

CONFORMACIÓN DE HACES ULTRASÓNICOS PARA ECOGRAFÍA MÉDICA

M. Parrilla

Instituto de Automática Industrial (CSIC), La Poveda (Arganda) 28500 Madrid, montse@iai.csic.es

C. Fritsch

Instituto de Automática Industrial (CSIC), La Poveda (Arganda) 28500 Madrid, carlos@iai.csic.es

A. Ibáñez

Instituto de Automática Industrial (CSIC), La Poveda (Arganda) 28500 Madrid, aibanez@iai.csic.es

Resumen

En el ámbito de la ecografía médica, el diagnóstico precoz de muchas enfermedades depende críticamente de una buena calidad de imagen, particularmente de su contraste o rango dinámico. A su vez, estos parámetros están determinados por la resolución temporal con la que se adquieren las señales. En este trabajo se propone un nuevo método de conformación de haces, denominado de Muestreo Selectivo con Codificación Delta, que facilita la obtención de una resolución temporal arbitraria pero manteniendo la baja tasa de muestreo requerida por el criterio de Nyquist. Se presentan los fundamentos matemáticos, el algoritmo de codificación de retardos de focalización, un esquema del hardware necesario y los resultados de la verificación experimental con datos de imágenes estándar.

Palabras Clave: ecografía, focalización dinámica, deflexión, arrays, imagen ultrasónica.

1 INTRODUCCIÓN

Los sistemas de ecografía se vienen utilizando rutinariamente desde hace tres décadas como una potente ayuda para el diagnóstico en múltiples especialidades médicas. En este periodo de tiempo se han producido importantes avances, frecuentemente ligados a las disponibilidades de la tecnología microelectrónica, que han ido mejorando progresivamente la calidad de las imágenes.

Así, mientras que en un principio la exploración de la región a visualizar se realizaba mediante el movimiento mecánico de un único transductor monoelemento [12], la introducción del *array* o conjunto de transductores monoelemento que operan de forma coordinada facilitó la obtención de imágenes mediante el barrido de un haz de

ultrasonidos controlado electrónicamente, sin ningún elemento mecánico asociado [1].

Actualmente, los ecógrafos operan con la técnica pulso-eco, enviando un corto impulso ultrasónico de una frecuencia central de varios MHz al interior del cuerpo y recibiendo los ecos producidos por los cambios de impedancia acústica encontrados en su propagación. Los ecos recibidos modulan en intensidad (brillo) la línea correspondiente al ángulo de deflexión del haz emitido sobre un dispositivo de visualización [8]. Aunque el principio es sencillo, hay numerosos aspectos que deben considerarse para alcanzar los elevados estándares de calidad de imagen exigidos actualmente, y que sólo pueden conseguirse con sistemas que procesan digitalmente las diferentes trazas adquiridas por cada elemento del array.

2 PROBLEMÁTICA

Un primer aspecto se refiere a la cadencia de visualización de las imágenes, que debe ser suficiente para observar el movimiento de ciertos órganos (corazón, feto, etc.), así como para responder rápidamente a los movimientos del transductor realizados por el operador. Para una profundidad de adquisición R , en un medio donde la velocidad de propagación del ultrasonido es c , y un número L de líneas (haces) por imagen, el tiempo requerido para obtener una imagen viene dado por:

$$T_i = \frac{2RL}{c} \quad (1)$$

donde el coeficiente 2 tiene en cuenta el tiempo de ida y vuelta del ultrasonido al transductor. Así, en aplicaciones de diagnóstico clínico (obstetricia, p.ej.) $R \approx 0.2$ m, $L \approx 150$ y $c \approx 1.5 \cdot 10^3$ m·s⁻¹, que resulta en un tiempo de adquisición $T_i = 40$ ms por imagen, es decir, 25 imágenes/s, justo al límite de lo que se

estima necesario para visualizar movimiento de forma suave.

Esta cifra sólo considera el tiempo de vuelo del pulso ultrasónico, esto es, no deja margen para realizar procesamiento alguno. Por consiguiente, éste debe realizarse simultáneamente con la adquisición de las señales de eco. Si se considera que una señal ultrasónica típica tiene una frecuencia fundamental de 5 MHz, con un ancho de banda próximo al 100% (esto es, entre 2.5 y 7.5 MHz a -6 dB), sólo para verificar el criterio de Nyquist se requiere una frecuencia de muestreo $f_s \geq 20$ MHz. Para un array con $N=128$ elementos, supone un flujo continuo de datos de más de 2.5 Gmuestras/s, que hay que procesar. Pero, como se expone, la resolución temporal proporcionada por la frecuencia de muestreo de Nyquist no es suficiente para conseguir el rango dinámico requerido para las imágenes de alta calidad, sino que debe ser equivalente a la proporcionada por una frecuencia de, al menos, 32 veces la frecuencia fundamental del transductor, en este caso 160 MHz, lo que requeriría un sistema con capacidad de procesar por encima de las 20 Gmuestras/s.

El procesamiento requerido para formar una imagen ultrasónica de calidad consiste en formar una única traza o *A-scan* a partir de las N trazas adquiridas por cada uno de los elementos del array, posiblemente ponderadas mediante una función de *apodización*. Idealmente, cada punto de esta traza representa a cada uno de los puntos de la línea de propagación del pulso ultrasónico, y su valor corresponde a la suma coherente de las señales recibidas desde cada punto por cada elemento del array.

Puesto que, desde cada punto de la imagen, los tiempos de vuelo del ultrasonido a cada elemento del array son diferentes (Figura 1), el primer paso es retardar una cantidad variable de tiempo cada muestra adquirida de forma que se produzca una alineación temporal en las N trazas. Una vez realizada esta operación, la composición es, simplemente, la suma de las muestras correspondientes a cada uno de los *focos* o puntos en la imagen. El resultado es una única traza *focalizada dinámicamente*, que debe ser nuevamente procesada para realizar la correspondiente conversión de coordenadas polares (en las que se realiza la adquisición) a cartesianas (en las que se realiza la representación gráfica) [3, 4].

Así, para realizar la focalización dinámica en el foco i , de coordenadas polares (R_i, θ) , siendo θ el ángulo de deflexión para la línea de imagen actual, las muestras adquiridas por el elemento k deben retrasarse unas cantidades τ_{ik} tales que compensen las diferencias en el tiempo de tránsito T_{ik} , esto es:

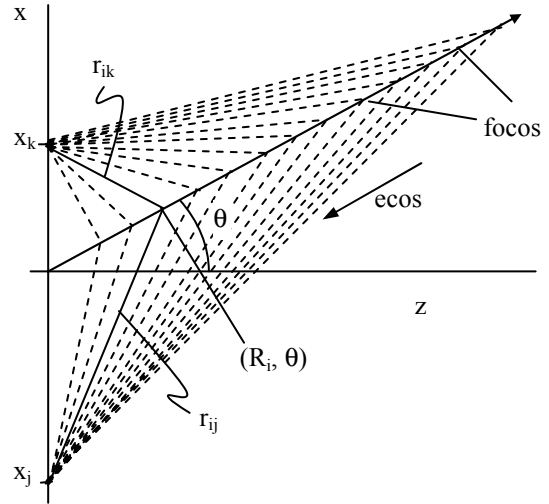


Figura 1: Focalización dinámica en recepción mostrando la variabilidad de la distancia r_{ik} de cada foco i en la coordenada (R_i, θ) a cada elemento k .

$$T_{ik} = \frac{R_i + r_{ik}}{c} \quad (2)$$

$$T_{ik} + \tau_{ik} = cte \quad \forall i, k \quad (3)$$

Esta operación requiere *variar continuamente* los retardos añadidos τ_{ik} conforme se va realizando la adquisición de señal en regiones más alejadas. En un caso extremo, se situará un foco en cada posición correspondiente a cada muestra de salida (todas las muestras se focalizan).

Idealmente, los retardos τ_{ik} son variables continuas, pero no existe tecnología para retrasar de forma continua una señal. En un sistema discreto, la resolución de los retardos determina el rango dinámico η de la imagen, habiéndose encontrado que:

$$\eta \approx \frac{\pi}{\mu \sqrt{6N}} \quad \mu \gg 1 \quad (4)$$

donde $\mu = f_s / f_R$ es la relación entre la frecuencia de muestreo y la de la señal recibida [7]. Para una imagen de calidad se requiere un rango dinámico no inferior a $\eta = 1/(2N)$ que, para un array con $N=128$ elementos, supone según la Ec. (4) $\mu \approx 30$, esto es, una frecuencia de muestreo equivalente a 30 veces la de la señal, unas ocho veces superior a la estrictamente requerida por el criterio de Nyquist.

Si se realiza la adquisición de señal a una frecuencia f_s , esta operación equivale a una indexación sobre cada una de las trazas adquiridas, donde los índices

varían para cada elemento y para cada foco, a la velocidad de muestreo. Para el caso del ejemplo anterior (transductor de 5 MHz), la frecuencia de muestreo requerida sería de 160 MHz, teniendo que realizar $N (=128)$ operaciones de indexación y suma sobre datos adquiridos a esta velocidad.

3 DIVERSAS APROXIMACIONES

De lo anterior se deduce que un planteamiento directo, sobremuestreo de las señales, no es viable por el mayor coste de los componentes, consumo energético y velocidad de procesamiento requerida. Además, la mayor parte de las muestras adquiridas y procesadas serían irrelevantes para la formación de la imagen.

A lo largo de la última década, se han propuesto diversas alternativas que permiten obtener la resolución temporal requerida pero muestreando a la frecuencia determinada por el criterio de Nyquist. Una de las más utilizadas consiste en interpolar la señal adquirida para estimar el valor que toma entre dos muestras consecutivas [15]. Cuando este proceso se realiza en el dominio del tiempo, se insertan z ceros entre dos muestras consecutivas y la señal resultante se somete a un filtro paso-bajo [2]. Como el proceso es lineal, puede realizarse el filtrado tras la operación de suma coherente, lo que evita tener que integrar un filtro digital por cada canal [16]. En otras variantes se utilizan rotadores CORDIC para producir un desfase equivalente al retardo requerido [10]. En cualquier caso, esta técnica requiere un hardware de interpolación, deben existir mecanismos que seleccionen el retardo o fase para cada muestra adquirida y los valores resultantes son estimaciones de la señal, tanto mejores cuanto mayor sea el orden o complejidad del filtro utilizado.

Más recientemente se han propuesto otros métodos que se basan en muestrear las señales no con una frecuencia constante, como en el caso anterior, sino en los instantes en los que los ecos llegan a cada uno de los elementos del array desde cada uno de los focos. Estos métodos adquieren únicamente las muestras que van a ser realmente utilizadas en el proceso de formación de imagen (no hay redundancia), operan a frecuencias próximas a la de Nyquist y evitan el hardware requerido por los procesos de interpolación, además de proporcionar resultados más precisos.

Sin embargo, requieren la generación de un reloj de muestreo independiente para cada canal de adquisición cuya frecuencia o fase varía en el tiempo para adaptar los instantes de muestreo a los de llegada de los ecos. También aquí se conocen diversas alternativas, pudiendo clasificarlas en

técnicas que calculan en tiempo real el instante de muestreo en cada canal [13] y en técnicas que almacenan el reloj de muestreo en un vector de unos y ceros [11], con diversas variantes. Uno y otro caso requieren un hardware importante, en el primero en cuanto a dispositivos lógicos y en el segundo en la capacidad de memoria asociada a cada canal, dificultando la integración de múltiples canales de adquisición y procesamiento en un único dispositivo VLSI, teniendo en cuenta la alta resolución temporal requerida (del orden de 6 ns para señales de 5 MHz).

4 UNA NUEVA TÉCNICA: MUESTREO SELECTIVO CON CODIFICACIÓN DELTA (MSCD)

En este trabajo se presenta una nueva técnica, denominada de Muestreo Selectivo con Codificación Delta (MSCD), que puede clasificarse como una combinación de los métodos de cálculo en tiempo real y almacén del reloj de muestreo. Las mayores diferencias radican en que los circuitos de cálculo son muy sencillos, realizados con pocos elementos lógicos, mientras que la información requerida para generar el reloj de muestreo con alta resolución temporal se codifica de una forma muy eficiente, pudiendo llegar a ser de un único bit por foco. La combinación de ambas características proporciona un alto nivel de integración.

Partiendo de la Ec. (2) que expresa el tiempo de tránsito desde el origen de coordenadas al foco i en (R_i, θ) , R_i/c , y desde éste al elemento k (r_{ik}/c), se tiene que:

$$T_{ik} = \frac{1}{c} \left(R_i + \sqrt{R_i^2 + x_k^2 - 2R_i x_k \sin \theta} \right) \quad (5)$$

que expresa el instante de muestreo en el elemento k para adquirir la señal correspondiente a dicho foco, donde x_k es la posición del elemento k . La variación en el instante de llegada a este elemento de señales procedentes de dos focos consecutivos situados a distancias $R_i - \Delta R$ y R_i del origen de coordenadas, respectivamente, está dada por la diferencia:

$$\Delta T_{ik}(R_i, \theta) = T_k(R_i, \theta) - T_k(R_i - \Delta R, \theta) \quad (6)$$

que, con ΔR suficientemente pequeño, es:

$$\Delta T_{ik}(R_i, \theta) = \Delta R \left. \frac{\partial T_k(R, \theta)}{\partial R} \right|_{R=R_i} \quad (7)$$

Eligiendo para ΔR un valor:

$$\Delta R = \nu T_x / 2 \quad (8)$$

donde ν es un número entero que expresa el intervalo temporal entre dos focos consecutivos en periodos T_x de un reloj maestro y derivando (5) respecto a R_i se obtiene:

$$\Delta T_{ki}(R_i, \theta) = \left(1 + \frac{R_i - x_k \sin \theta}{\sqrt{R_i^2 + x_k^2 - 2R_i x_k \sin \theta}} \right) \frac{\nu T_x}{2} \quad (9)$$

Esta es una función monótona creciente entre $R=0$ y $R \rightarrow \infty$, independiente de la velocidad de propagación. En particular, simplificando la notación:

$$\lim_{R \rightarrow \infty} (\Delta T_k) = \nu T_x \quad (10)$$

La hipótesis es que:

$$(\nu - a)T_x \leq \Delta T_k \leq \nu T_x \quad (11)$$

donde:

$$a = 2^b - 1 \quad (12)$$

siendo b el número de bits disponibles para la codificación de los retardos.

La ecuación (11) siempre verifica la desigualdad de la derecha, de acuerdo con (10). Para que también verifique la de la izquierda:

$$\left(1 + \frac{R - x_k \sin \theta}{\sqrt{R^2 + x_k^2 - 2R x_k \sin \theta}} \right) \frac{\nu T_x}{2} \geq (\nu - a)T_x \quad (13)$$

Operando como se expone en [5] se deduce que esta desigualdad se cumple para:

$$R \geq R_0(x_k, \theta) = \left| \frac{\nu - 2a}{2\sqrt{a\nu - a^2}} x_k \cos \theta \right| + |x_k \sin \theta| \quad (14)$$

$$\nu \geq 2a$$

esto es, a partir de una distancia R_0 que es función de la posición x_k del elemento y del ángulo de deflexión θ .

Esto quiere decir que los *intervalos* entre los instantes de muestreo en focos consecutivos están comprendidos entre $\nu - a$ y ν periodos de reloj maestro, según expresa la ecuación (11). En particular, con $a=1$, los instantes de muestreo pueden expresarse con *un único bit*, que indica si el intervalo desde el muestreo anterior es de ν o de $\nu - 1$ periodos T_x del reloj maestro.

Debe observarse que no existe ninguna restricción en cuanto a la frecuencia del reloj maestro, cuyo periodo T_x determina la resolución temporal del sistema. Tampoco requiere ninguna relación especial con la frecuencia de muestreo, que puede elegirse convenientemente igual a la demandada por el criterio de Nyquist. El único requisito del método es que sólo es operativo a partir de la distancia mínima expresada por la ecuación (14). La Tabla I muestra los valores de las distancias mínimas expresados en aperturas D , con $D = 2 \cdot \max(x_k)$ para diferentes valores de ν . De estos valores se deduce que la técnica es válida para la mayoría de las aplicaciones, donde la distancia mínima de interés es del orden de una apertura. En cualquier caso, se han propuesto diversas variantes que superan esta limitación [14].

Distancia mínima en aperturas (R_0/D), $b=1$ bit		
ν	Sin deflexión	Con deflexión ($\pm 45^\circ$)
8	0'57	0'76
16	0'90	1'03
32	1'35	1'44
64	1'95	2'02

Tabla 1: Distancias mínimas para la aplicación de la técnica MSCD

Si la ecuación (14) se verifica para todos los elementos del array a todas las distancias y ángulos de la región a inspeccionar, el retardo inicial para adquirir la primera muestra, correspondiente al foco F_0 , en el canal k viene dado por:

$$T_0(x_k, \theta) = \frac{1}{c} \left(R_0 + \sqrt{R_0^2 + x_k^2 - 2R_0 x_k \sin \theta} \right) \quad (15)$$

donde $R_0 \equiv R_0(x_k, \theta)$ dado por la ecuación (14). Obviamente, la primera adquisición puede realizarse a una distancia $R_1 > R_0$, en cuyo caso el valor de $T_0(x_k, \theta)$ se calculará para este nuevo valor. También es posible reducir la distancia mínima de adquisición activando una función de apertura dinámica, de manera que cada elemento no interviene hasta que se reciban señales procedentes de una distancia superior a R_0 .

A partir de este instante, los intervalos de muestreo entre focos presentan un error acotado a medio periodo del reloj maestro, pudiendo codificarse para cada foco F_i de coordenadas (R_i, θ) en el canal k como:

$$Q_{ki} = \nu - \left\lfloor \frac{\Delta T_{ki}(R_i, \theta)}{T_x} \right\rfloor \quad (16)$$

donde $[\cdot]_{\uparrow\downarrow}$ representa la función de redondeo al entero más próximo y $\Delta T_{ki}(R_i, \theta)$ está dado por el valor de la ecuación (9). Sustituyendo en (16) las ecuaciones (11) y (12):

$$0 \leq Q_{ki} \leq 2^b - 1 \quad (17)$$

que indica que los *intervalos de muestreo* pueden codificarse con b bits, produciendo un error inferior a medio periodo de reloj maestro. El valor Q_{ki} determina el número de periodos de reloj maestro que debe adelantarse la adquisición de la señal correspondiente al foco i en el canal k .

El algoritmo para codificar los retardos se puede expresar como:

ALGORITMO:

PASO 1: Se calculan los tiempos de propagación T_{ki} de la señal correspondiente a cada foco F_i , $i=0, 1, 2, \dots$, para cada elemento k del array. El valor de T_{ki} se obtiene en cada caso al considerar la geometría del sistema y la velocidad de propagación, y puede calcularse con toda precisión.

PASO 2: Para cada elemento k , se calculan los intervalos U_{ki} entre instantes de llegada de la señal correspondiente a dos focos consecutivos, expresados en periodos del reloj maestro, como:

$$U_{ki} = \left[\frac{T_{ki} - T_{k,i-1}}{T_x} \right]_{\uparrow\downarrow} \quad i \geq 1 \quad (18)$$

PASO 3: El valor ν o intervalo nominal en periodos de reloj maestro entre focos se elige de los resultados de la ecuación anterior como:

$$\nu = \max(U_{ki}) \quad \forall k, i \quad (19)$$

con el fin de reducir el consumo de memoria de focalización.

PASO 4: Si el número de bits disponibles para codificar las correcciones focales es b , determinar para cada canal k el índice $i=h_k$ a partir del cual:

$$\nu - U_{ki} \leq 2^b - 1 \quad i \geq h_k \quad (20)$$

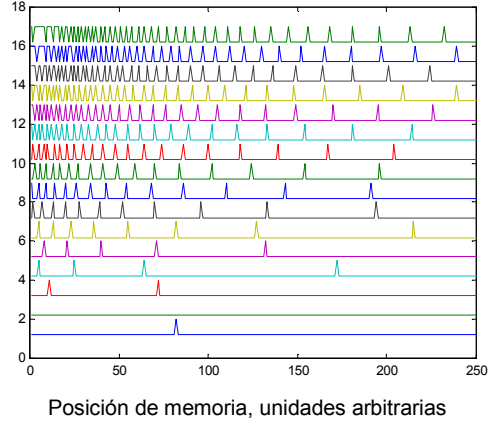


Figura 2: Representación gráfica del contenido de la memoria de códigos de focalización para los primeros 16 elementos de un array de 32 elementos para realizar focalización dinámica en el eje.

PASO 5: Los códigos de focalización para cada elemento k correspondientes al foco $i \geq h_k$ se calculan como:

$$Q_{ki} = \nu - U_{ki} \quad i \geq h_k \quad (21)$$

que expresan el número de ciclos de reloj maestro que debe adelantarse la adquisición de la señal correspondiente al foco i en el canal k .

La Figura 2 representa gráficamente (valores 0 y 1) los códigos Q_i para focalizar dinámicamente en el eje de un array de 32 elementos (por ser simétrico, sólo se representan los códigos de los 16 primeros canales).

Se observa que las correcciones focales (códigos $Q=1$) son más frecuentes para las regiones más próximas al array (primeras posiciones de memoria) y para los canales más alejados de la dirección de focalización ($\theta=0$ en este caso). Por otra parte, para regiones más alejadas, las correcciones focales son menos frecuentes y, en el límite, pueden omitirse sin gran incidencia en la imagen.

5 REALIZACIÓN FÍSICA

Una particularidad de la técnica propuesta es que los conversores A/D no operan a frecuencia constante, como se hace en muchos sistemas convencionales. En realidad, el método se basa en variar ligeramente la fase del reloj en determinados momentos, manteniendo su frecuencia en el entorno de la de muestreo nominal, que puede ser la mínima requerida por el criterio de Nyquist.

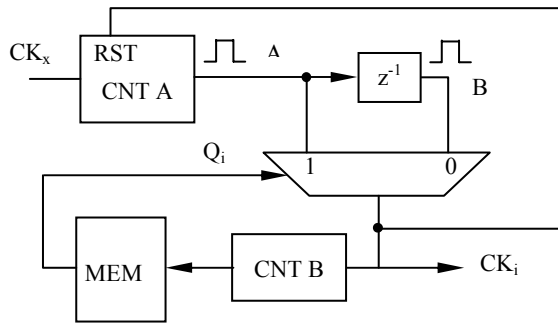


Figura 3: Diagrama de bloques del generador del reloj de muestreo para Q codificado con un bit.

La Figura 3 muestra el diagrama básico de un generador de reloj de muestreo para el caso en que los códigos Q_i se expresan con 1 bit y se adquiere una muestra por foco (se focalizan todas las muestras adquiridas). En el contador $CNT A$ se programa el valor $\nu-1$ que determina el número de periodos del reloj maestro, CK_x , que deben transcurrir entre la adquisición de dos muestras consecutivas. El valor de Q_i lo proporciona la memoria MEM donde se ha almacenado la secuencia de bits correspondientes a la codificación delta, obtenidos mediante la aplicación del algoritmo expuesto en el apartado anterior. El contador $CNT B$ se incrementa en una unidad cada vez que se produce un reloj de muestreo actualizando la dirección de memoria para obtener el código de focalización de la muestra siguiente.

El multiplexor elige, como señal de reloj, la salida del contador o una versión retrasada 1 ciclo en función del valor de Q_i . Así, el periodo del reloj de muestreo, CK_i , será:

$$\begin{aligned} \nu-1 & \text{ si } Q_i=1 \\ \nu & \text{ si } Q_i=0 \end{aligned}$$

El valor de ν determina la frecuencia nominal de muestreo expresada en periodos de reloj maestro. Por ejemplo, si el reloj maestro es de 160MHz (periodo 6'25 ns) y $\nu=8$, la frecuencia de muestreo *base* es de 20MHz. Esto quiere decir que el intervalo *nominal* entre ciclos de reloj es de 50 ns., *excepto* cuando se produce una corrección con $Q=1$, en cuyo caso el periodo *instantáneo* se reduce a $50-6'25=43'75$ ns.

6 VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Para verificar experimentalmente la técnica propuesta, se han utilizado señales de *phantoms* estándar proporcionados públicamente a la comunidad científica por el *Biomedical Ultrasonics Laboratory* de la Universidad de Michigan [9]. En particular, se pretende comparar el rango dinámico de la imagen obtenida por muestreo directo a una frecuencia compatible con el criterio de Nyquist con el que resulta al aplicar la técnica MSCD con una frecuencia de muestreo equivalente, pero con la resolución temporal aportada por este método.

Las señales seleccionadas corresponden a un *phantom* de quistes (zonas anecoicas), que revelan mejor el rango dinámico o contraste de la imagen resultante, obtenidas con un array *Acuson* de 128 elementos, de frecuencia central 3.5 MHz, distancia entre elementos de 0.22 mm ($\lambda/2$) y adquiridas con una frecuencia de muestreo de 13.89 MHz. Cada

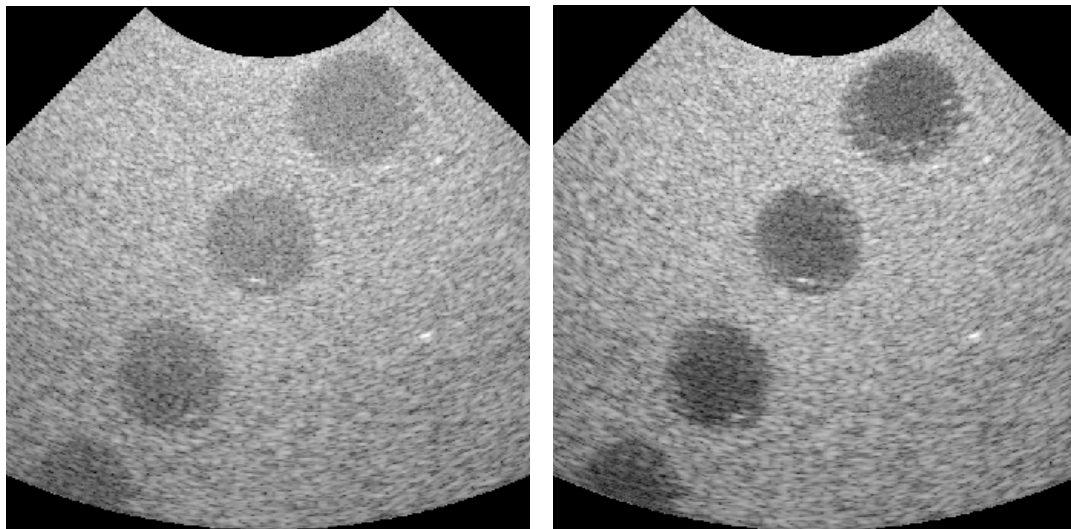


Figura 4 Izda: Imagen reconstruida a partir de los datos originales. Dcha: Imagen obtenida al aplicar el método MSCD. En ambos casos la frecuencia de muestreo y la cantidad de información adquirida y visualizada es equivalente. Rango dinámico: 60dB.

traza tiene 2048 muestras, que corresponden a un rango de unos 130 mm en medios biológicos.

En la Figura 4 se representa a la izquierda la imagen reconstruida utilizando los datos originales y a la derecha la formada utilizando el método MSCD. Ambas utilizan la misma cantidad de información, es decir, la equivalente a muestrear las ondas a unas cuatro veces la frecuencia central del transductor, pero la resolución de los retardos de focalización es diferente. Mientras que en las señales originales esta resolución coincide con la de muestreo, lo que sería habitual para un sistema de muestreo uniforme, en el caso del método MSCD se utiliza una resolución de los retardos equivalente a la de haber muestreado las ondas a unas 32 veces la frecuencia del transductor. Para simular el funcionamiento del método propuesto las señales originales han sido interpoladas por un factor de 8, lo que permite obtener la resolución de los retardos indicada.

La principal diferencia entre ambas imágenes se da en el contraste. Una expresión utilizada para el cálculo del mismo es [6]:

$$C = -20 \log_{10} \left(1 - \frac{\mu_f - \mu_q}{\mu_f} \right) \quad (22)$$

donde μ_f y μ_q son los valores medios de las amplitudes del fondo y de la región de interés de la imagen, respectivamente. Según esta expresión el contraste de la imagen obtenida con las señales originales es de 6,4dB mientras que en la obtenida con el método MSCD es de 14dB.

7 CONCLUSIONES

Los ecógrafos para aplicación en medicina son sistemas sofisticados, que requieren unas elevadas prestaciones de un hardware complejo. No obstante, se han alcanzado unos niveles de calidad de imagen excelentes gracias a las nuevas técnicas que se han ido desarrollando a lo largo de los últimos años para mejorar, entre otros parámetros, el rango dinámico, el contraste y la relación señal/ruido de la imagen, directamente relacionados con la resolución temporal con la que se realiza la composición coherente de las señales recibidas por la diversidad de elementos que componen el array.

Con frecuencia, estas mejoras han requerido un considerable aumento de los recursos hardware utilizados. En este trabajo se expone una nueva técnica, denominada de Muestreo Selectivo con Codificación Delta (MSCD), que facilita la obtención

de una resolución temporal arbitraria sin que ello suponga un coste elevado en recursos hardware.

En particular, se han presentado los fundamentos matemáticos de la técnica MSCD, así como sus límites de aplicabilidad, que se reducen a que opera con total precisión a partir de una distancia mínima. En general, este hecho no constituye una gran limitación, puesto que la mayoría de las aplicaciones sólo adquieren señal a partir de un rango equivalente a una o dos aperturas. En cualquier caso, la distancia mínima puede reducirse utilizando apertura dinámica.

La base de esta nueva técnica es calcular el instante de muestreo de las señales recibidas a partir de una información codificada de forma muy eficiente, que utiliza un único bit por cada foco y elemento en la imagen. El hardware requerido para el cálculo y almacén de esta información es muy limitado y significativamente menor que el utilizado por otras aproximaciones.

La nueva técnica se ha validado con señales estándar, mostrando su capacidad para mejorar el rango dinámico de las imágenes obtenidas sin incrementar la cantidad de información adquirida, operando a frecuencias de muestreo compatibles con el criterio de Nyquist y eliminando procesos de interpolación necesarios con otros métodos. En particular, el nuevo método ofrece la posibilidad de integrar múltiples canales de conformación de haces ultrasónicos en un único dispositivo VLSI.

Agradecimientos

Este trabajo ha contado con financiación parcial del proyecto CYCIT DPI 2002-01583 del Ministerio de Ciencia y Tecnología.

Referencias

- [1] A. Macowski, (1979) "Ultrasonic Imaging using Arrays", *Proc. IEEE*, 67, pp. 484-495.
- [2] A. V. Oppenheim, R. Schaffer, (1989) "Discrete-time signal processing", *Prentice Hall*.
- [3] Chris Basoglu, Yongmin Kim, Vikram Chalana, (1996), "A Real-Time Scan Conversion Algorithm on Commercially Available Microprocessors", *Ultrasonic Imaging*, 18 pp: 241-260.
- [4] C. Fritsch, M. Parrilla, O. Martínez, D. Jiménez, (2000), "A multirate scan conversion method", *Ultrasonics* 38 pp. 179-182

- [5] C. Fritsch et al (2004) "Composición coherente de señales por corrección focal progresiva", *Pat. 200400203*, España.
- [6] Daniel H. Turnbull, Paul K. Lum, Andrew T. Kerr, F. Stuart Foster, (1992) "Simulation of B-scan images from two-dimensional transducer arrays: Part I – Methods and quantitative contrast measurements.", *Ultrasonic Imaging*, 14 pp. 323-343.
- [7] D.K. Peterson, G. S. Kino, (1984) "Real-Time digital image reconstruction: A description of image hardware and an analysis of quantization errors", *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, 31, 4, pp. 337-351
- [8] G. S. Kino, (1987) "Acoustic waves: devices, imaging and analog signal processing." *Prentice Hall Inc.*
- [9] <http://bul.eecs.umich.edu/>
- [10] J. G. Petrofsky, S. H. Maslak, C. R. Cole, (1997) "Ultrasonic receive beamformer with phased sub-arrays", *U.S. Pat. 5676147*
- [11] Joo Han Kim, Tae Kyong Song, Song Bai Park, (1987) "Pipelined sampled-delay focusing in ultrasound imaging systems.", *Ultrasonic Imaging*, 9 pp. 75-91.
- [12] K.R.Erikson, F. J. Fry, J. P. Jones, (1974) "Ultrasound in Medicine- A Review", *IEEE Trans. on sonics and ultrasonics*, 21, 3, pp. 144-170.
- [13] Moo-Ho Bae, (1998) "Focusing delay calculation method for real-time digital focusing and apparatus adopting the same.", *U. S. Pat. 5836881*.
- [14] M. Parrilla (2004) "Conformación de haces ultrasónicos mediante muestreo selectivo con codificación delta", *Tesis Doctoral*, U. P. Madrid.
- [15] R. A. Beaudin, M. P. Anthony, (1996) "Delay generator for phased ultrasound beamformer", *U. S. Pat. 5522391*.
- [16] R. A. Mucci, (1984) "A comparison of efficient beamforming algorithms", *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 32, 3, pp. 548-558.