

IMAGEN ACÚSTICA POR COHERENCIA DE FASE ABSOLUTA

PACS: 43-60.c

Camacho Sosa-Días, Jorge¹; Fritsch Yusta, Carlos²; Fernández Cruza, Jorge³

Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC)

28500 La Poveda, Madrid,

Tel: 918 711 900,

E-mail: 1) jorgecam@iai.csic.es; 2) carlos@iai.csic.es; 3) jorge.fernandez.cruza@iai.csic.es

ABSTRACT

After application of the focusing delays in conventional echography, the coherent sum is obtained from the amplitudes of the signals received by the array elements. The phase information is just implicitly used in this process.

This work presents an alternative beamforming method that explicitly uses the phase information to obtain a "coherence image". After weighting the conventional image with this one, simultaneous improvements on resolution, contrast, dynamic range and signal-to-noise ratio are obtained. Furthermore, side and grating lobes get suppressed, producing higher quality images with applications in the medical and industrial fields.

RESUMEN

En la ecografía convencional, tras aplicar los retardos de focalización, se obtiene la suma coherente a partir de la amplitud de las señales recibidas por los elementos del array. La información de fase se utiliza sólo implícitamente en el proceso.

Este trabajo presenta un nuevo método de generación de imágenes ultrasónicas que utiliza explícitamente la información de fase para construir una "imagen de coherencia". Al ponderar la convencional con esta nueva imagen, se obtienen mejoras simultáneas en resolución, contraste, rango dinámico y relación señal-ruido. Además, se cancelan los lóbulos laterales y de rejilla, produciendo imágenes de mayor calidad, con aplicaciones en los ámbitos clínico e industrial.

INTRODUCCIÓN

La tecnología *phased array* se viene utilizando regularmente en el ámbito médico para construir imágenes ecográficas y también se está implantando en el campo del Ensayo No Destructivo (END). Esta técnica se basa en deflectar y enfocar el haz ultrasónico mediante el control electrónico de cada uno de los N elementos que componen un array, lo que facilita la realización de barridos sectoriales o lineales sin mover el transductor.

La focalización y deflexión del haz en emisión se realiza retardando el disparo de cada elemento de forma que los pulsos ultrasónicos generados confluyan simultáneamente en el foco. Para generar un foco en la coordenada polar $F (R_f, \theta_f)$, (Fig. 1) el retardo para el elemento i en la coordenada cartesiana $(x_i, 0)$ es:

$$\tau_i = \frac{1}{c} \left(R_f - \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} \right) \quad 1 \leq i \leq N \quad (1)$$

En recepción, los retardos son equivalentes para compensar las diferencias en los tiempos de vuelo desde el centro del array al foco y de regreso a cada elemento. Las señales recibidas, una vez aplicados los retardos de focalización, son los *datos de apertura* cuya suma proporciona la salida del conformador.

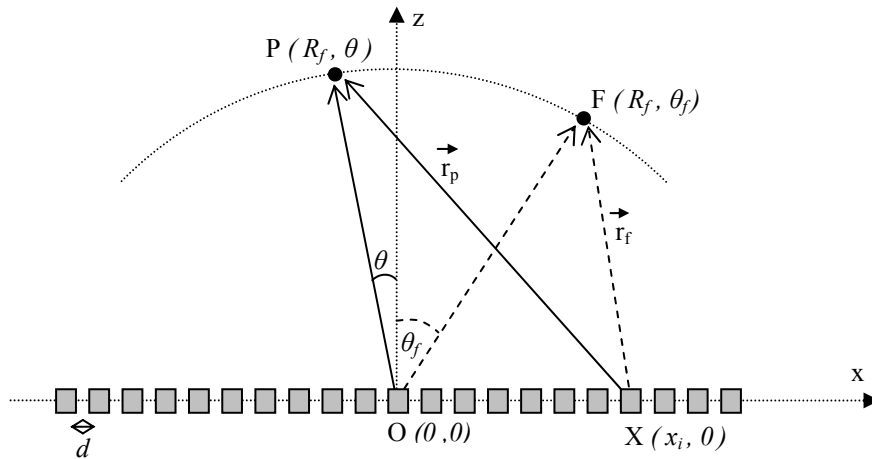


Fig. 1.- Geometría para el cálculo de los retardos y análisis del factor de array.

Analizando en onda continua la intensidad de campo en un punto P ubicado en (R_f, θ) se obtiene el factor del array (elementos puntuales), dado por [1]:

$$FA(\theta) = \left| \frac{\sin \left[\frac{\pi D}{\lambda} (\sin \theta_f - \sin \theta) \right]}{\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta_f - \sin \theta) \right]} \right| \quad (2)$$

siendo λ la longitud de onda, d la distancia entre elementos y $D=N \cdot d$ el tamaño de la apertura. La Figura 2a muestra $FA(\theta)$ para un array con $N=64$, $d=\lambda/2$ y un ángulo de deflexión $\theta_f = 20^\circ$. El diagrama muestra un lóbulo principal en la dirección θ_f con una cierta anchura y múltiples lóbulos laterales a ambos lados. La anchura angular del lóbulo principal entre ceros (criterio de Rayleigh) está dada por:

$$\Delta\beta = |\theta_f - \theta_z| = \frac{\lambda}{D \cos \theta_f} \quad (3)$$

y determina la resolución lateral del sistema. Ésta mejora con mayores valores de D , que puede obtenerse con mayores distancias d entre elementos. Pero, si se hace $d > \lambda/2$, aparecen lóbulos de rejilla en otras direcciones (Fig. 2b) que, en onda continua, son de la misma amplitud

que el principal. En onda pulsada, el lóbulo de rejilla es de menor amplitud que el principal pero se extiende en un gran rango de direcciones.

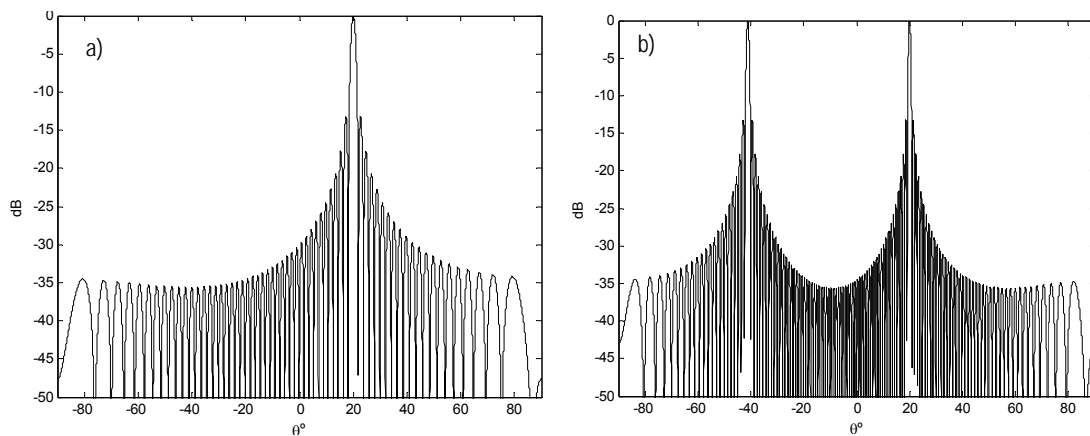


Fig. 2. Factor del array (en dB) para un ángulo de deflexión $\theta_f = 20^\circ$, $N=64$. a) $d = \lambda/2$; b) $d = \lambda$.

EFFECTOS EN LA CALIDAD DE LA IMAGEN Y TÉCNICAS PROPUESTAS

El principal efecto de los lóbulos laterales es una reducción del contraste. Los lóbulos de rejilla producen el enmascaramiento de regiones completas a cierto nivel. Por consiguiente son artefactos que, junto con la resolución lateral, limitan la calidad de las imágenes acústicas.

Las técnicas de apodización reducen el nivel de los lóbulos laterales a expensas de un ensanchamiento del lóbulo principal (pérdida de resolución lateral) [2]. Para evitar este conflicto se ha propuesto utilizar dos conformadores con ventanas de apodización diferentes [3]. Ponderando el resultado de un conformador con el coeficiente de correlación de ambas salidas, se reducen los lóbulos laterales y se mantiene el principal [4]. Otras aproximaciones menos costosas, realizan un análisis de Fourier de frecuencias espaciales para estimar la procedencia de las señales en cierto número de direcciones alrededor de la del lóbulo principal [5]-[6].

Una alternativa interesante multiplica la salida del conformador por un *factor de coherencia* definido como el cociente entre las sumas coherente e incoherente [7-9]. Sin embargo, como el lóbulo de la suma incoherente es muy ancho, el producto equivale en la práctica a multiplicar la salida del conformador por sí misma, sin mejora neta de la información.

Por otra parte, los lóbulos de rejilla, inevitables con arrays 2D donde $d > \lambda/2$ para mantener la complejidad del transductor y del sistema de imagen en niveles razonables, se combaten con técnicas de apertura dispersas. Entre las fórmulas utilizadas figuran la distribución aleatoria de los elementos del array [10-11] y las basadas en el concepto de *apertura efectiva* para construir entre la de emisión y recepción, una equivalente a la apertura densa [12-14]. En general, estos métodos cancelan los lóbulos de rejilla a expensas de elevar los laterales y/o de reducir la relación señal/ruido.

En cuanto a la cancelación de lóbulos de rejilla mediante procesamiento de señal, se ha propuesto una técnica basada en el análisis de la correlación cruzada entre los datos de apertura que corresponden a elementos adyacentes, actuando sobre los pesos aplicados en la apodización [15]. Sin embargo, el método no resulta efectivo para reducir el nivel de los lóbulos laterales, pues en ellos se dan elevados valores de correlación entre elementos adyacentes.

En general, las diversas aproximaciones propuestas, mejoran *alguno* de los aspectos que afectan negativamente a la calidad de las imágenes. Con frecuencia, son intensivas en cálculo y de difícil implantación en tiempo real, con el nivel tecnológico actual.

Una alternativa más eficiente, la Imagen por Coherencia de Fase, fue propuesta recientemente por los autores [16]. La técnica ha sido patentada [17] y está siendo objeto de implantación, operando en tiempo real, en la tecnología SITAU para phased array (Dasel, S.L., Madrid), habiendo demostrado su utilidad en aplicaciones de NDE [18].

Este trabajo presenta los fundamentos teóricos de la técnica en base a un análisis matemático para onda continua y fase absoluta. Describe la forma en que mejora la resolución lateral a la vez que reduce los lóbulos laterales y de rejilla. Constituye un planteamiento global para la mejora simultánea de los factores que limitan la calidad de las imágenes. La teoría desarrollada se confirma experimentalmente.

FUNDAMENTOS DE LA IMAGEN POR COHERENCIA DE FASE ABSOLUTA

El tiempo de vuelo desde el centro del array a P y de regreso al elemento i es (Fig. 1):

$$t_i^P = \frac{R_f + |\vec{r}_p|}{c} = \frac{1}{c} \left(R_f + \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta} \right) \quad (4)$$

Para una señal emitida de la forma $e(t) = E \cos(\omega_s t)$, el dato de apertura $s_i(t)$ que corresponde a la señal recibida $r_i(t)$, tras ser retrasada τ_i es:

$$s_i(t) = E \cdot \cos(\omega_s t - \omega_s (t_i^P + \tau_i)) \quad (5)$$

Sustituyendo (1) y (4) en (5) se obtiene la fase instantánea absoluta $\Phi_i(t)$:

$$\Phi_i(t) = \omega_s t + \frac{\omega_s}{c} \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} - \frac{\omega_s}{c} \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta} \quad (6)$$

Aplicando la aproximación $(1+a)^{1/2} \approx 1+a/2$ con $a = \text{pequeño}$ y, para $R_f \gg x_i$,

$$\Phi_i(t) \approx \omega_s t + \frac{\omega_s}{c} x_i (\sin \theta_f - \sin \theta) \quad (7)$$

Para un reflector P en F, $\theta = \theta_f$ y $\Phi_i(t) = \omega_s t$ en los N elementos, esto es, la misma fase para todo t . Cuando $\theta \neq \theta_f$ el segundo término de (7) no es nulo y Φ_i varía linealmente con la posición x_i del elemento. De este modo, analizando las fases de los datos de apertura, puede reconocerse si una señal procede del foco o de otras regiones. En un array lineal,

$$x_i = [i - (N+1)/2]d \quad 1 \leq i \leq N \quad (8)$$

Sustituyendo en (7) y reteniendo únicamente el segundo término de la suma:

$$\Phi_i \approx \frac{\omega_s d}{c} [i - (N+1)/2] (\sin \theta_f - \sin \theta) \quad (9)$$

La desviación estándar del conjunto de las fases de los datos de apertura es:

$$\sigma_\Phi = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} \left(\Phi_i - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} \Phi_i \right)^2} \quad (10)$$

Sustituyendo (9) en (10) y operando, se obtiene:

$$\sigma_\Phi(\theta) = \text{std}(\Phi) = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{d}{\lambda} \sqrt{N^2 - 1} |\sin \theta_f - \sin \theta| \quad (11)$$

Para $N \gg 1$ y, con $D = N \cdot d$ se obtiene (Fig. 3a):

$$\sigma_{\phi}(\theta) \approx \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{D}{\lambda} |\sin \theta_f - \sin \theta| \quad (12)$$

Con esto, se define el *Factor de Coherencia de fase Absoluta*, *FCA*, como:

$$FCA = \max\left(0, 1 - \frac{\sigma_{\phi}}{\sigma_U}\right) \quad (13)$$

donde σ_U es un umbral a partir del cual los valores $\sigma_{\phi} \geq \sigma_U$ anulan a *FCA*. Para cualquier valor elegido σ_U , resulta que $0 \leq FCA \leq 1$. Cuando las señales proceden del foco, $FCA=1$ y, en otro caso, las fases presentan una desviación estándar no nula que reduce el valor de *FCA*. Resulta conveniente elegir $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$ que mantiene la anchura entre ceros del lóbulo principal y cancela completamente los lóbulos laterales.

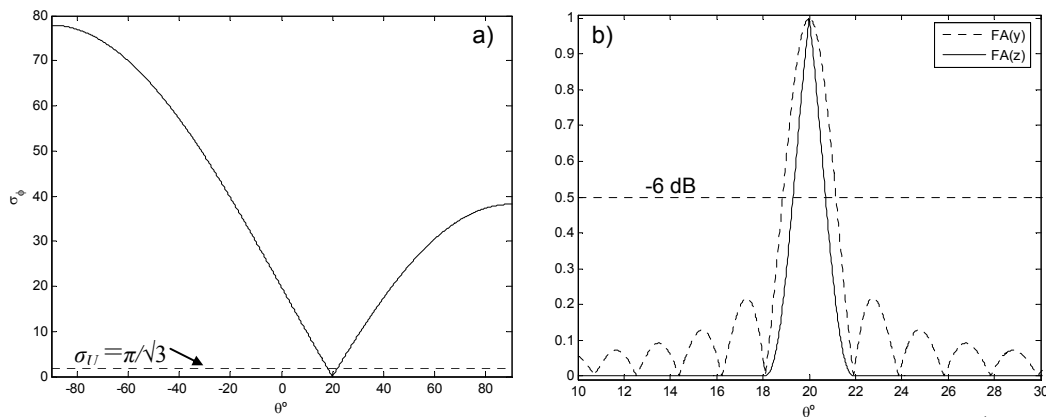


Fig. 3. a) Gráfica de σ_{ϕ} en función de θ , mostrando el nivel del umbral $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$; b) Comparación del factor de array para la salida convencional $FA(y)$ y procesada $FA(z)$.

GENERACIÓN DE LA IMAGEN DE COHERENCIA DE FASE ABSOLUTA

En un conformador digital la variable continua t se sustituye por el índice de muestra k , donde el tiempo está discretizado a intervalos de un periodo de muestreo. Así, cada muestra de salida del conformador es la suma coherente de los N datos de apertura correspondientes:

$$y(k) = \sum_{i=1}^N s_i(k) \quad (14)$$

Del conjunto de los N datos de apertura $s_i(k)$ se pueden obtener los valores principales de las fases $\varphi_i(k)$ a partir de la señal analítica $S_i(k) = Ae^{j\varphi_i(k)}$ como:

$$\varphi_i(k) = \text{Arg}(S_i(k)) = \tan^{-1}\left(\frac{SQ_i(k)}{SI_i(k)}\right) \quad (15)$$

donde SI y SQ son las componentes en fase y cuadratura, respectivamente. La componente en fase $SI_i(k) = s_i(k)$ y la componente en cuadratura puede obtenerse de la primera mediante la transformada de Hilbert [19]. A partir de los valores principales de las fases $\varphi_i(k)$ pueden obtenerse las fases absolutas $\Phi_i(k)$ mediante algoritmos de desenrollado de las fases (por ejemplo, la función *unwrap* de Matlab®).

Una vez obtenidas las fases absolutas, se evalúa su desviación estándar $\sigma_{\phi}(k)$ para determinar el factor de coherencia de fase absoluta, $FCA(k)$, por aplicación de (13). Su valor se utiliza para ponderar la salida del conformador, obteniendo:

$$z(k) = y(k) \cdot FCA(k) \quad (16)$$

Puesto que $FCA = 0$ en los lóbulos laterales (eligiendo $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$), las indicaciones de éstos quedan suprimidas en $z(k)$. Pero en el eje del lóbulo principal $FCA=1$ y $z(k)=y(k)$. Entre los ceros del lóbulo principal, el factor del array resultante de (16), $FA(z)$ es menor que el original, $FA(y)$, (Fig. 3b). Así, aunque la distancia entre ceros del patrón lateral resultante permanece, mejora la resolución lateral a otros niveles (por ejemplo, a -6 dB en la Fig. 3b).

Esta técnica también suprime los lóbulos de rejilla. La Fig. 4a muestra un ejemplo para un array de 16 elementos, señales con ancho de banda relativo del 40% y suponiendo emisión omnidireccional desde el centro del array. La parte superior visualiza los datos de apertura de 8 canales: a la izquierda, las indicaciones correspondientes a un reflector real en el foco; más a la derecha, las de un lóbulo de rejilla. Mientras que las primeras se componen coherentemente en todos los canales, las del lóbulo de rejilla sólo lo hacen en algunos por la duración limitada del pulso ultrasónico. La suma coherente es máxima en el reflector real y menor, pero con mayor extensión temporal, en el lóbulo de rejilla.

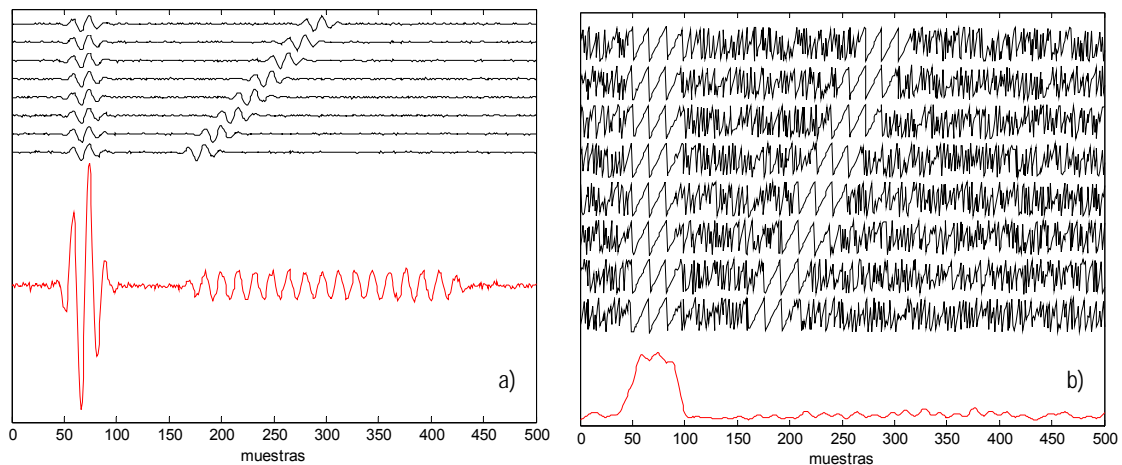


Figura 4. Lóbulos de rejilla: a) Arriba: Señales de 8 elementos mostrando las indicaciones en el foco y en un lóbulo de rejilla; abajo: suma coherente; b) Arriba: Fases correspondientes; abajo: factor de coherencia de fase absoluta.

La Figura 4b muestra las fases correspondientes (en la parte superior). Se observa que son iguales en la región del reflector real, presentando una gran diversidad en la del lóbulo de rejilla debida al ruido. El factor de coherencia muestra un valor próximo a la unidad en la zona del reflector y cercano a cero en el resto (en la parte inferior de la figura). De este modo el ruido contenido en las señales, de fase aleatoria, ayuda a la cancelación de las indicaciones de los lóbulos de rejilla al aplicar el procesamiento por coherencia de fase.

EXPERIMENTACIÓN

Se realizó una pieza de aluminio con 10 parejas de taladros de 1.5 mm de diámetro, a distintas profundidades y distanciados 3 mm entre sí para verificar las prestaciones del procesamiento por coherencia de fase absoluta (Fig. 5). Se utilizó un array de 5 MHz, $N=128$ elementos, $d=0.6$ mm (Imasonic, Besançon, Francia), colocado en la parte superior de la pieza. La distancia angular entre pares de taladros desde el centro del array varía de 1.4° a 0.8° con la profundidad. La resolución angular teórica, dada por la ecuación (3), es $\Delta\beta \approx 1^\circ$.

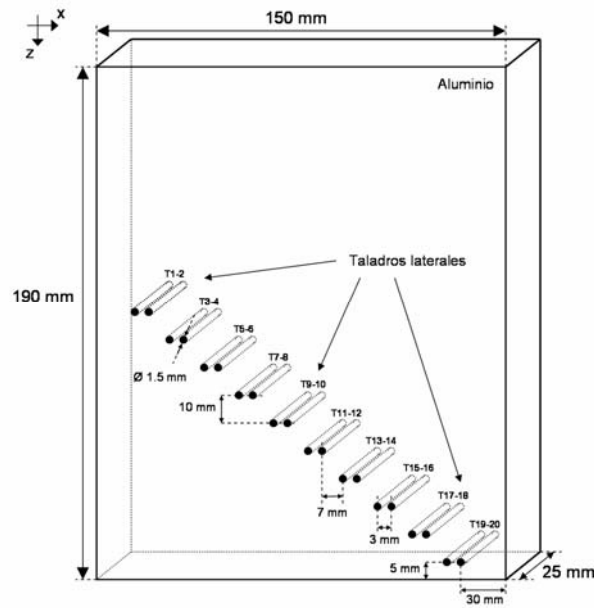


Fig. 5. Probeta de aluminio con taladros

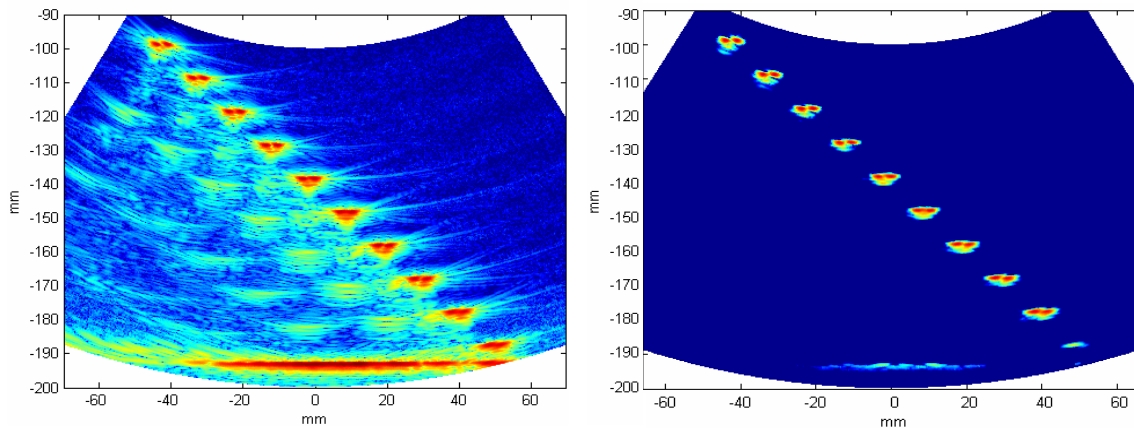


Fig. 6. Izquierda: Imagen STA original. Derecha: Imagen STA procesada con FCA. Rango dinámico de ambas imágenes 80 dB.

Para construir las imágenes se utilizó un sistema SITAU 128:128 (Dasel, Madrid), operando en modo STA (*synthetic transmit aperture*). En este modo, se utiliza un único elemento como emisor y los 128 como receptores para construir una imagen parcial. En el siguiente disparo, se cambia el elemento emisor y se recibe con los 128 para construir otra imagen parcial. Así sucesivamente hasta completar el disparo de todos los elementos, obteniéndose un conjunto de 128 imágenes parciales que son promediadas para obtener la imagen STA final. Al realizar la focalización dinámica en emisión y recepción, esta técnica proporciona la máxima calidad de imagen en resolución, contraste y relación señal/ruido [20].

Con cada imagen parcial se obtiene una de coherencia, formada por los valores del FCA obtenidos para cada píxel. Estas imágenes también se promedian y, el resultado, se utiliza para ponderar a la imagen STA, conforme a lo expresado en (16).

La Figura 6 muestra, a la izquierda, la imagen STA original y, a la derecha, la que resulta al ponderarla con la imagen de coherencia FCA, ambas con un rango dinámico de 80 dB. En la

imagen original son claramente visibles las indicaciones de los 10 pares de taladros con sus lóbulos laterales (en especial a su derecha), así como una gran cantidad de artefactos debidos a las reverberaciones del sonido entre los taladros y las paredes de la pieza. Por encima de las indicaciones de los taladros se observa cierto moteado debido al ruido eléctrico. El fondo de la pieza es claramente visible.

En la imagen corregida por coherencia de fase (Fig. 6 dcha), se observa que tanto las indicaciones de los lóbulos laterales como de las reverberaciones y ruido han sido totalmente suprimidas para el mismo rango dinámico. Pero, también, las indicaciones del fondo de la pieza y de la pareja de taladros más próxima resultan atenuadas. El primer efecto se debe a que sólo una parte de la apertura recibe ecos del fondo de pieza, donde la reflexión es especular, de forma que parte de las señales procesadas son sólo ruido, lo que reduce el valor del *FCA*. El segundo efecto se debe a las interferencias que produce el fondo de pieza sobre los taladros más próximos, que hace aumentar la dispersión de las fases.

Por otra parte, la resolución lateral se ve notablemente mejorada en el caso de la imagen obtenida con procesamiento de coherencia. La Tabla I compara el número de pares de taladros resueltos a cierto nivel en ambas imágenes. Por ejemplo, a -20 dB, la imagen procesada resuelve 7 de los 10 pares de taladros, mientras que la original no resuelve ninguno.

Tabla I. Número de taladros resueltos a distintos niveles de señal

	Número de taladros resueltos			
	-3 dB	-6 dB	-12 dB	-20 dB
Imagen original	9	7	1	0
Procesada con FCA	9	9	8	7

CONCLUSIONES

El procesamiento por coherencia de fase absoluta de las imágenes acústicas proporciona notables mejoras en cuanto a resolución, rango dinámico, cancelación de lóbulos laterales y de rejilla, eliminación de ruido y reverberaciones. Es un proceso sencillo que puede ser aplicado a cualquier conformador en el que los datos de apertura sean accesibles.

El factor de coherencia de fase absoluta, *FCA*, proporciona un criterio muy estricto para eliminar indicaciones que no estén perfectamente alineadas con el lóbulo principal. Este hecho puede producir pérdidas de nivel en situaciones en las que se produzcan interferencias mutuas entre reflectores. Por ello, es recomendable modular sus efectos, por ejemplo, elevando a una potencia $0 \leq p \leq 1$ los valores calculados del *FCA* antes de ponderar la salida del conformador.

AGRADECIMIENTOS

Trabajo financiado por el proyecto DPI2010_17648 del Plan Nacional de I+D, del Ministerio de Ciencia e Innovación.

REFERENCIAS

1. B. D. Steinberg, "Principles of Aperture and Array System Design", *Ed. John Wiley & Sons*, 1976.
2. T. L. Szabo, "Diagnostic ultrasound imaging", *Ed. Elsevier Academic Press*, 2004.
3. H. Wang, "System and method for adaptive beamformer apodization", US Pat. 6.436.044, 20 Aug. 2002.

4. C. H. Seo, J. T. Yen, "Sidelobe Suppression in Ultrasound Imaging Using Dual-Apodization with Correlation", *IEEE Trans. UFFC*, 55, 10, pp. 2198-2210, 2008.
5. M. K. Jeong, "A Fourier-Transform Based Sidelobe Reduction Method in Ultrasonic Imaging", *IEEE Trans. UFFC.*, 47, 3, pp. 759-763, 2000.
6. P.C. Li, M. Li, "Adaptive Imaging using the Generalized Coherence Factor", *IEEE Trans. UFFC.*, vol. 50, no. 2, pp. 128-141, 2003.
7. K. W. Rigby, "Method and apparatus for coherence filtering of ultrasound images," *U.S. Pat. 5,910.115*, Jun. 8, 1999.
8. K. W. Hollman, K. W. Rigby, and M. O'Donnell, "Coherence factor of speckle from a multi-row probe," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1257-1260, 1999.
9. A. L. Hall, K. E. Thomenius, L.J. Thomas II and K. W. Rigby, "Method and apparatus for coherence imaging", *U.S. Pat. 6.071240*, 6 Jun. 2000.
10. D. H. Turnbull and F. S. Foster, "Beam steering with pulsed two-dimensional transducer array," *IEEE Trans. UFFC.*, vol. 38, no. 4, pp. 320-333, 1991.
11. L. R. Gavrilov, J. W. Hand, P. Abel and C. A. Cain: "A Method of Reducing Grating Lobes Associated with an Ultrasound Linear Phased Array Intended for Transrectal Thermotherapy", *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 44, 5, pp. 1010-1017, 1997.
12. G. R. Lockwood, J. R. Talman, S. S. Brunke, "Real-time Ultrasound 3D-Imaging Using Sparse Synthetic Aperture Beamforming", *IEEE Trans. UFFC*, 45, 4, pp. 980-988, 1998.
13. S. I. Nikolov, J. A. Jensen, "Application of different spatial sampling patterns for sparse array transducer design", *Ultrasonics*, 37, pp. 667-671, 2000.
14. M. Nikolov, V. Behar, "Analysis and optimization of synthetic aperture ultrasound imaging using the effective aperture approach", *Int. J. Information Theory & Applications*, 12, pp. 257-265, 2005.
15. K. F. Ustuner, A. Gee, "Adaptive grating lobe suppression in ultrasound imaging", *US. Pat. 7,207,942 B2*, Apr. 24, 2007.
16. J. Camacho, M. Parrilla, C. Fritsch, "Phase Coherence Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 56, 5, pp. 958-974, 2009.
17. C. Fritsch, M. Parrilla, J. Camacho, "Method and apparatus for correcting ultrasound images by means of phase analysis", *Pat. WO/2010/018282*, 18 Feb. 2010.
18. J. Camacho, J. Brizuela, C. Fritsch, "Grain noise reduction by phase coherence imaging", *Rev. Progress QNDE*, vol. 29A, pp. 855-862, 2009.
19. A. Oppenheim, R. Schaffer, "Discrete-time signal processing", *Prentice Hall*, 1989.
20. J. A. Jensen, S. I. Nikolov, K. M. Gammelmark, M. H. Pedersen, "Synthetic aperture ultrasound imaging", *Ultrasonics*, 44, pp. e5-e-15, 2006.