

DETECCIÓN DE ECOS EN ZONAS CIEGAS

REFERENCIA PACS: 43.35.Zc

Angel Veca
Instituto de Automática, Universidad Nacional de San Juan
Libertador 1109 Oeste
5400 - San Juan
Argentina
Tel: 54 2 644 213 303
Fax: 54 2 644 213 672
E-Mail: aveca@inaut.unsj.edu.ar

ABSTRACT

In this work a methodology is studied to extract echoes under conditions of blind area in applications of Non Destructive Evaluation with ultrasounds, fundamentally directed to determine the possibilities of detection of defect echoes that are masked by the interfaz echo. To approach a solution to this problem, we intends a method that linealiza the no-linealidad caused by the saturation imposed by the amplification system.

RESUMEN

En este trabajo se estudia una metodología para extraer ecos en condiciones de zona ciega en aplicaciones de Ensayos No Destructivos con ultrasonidos, fundamentalmente dirigidas a determinar las posibilidades de detección de ecos de defecto que quedan enmascarados por el eco de interfaz. Para abordar una solución a este problema, se propone un método que linealiza la no-linealidad causada por la saturación impuesta por el sistema de amplificación.

INTRODUCCION

En los sistemas de ultrasonido que operan con la técnica pulso-eco, se denomina *zona ciega*, a aquella parte de la traza (*A-scan*) en la que es imposible determinar la presencia de ecos por la superposición de una señal mucho mayor, que ocupa la misma banda de frecuencias y, además, se dan condiciones de no linealidad. Particularmente, la situación de zona ciega aparece en dos circunstancias:

- cuando se intentan detectar ecos en las proximidades del transductor, donde se mezcla la señal de excitación con las de eco producidas por reflectores próximos. La inspección por contacto es un caso típico.
- en inspecciones de materiales, cuando los ecos de gran amplitud producidos por las interfaces, interfieren con los producidos por defectos próximos a la interfaz. Este problema se pone de manifiesto en inspecciones por inmersión cuando el defecto del material se encuentra muy cerca de la superficie de inspección.

Independientemente del caso que se trate, la detección del eco requiere de factores de amplificación tales que se producen efectos de saturación debidos a la gran amplitud de la señal que lo interfiere. En estas condiciones, no son aplicables métodos convencionales de procesamiento de señal, por diversas razones:

- Las técnicas de filtrado lineal no pueden separar dos señales que ocupan la misma banda de frecuencias.
- Los efectos de saturación introducen no linealidades en la respuesta del sistema que imposibilitan la utilización de técnicas de separación lineal, como pueden ser los numerosos métodos de deconvolución que se han propuesto, técnicas de estimación basadas en modelos de señal, etc.
- En general, la señal que causa la interferencia puede ser conocida con cierto margen de tolerancia, esto es, el modelo *a priori* está sujeto a variaciones. Al tratarse de señales de gran amplitud, pequeñas variaciones respecto al modelo pueden causar desviaciones de mucha mayor magnitud que la propia señal de defecto.

Si no existiera saturación, podrían emplearse técnicas de deconvolución [1], pudiéndose separar dos ecos muy próximos entre sí, también en este caso las técnicas de filtrado adaptable [2] proporcionarían un método idóneo para soslayar esta problemática. Aún en casos de bajas SNR, estas metodologías son idóneas para la separación de los ecos, con reducido costo computacional. Sin embargo, cuando existe saturación, ambas técnicas resultan ineficaces.

Una alternativa basada en un modelo de referencia sería la opción más acertada. En efecto, si se tomara el eco de interfaz como referencia y al eco compuesto, ambos como entrada al modelo, pueden realizarse una serie de inferencias respecto del origen del eco del defecto. Sin embargo, es necesario definir que metodología se emplearía para la toma de decisión. En principio, existen, tres métodos, los basados en el dominio temporal, frecuencial y mixtos (combinaciones de ambos). Para los primeros, pueden intentarse como descriptores la posición de los cruces por cero, la diferencia entre la señal de referencia y la del eco compuesto, y la correlación. Para los métodos basados en el análisis frecuencial, una alternativa interesante sería realizar un filtrado pasabanda centrado en la frecuencia del primer armónico y posteriormente realizar un análisis de fase, de frecuencia instantánea o deconvolución frecuencial. También, a partir de la IFFT podría realizarse la deconvolución en el tiempo, filtrado adaptable, redes Neuronales, etc. Finalmente, empleando los métodos mixtos, por ejemplo las transformadas de Wavelets, o de Wigner-Wille, se podría encontrar relaciones tiempo frecuencia.

A continuación, en primer lugar, se modelará la señal de eco que se empleará durante el desarrollo del tema. Posteriormente, se propondrá emplear una técnica de linealización, a partir del concepto de la función descriptiva usada en la teoría del control no lineal. Finalmente, con señales de ecos reales se mostrarán los resultados experimentales, obtenidos con esta última técnica.

MODELADO DE LA ENVOLTENTE DEL ECO

En la actualidad, existen numerosos modelos para simular un eco. En general, la tendencia ha sido utilizar un modelo tipo gaussiano o polinómico [3]. En este trabajo se empleará el modelo gaussiano, representado por la siguiente ecuación:

$$e(t) = e_0 \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{S}\right] \text{sen}(2\pi f_0 t) u(t) \quad (1)$$

donde: e_0 y f_0 , representan el valor máximo de la señal, y la frecuencia central respectivamente. S es un parámetro que representa la dispersión en función del ancho de banda determinado en el punto de -6dB [3]. La mayor ventaja que posee este modelo es la facilidad de variación del

ancho de banda. Los parámetros: f_0 y el Δf están normalizados respecto de la frecuencia de muestreo. El tiempo t_0 , representa el instante de inicio del eco (interfaz o defecto).

MODELO TEMPORAL PROPUESTO

El objetivo del modelo consiste en tomar al eco de interfaz (**ei**) como referencia y al formado por la interferencia de este con el eco del defecto (**ed**), como eco recibido (**et**). Por ello, se debe en primer instancia, digitalizar el eco de interfaz y suponer que se mantendrá constante. Entonces el propósito consistirá en buscar un funcional que aporte algún descriptor que permita sustraer del **et** el **ed**

Como se ha visto, la dificultad principal para la detección del **ed**, radica en la no linealidad de la taza. En un trabajo anterior [4], se había justificado la modelización de la saturación impuesta por la ganancia del amplificador de entrada al sistema de registro, como una alinealidad del tipo saturación. La teoría del control automático estudia las alinealidades desde varios puntos de vista, uno de ellos es el denominado: "función descriptiva" [5]. La función descriptiva se basa en suponer que la entrada de un sistema a un elemento no lineal es sinusoidal y que la salida contiene sólo la componente armónica fundamental, armónicas de orden superior son suprimidas. En función de esto, se define a la función **N** descriptiva como:

$$N = \frac{Y_1}{X} \angle \mathbf{f}_1 \quad (2)$$

donde: **X** es la amplitud de la señal sinusoidal de entrada, **Y₁**, la amplitud de la componente armónica fundamental de la salida y **f₁** representa el desplazamiento de fase de **Y₁** respecto de **X**. Para calcular la **N** de un elemento no lineal, es necesario hallar la **Y₁**, esto se logra por medio de la serie de Fourier, obteniéndose:

$$N = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{X} \angle \tan^{-1} \left(\frac{A_2}{B_1} \right)$$

donde :

$$A_1 = \frac{1}{P_0} \int_0^{2p} y(t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$B_1 = \frac{1}{P_0} \int_0^{2p} y(t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

(3)

De la familia de alinealidades, existen dos que se aplicarán en este trabajo: alinealidad por zona muerta y alinealidad por saturación. En la Fig. 1 se muestran las respectivas características de entrada-salida. En la alinealidad por saturación, si la entrada es pequeña, la salida del sistema es proporcional a la entrada (existe linealidad) en caso contrario, la salida no sobrepasa el nivel máximo especificado por una cotas máxima permitida **s**. En el caso de alinealidad por zona muerta, se tiene que:

$$y(t) = 0 \cdot \text{para} \cdot 0 < t < t_1$$

$$y(t) = k(X \sin(\omega t) - \Delta), \text{para} \cdot t_1 < \frac{P}{\omega} - t_1 \quad (4)$$

$$y(t) = 0, \text{para} \cdot \frac{P}{\omega} - t_1 < t < \frac{P}{\omega}$$

Bajo este punto de vista, se puede demostrar [5, 6], que si se excita con una señal senoidal un sistema en paralelo formado por una alinealidad de tipo saturación con una del tipo zona muerta, a la salida del sistema se tiene la misma señal de entrada, salvo un factor de escala. En la Fig. 2 se ejemplifica lo dicho.

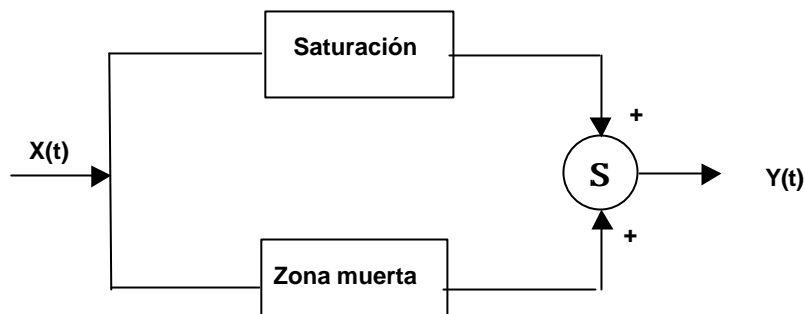


Figura .2 Linealización de la señal con alinealidad por saturación y zona muerta

Si la entrada al modelo es la traza de la inspección ($e_t = e_i + e_d$), el bloque no-linealidad por saturación representa al efecto de la ganancia del amplificador, a la salida del sistema se espera tener la misma señal de entrada salvo como se dijo, un factor de escala. Esto significa, que el propio sistema linealiza el efecto causado por el amplificador. La pendiente k de ambas no linealidades debe tener el mismo valor, en caso contrario, el propio modelo deforma la señal. Con lo anterior, se linealiza la no-linealidad causada por la ganancia del amplificador, quedando por resolver la extracción del e_d dentro del e_i . Para ello, y sólo con el fin de completar este trabajo, se incorporó al sistema de un filtro adaptable tipo LMS [7], con el siguiente criterio:

La salida del linealizador ($e_{t1} = e_i + e_d$) se introduce a la entrada de señal del filtro (señal con ruido a cancelar) y a la entrada de referencia, se ingresa el e_i sin saturar. En la Fig. 3 se muestra el resultado de una simulación con este modelo para un e_d posicionado a 175 muestras del máximo del e_i , y una SNR de 10dB. Al filtro se le incorporó un bloque de convergencia acelerada [2] para aumentar la velocidad de ajuste de los pesos en el arranque del filtro. Los parámetros del filtro fueron los siguientes:

Factor de convergencia, $\mu = 1.5 \cdot 10^{-3}$
 Factor de convergencia de arranque, $\mu_{max} = 1$
 Número de etapas del filtro, $l = 10$

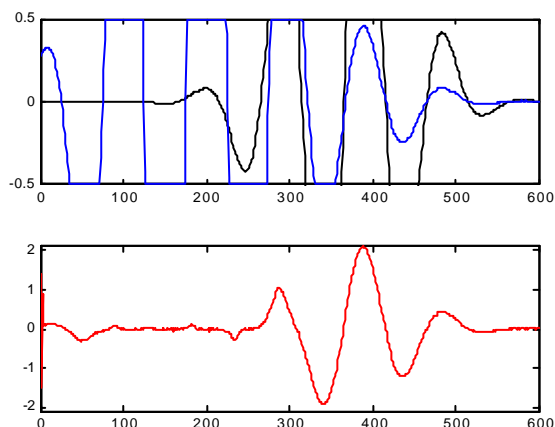


Figura 3. Resultado del filtrado adaptable posterior a la linealización. Registro superior e_t y e_d (fuera de escala), Registro inferior, salida del filtro

Como puede observarse, se reconstituye prácticamente la forma del ed, el mayor error está ubicado en el comienzo de este y se debe a las características del filtro empleado. En la Fig. 4 se grafica la diferencia entre el ed real y el obtenido a la salida del filtro. La gran amplitud al comienzo del registro, se debe al efecto de la elevada ganancia del filtro en el arranque (μ_{max}).

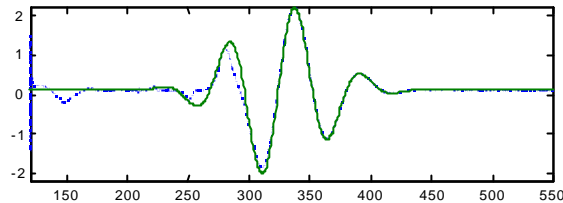


Figura 4. ed real (trazo lleno), ed a la salida del filtro (trazo cortado).

COMPROBACION EXPERIMENTAL

A continuación, se muestra el resultado de la aplicación de la técnica de linealización y filtrado adaptable a señales reales. Para ello se digitalizaron con un sistema para ensayos no destructivos Sendas [8], dos ecos: un eco de interfaz sobre un bloque de sólido de aluminio, con una amplificación de 16 dB y uno proveniente de una chapa de Aluminio de 3 mm. de espesor, con 30 dB de amplificación. Los parámetros del filtro adaptivo empleado en este caso fueron:

$$\mu = 1.5 \cdot 10^{-3}, \mu_{max} = 1, I = 30$$

A las señales digitalizadas, se les extrajo el valor medio y con el fin de poderlas visualizar en la misma escala, fueron normalizadas respecto de su valor máximo. El eco total ($e_t = e_i + e_d$) y el e_i se muestran en la parte superior de la Fig. 5, en la parte inferior, grafica el resultado del método.

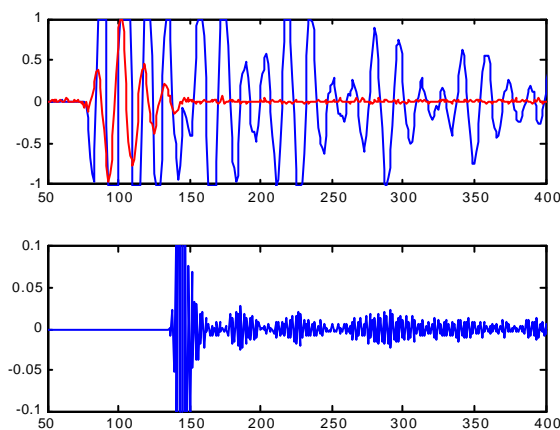


Figura 5. Experimento. Ganancia $e_t = 30$ dB. Registro superior e_i y e_t .
Registro inferior, e_d

Como se observa, independiente del factor de amplificación, el ed aparece claramente. Las diferencias de nitidez en la recuperación del ed, se deben a cuatro factores; el primero, el corrimiento del e_t respecto al e_i , previamente digitalizado. El segundo, la elevada ganancia del filtro adaptivo necesario para que sólo en la longitud de una traza converja. El tercero, la

simplicidad del filtro implementado. El cuarto, la supresión por parte del linealizador de las componentes espectrales superiores al primer armónico.

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó un método para tratar de recuperar el eco del defecto en condiciones de saturación.

Con respecto al modelo de linealización propuesto, tomando como punto de partida los modelos clásicos de saturación y zona muerta, parecen indicar que se trata de una estructura idónea para afrontar la problemática de la zona ciega.

El empleo de un filtro adaptable simple para recuperar el eco del defecto, presenta varios inconvenientes, fundamentalmente, cuando la entrada de referencia no es estable y no coincidente con la de la traza del eco completo (ei + ed).

Linealizando el efecto de saturación del amplificador, se puede modelar un filtro adaptable con mayor robustez o reemplazarlo por otras estructuras, como por ejemplo, un filtro de Kalman.

REFERENCIAS

[1]- J. Anaya, L. Ullate, C. Fritsch. "A Method for Real Time Deconvolution". IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement. Vol. 41, Nro. 3, june 1992.

[2]- A. Veca. "Detección de cuerpos extraños en envases cerrados de guisantes mediante filtrado adaptable". Primeras Jornadas Iberoamericanas de Ultrasonidos. Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas, (RITUL) capítulo: Procesado de Señales. España, 1999

[3]- L. C. Gilman. "First-order statistics of pulsed-sinusoid backscatter from random media: Basic elements of an exact treatment". IEEE Transaction on Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., Vol. 44, no. 4 pp. 798-804, jul. 1997

[4]- A. Veca, H. Secchi, C. Fritsch. "Sistemas de Ultrasonido en Régimen Impulsivo: Caracterización y Modelación de la Zona Ciega del Transductor Receptor". Séptima Reunión de Procesamiento de la Información y Control (VIII RPIC). Vol. 2., pp. 69-74. Mar del Plata, septiembre de 1999.

[5]- K. Ogata. "Ingeniería de Control Moderna". Prentice Hall, 1990.

[6]- A. Netushil. "Teoría del Mando Automático". Editorial. Mir 1990.

[7]- B. Widrow, S. Stearn. "Adaptive Signal Processing". Prentice Hall, 1990.

[8]- C. Fritsch, T. Sánchez, J. J. Anaya, A. Ibañez, L. G. Ullate, M. A. G. Izquierdo. "A Pipelined Architecture for High Speed Automated NDE". 1995 IEEE Ultrasonics Symposiums - 833