraction from fresh and cold stored coconut meat, *J. Food Eng.* 222 (2018) 93–99.
- [16] J.H. Xie, J. Vanneste, Dynamics of a spherical particle in an acoustic field: a multiscale approach, *Phys. Fluids* 26 (2014) 102001.
- [17] S. Veillet, V. Tomao, F. Chemat, Ultrasound assisted maceration: an original procedure for direct aromatization of olive oil with basil, *Food Chem.* 123 (2010) 905–911.
- [18] M. Ashokkumar, The characterization of acoustic cavitation bubbles – an overview, *Ultrason. Sonochem.* 18 (2011) 864–872.
- [19] R. Chanamai, D.J. McClements, Ultrasonic attenuation of edible oils, *JAOCs* 7510

*M. Amarillo et al.**Ultrasonics - Sonochemistry xxx (xxxx) xxx-xxx*

- (1998) 1447–1448.
- [20] A. Leone, R. Romaniello, A. Tamborrino, S. Urbani, M. Servili, M. Amarillo, M.A. Grompone, A. Gambaro, P. Juliano, Application of microwaves and megasonic to olive paste in an industrial olive oil extraction plant: impact on virgin olive oil quality and composition, *Eur. J. Lipid Sci. Technol.* 1700261 (2017) 1–8.
- [21] M.L. Clodoveo, R. Hachicha Hbaieb, Beyond the traditional virgin olive oil extraction systems: searching innovative and sustainable plant engineering solutions, *Food Res. Int.* 54 (2013) 1926–1933.
- [22] S. Camposeo, G. Ferrara, M. Palasciano, A. Godini, About the biological behaviour of cultivar ‘Coratina’, *Acta Hort.* 949 (2012) 129–134.
- [23] IOOC Doc 6 1984 Int Olive Oil Council Madrid.
- [24] J.M. Martínez Suárez, E. Muñoz Aranda, J. Alba Mendoza, A. Lanzón Rey, Informe sobre utilización del analizador de rendimiento, ‘Abencor’. *G & A* 26 (6) (1975) 379–385.
- [25] A. Gómez-Rico, G. Fregapane, M.D. Salvador, Effect of cultivar and ripening on minor components in Spanish olive fruits and their corresponding virgin olive oils, *Food Res. Int.* 41 (2008) 433–440.
- [26] C. Cherubini, M. Migliorini, M. Mugelli, P. Viti, A. Berti, E. Cini, Towards a technological ripening index for olive oil fruits, *J. Sci. Food Agric.* 89 (2009) 671–682.
- [27] G.S. Kino, *Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1988.
- [28] T.G. Leighton, Bubble population phenomena in acoustic cavitation, *Ultrason. Sonochem.* 2 (1995) 123–136.
- [29] L. Baccionni, C. Peri. *The Extra-virgin Olive Oil Handbook*. Ch. 13 – Centrifugal Separation. ISBN 978-1-118-46045-0.
- [30] A. Tamborrino, P. Catalano, A. Leone, Using an in-line rotating torque transducer to study the rheological aspects of malaxed olive paste, *J. Food Eng.* 126 (2014) 65–71.
- [31] S. Esposito, G. Veneziani, A. Taticchi, R. Selvaggini, S. Urbani, I. Di Maio, M. Servili, Flash thermal conditioning of olive pastes during the olive oil mechanical extraction process: impact on the structural modifications of pastes and oil quality, *J. Agric. Food Chem.* 61 (20) (2013) 4953–4960.