

## Identificación de los primeros arribos de ondas de Cross-Hole Sonic Logging mediante un estimador de máxima verosimilitud

Germán A. R. Molina y Víctor A. Rinaldi  
Universidad Nacional de Córdoba, CONICET  
Córdoba, CP 5000, Argentina  
0351- 4334404/4408 int. 109  
rmolina@efn.uncor.edu  
vrinaldi@efn.uncor.edu

### Resumen

El Cross-hole Sonic Logging es un sistema que utiliza la transmisión de pulsos de ultrasonido para determinar la integridad de pilotes. Frecuentemente los registros de las señales eléctricas que se obtienen de los transductores del pulso de ultrasonido del sistema, presentan una mala apariencia producto de la baja relación señal ruido SNR lo que hace ilegible a los tiempos entre arribos de las señales capturadas.

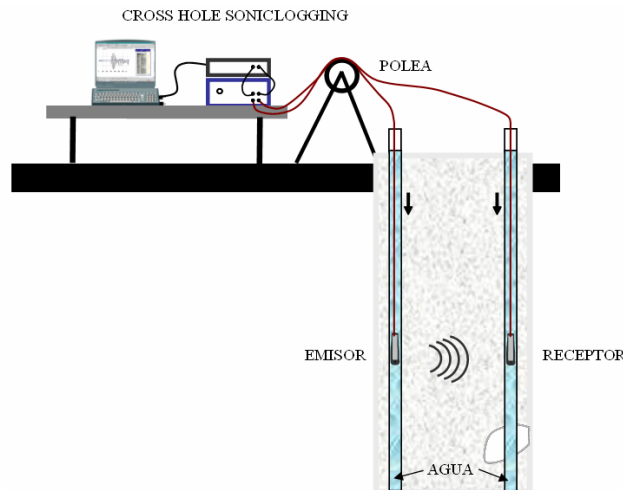
Existe un importante número de herramientas para el procesamiento de señales de este ensayo tales como el filtrado, la cross-correlación y la coherencia. En base a simulaciones, en este trabajo se recrean la naturaleza probabilística de las señales de Crosshole Sonic Logging y se presenta un estimador de Máxima-Verosimilitud como herramienta adicional para el procesamiento de este tipo de señales. A través de la función de Máxima-Verosimilitud, se obtuvo una mejor apariencia de la señal en lo que respecta a la relación señal ruido SNR lo que permite identificar los tiempos de arribos con mayor precisión. El trabajo también discute los alcances y limitaciones del procedimiento propuesto.

### 1. Introducción

Los ensayos no destructivos de integridad de pilotes se utilizan con el objeto suministrar información sobre la continuidad o consistencia del hormigón del fuste del pilote sin suministrar información directa sobre el comportamiento de los mismos respecto de su condición de carga o funcionamiento. En la actualidad existen dos métodos, con bajos niveles de esfuerzos y deformaciones, muy utilizados para determinar la integridad de pilotes. El primero de ellos y el más empleado es el ensayo sónico de integridad conocido también por sus siglas en inglés SIT, Sonic Integrity Testing o PET, Pulse Echo Testing. El ensayo de integridad SIT consiste en el empleo de un martillo de mano, cuyo golpe envía una onda de compresión a lo largo del fuste del pilote que se traduce en el arribo de reflexiones del pulso emitido en las discontinuidades del mismo o cambios en la impedancia mecánica <sup>(1, 2, 3)</sup>.

En la actualidad, el ensayo utilizado para determinar la integridad de pilotes de mayor notoriedad por sus prestaciones, es el método ultrasónico o Cross Hole Sonic Logging, CHSL. El método se basa en registrar el tiempo que tarda un pulso de ultrasonido de

compresión en propagarse entre dos conductos metálicos colocados en el fuste del pilote, desde un emisor a un receptor, los cuales se desplazan simultáneamente a lo largo de todo el pilote (ver el esquema de la Figura 1). Una versión más sofisticada de este método permite obtener imágenes tomográficas de distintas secciones del fuste del pilote <sup>(4, 5)</sup>. En el método de interpretación de los arribos de pulsos de ultrasonido, el tiempo medido es función de la distancia entre el emisor y el receptor y de las características del medio atravesado. Una variación de los tiempos de arribo de los pulsos registrados durante el ensayo, se traduce en variaciones de la velocidad de propagación del material lo cual es función de su densidad y módulo de elasticidad. Por lo tanto, en el caso de existir defectos en el camino de las ondas tales como inclusiones de suelo y grava, lodo de perforación o bentonita, oquedades, u otros que manifieste por lo general una disminución de la velocidad de propagación de la onda, se traducirá entonces en un aumento del tiempo de recorrido de la onda. De esta manera, acumulando distintas señales recibidas en la medida que aumenta la profundidad de exploración, se obtiene una gráfica del ensayo que visualiza la variación del tiempo a distintas profundidades. En la Figura 2 se observa una gráfica típica obtenida del ensayo.

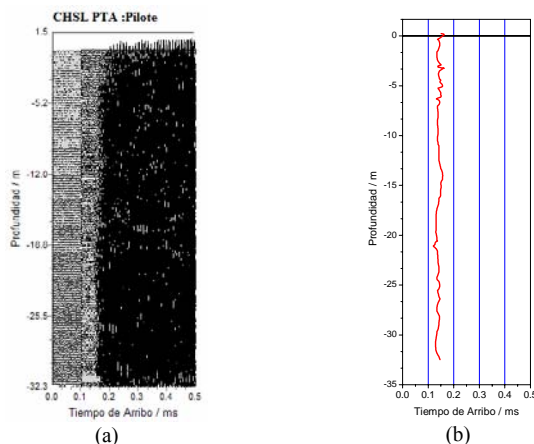


**Figura 1. Imagen ilustrativa de la técnica para determinar la integridad de pilotes, Cross Hole Sonic Logging.**

El principio utilizado para determinar la homogeneidad e integridad del hormigón, por el método de CHSL, no solo es aplicado a todo tipo de pilote sino también a todo tipo de estructuras tal como se describe en la norma ASTM D6760-02 <sup>(6)</sup> como por ejemplo muros colados, presas, etc. Un hormigón de buena calidad tiene una velocidad de propagación de onda de compresión entre 3600 a 4400 m/s <sup>(7)</sup>, mientras que un hormigón de baja calidad o que contiene las anomalías antes mencionadas tiene una considerable menor velocidad de propagación de onda de compresión.

Las señales que se visualizan en el osciloscopio del sistema CHSL (Figura 1), son las señales eléctricas analógicas provenientes del emisor y receptor. Estas señales tienen un “acondicionamiento” mediante algún tipo de procesamiento analógico, tales como amplificadores, filtros, etc. Posteriormente estas señales se convierten a una serie digital por medio de un conversor analógico a digital ADC apropiado, permitiendo ser adquiridas a través de una etapa de procesamiento digital de señal DSP o un computador personal PC para su adecuado procesamiento. El emisor y receptor son por lo general

transductores del tipo piezoeléctricos con frecuencia de funcionamiento de entre 30 y 80 kHz., los cuales transducen una excitación eléctrica en una onda de ultrasonido de compresión y viceversa (8, 9, 10).



**Figura 2** Imágenes típicas obtenida del ensayo de Cross Hole Sonic Logging. a) Imagen del perfil de tiempos, producto de acumular distintas señales en función de la profundidad. b) Imagen del perfil de primeros arribos de las señales.

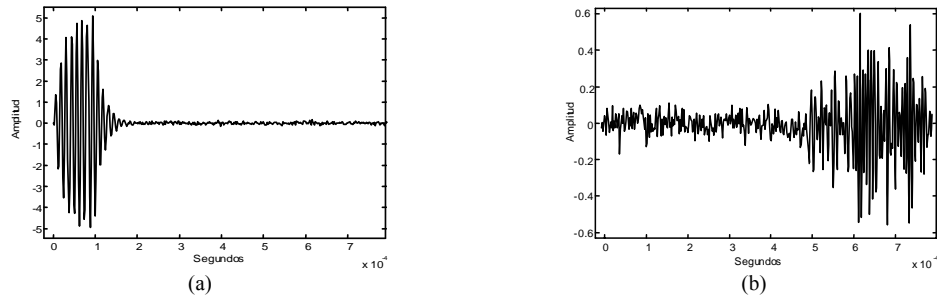
De los registros correspondientes al transductor receptor, es necesario visualizar los tiempos de arribos, muchas veces ilegibles, ya que las señales que se obtienen presentan una baja relación señal-ruido SNR (ver Figura 3). Dicho fenómeno está relacionado con la atenuación y dispersión que sufre una onda de ultrasonido al atravesar el medio de propagación (1, 11). Este es uno de los hechos que permiten entender a estos tipos de señales como realizaciones de procesos aleatorios. De esta manera existirá un proceso aleatorio representado como  $\{X\}$  relacionado a las señales eléctricas provenientes del transmisor, y un proceso aleatorio  $\{Y\}$  relacionado a las señales eléctricas provenientes del receptor. Las realizaciones de ambos procesos serán la entrada y salida respectivamente de un sistema dado por la respuesta o función de transferencia del medio de propagación, y por las respuestas eléctricas-mecánicas del emisor y receptor del pulso ultrasónico. Las realizaciones del proceso  $\{Y\}$  estarán distorsionadas por las realizaciones de la señal ruido del proceso  $\{N\}$ , por lo general ruido blanco, dando como resultado las realizaciones del proceso aleatorio  $\{Z\}$ . En el diagrama de la Figura 4 se resume la situación expuesta.

Bajo estas consideraciones, en este trabajo se realiza una caracterización de los tipos de señales de CHSL como realizaciones de procesos aleatorios, se introduce en el concepto de estimación de parámetros para definir así el estimador de máxima verosimilitud a utilizar y finalmente en base a los resultados obtenidos de la simulación de señales de CHSL, se evalúa el estimador y la técnica de procesamiento aquí utilizada para identificar los primeros arribos de estas señales.

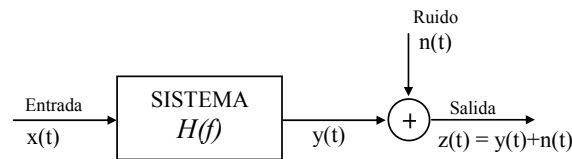
## 2. Ergodicidad y Estimación

A menudo cuando se trata de procesos estacionarios, la función media y la autocorrelación del proceso aleatorio, pueden ser reemplazadas con éxito por el valor medio y la función de autocorrelación de una sola señal o función muestral. A tales procesos se los llama *ergódicos* (12, 13, 14). Pero la concepción de ergodicidad en este caso

es limitada, ya que las señales que se registran son de duración y potencia finita, y de comportamiento no estacionario; por lo que las representaciones de los parámetros estadísticos a partir de los promedios temporales variarán entre las realizaciones o señales que se dispongan. Por otro lado, no se tiene plena certeza de que la respuesta del sistema esquematizado en la Figura 4 tenga características de linealidad e invarianza en el tiempo. Ante estas situaciones, utilizando una o pocas realizaciones de los procesos aleatorios, solo se estará logrando la estimación de los parámetros estadísticos de dichos procesos.



**Figura 3: a) Típica forma de onda eléctrica que se obtiene de un transductor emisor, b) Típica forma de onda eléctrica que se obtiene de un transductor receptor.**



**Figura 4: Esquema del sistema de análisis, donde la entrada del sistema corresponde a las realizaciones del proceso  $\{X\}$ , la salida del mismo corresponde a las realizaciones del proceso  $\{Z\}$  y  $H(f)$  la función de transferencia del sistema.**

Recordando que la estimación de un parámetro  $\theta$  a partir de una realización  $x(t, \xi)$ , de un proceso aleatorio  $\{X\}$ , es equivalente entonces a plantear cual es la probabilidad de que el valor correcto coincida con un valor dado de  $\theta$ . El parámetro a estimar es una variable aleatoria que estará relacionada con los datos observados, caracterizada entonces por su función de densidad de probabilidad (PDF) condicional  $f(\theta / x(t, \xi))$  <sup>(14)</sup>. Por lo tanto, el parámetro óptimo será aquel que maximiza la probabilidad condicional:

$$\theta_{MAP} = \arg \max_{\theta_0} [f(\theta / x(t, \xi)) d\theta] = \arg \max_{\theta_0} [\Pr(\theta < \Theta < \theta + d\theta / x(t, \xi))] \quad (1)$$

expresión que se denomina como máximo a posteriori o MAP. Este es un criterio óptimo para la estimación del parámetro  $\theta$ , pero acarrea la dificultad de necesitar de una función PDF condicional que muchas veces no se conoce o es difícil determinar. Utilizando el teorema de Bayes para representar dicha probabilidad, se obtiene la expresión:

$$f(\theta / x(t, \xi)) = \frac{f(x(t, \xi) / \theta) \cdot f(\theta)}{f(x(t, \xi))} \propto f(x(t, \xi) / \theta) \cdot f(\theta) \quad (2)$$

en donde el denominador de esta expresión no participa del proceso de maximización de la probabilidad por lo que puede descartarse. El criterio MAP queda resuelto entonces, a través de maximizar el producto de las PDF del segundo miembro de la expresión (2). De esta expresión, la PDF condicional  $f(x(t,\xi)/\theta)$ , se la conoce como verosimilitud (likelihood) y la PDF del parámetro  $\theta$ , como una información “a priori” del parámetro respecto del conocimiento de su PDF. Cuando la PDF del parámetro  $\theta$  es uniforme o se tiene el máximo desconocimiento o la mínima información de su distribución, el criterio MAP se logra maximizando la verosimilitud o ML (Maximum Likelihood), tal como se indica en la siguiente expresión:

$$\theta_{ML} = \arg \max_{\theta_0} [f(x(t,\xi)/\theta)] \quad (3)$$

Este criterio es más utilizado que el criterio MAP, ya que es menos compleja la determinación de su PDF, sin embargo a diferencia del MAP este criterio es subóptimo debido a la poca fiabilidad que se tiene del conocimiento de la PDF del parámetro  $\theta$  <sup>(12, 13, 14)</sup>. Otra manera de realizar la estimación consiste en estimar el parámetro que menos se desvía del valor correcto  $\theta_0$ , en términos del error medio cuadrático. El criterio se conoce como MSE (Mean Square Error) dado por la siguiente expresión:

$$\theta_{MSE} = \arg \min_{\theta_0} [E\{(\theta - \theta_0)^2 / x(t,\xi)\}] = \arg \min_{\theta_0} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} (\theta - \theta_0)^2 f(\theta / x(t,\xi)) d\theta \right] \quad (4)$$

Se puede demostrar que el criterio MSE es la función media condicional del parámetro  $\theta$  condicionada a los datos, ya que esta función, es la que anula la derivada del error medio cuadrático respecto del parámetro correcto <sup>(13)</sup>.

Por lo tanto, cuando el valor de la media de la PDF condicional del parámetro  $\theta$  condicionada a los datos  $x(t,\xi)$ , coincide con el valor máximo de su distribución, el criterio MSE coincidirá con el criterio MAP y con el ML, siendo en ese caso un criterio óptimo. La manera de evaluar la calidad de los estimadores, ya sea utilizando los criterios MAP, ML, MSE o la de cualquier otro, es a partir de la propiedad de *ausencia de sesgo, eficiencia, consistencia y suficiencia* <sup>(12, 13, 14)</sup>.

### 3. El Estimador de Máxima Verosimilitud

En algunos casos es necesario conocer la respuesta o el comportamiento de un sistema, ya que de esta manera es posible estimar la salida del mismo ante una cierta excitación o entrada. Mediante el filtro Wiener, es posible obtener una versión lineal de la respuesta del sistema a través de un estimador que maximiza la verosimilitud <sup>(13, 14)</sup>.

Si bien hasta ahora se trataron a las realizaciones de los procesos como continuos, el procesamiento o tratamiento de estos datos se realiza con sus versiones temporales discretas de duración y energía finita. Por lo que los procesos aleatorios serían a tiempo discreto al igual que la determinación de sus parámetros estadísticos. De esta manera los datos digitales, están constituidos por una secuencia de  $N$  valores muestreados cada  $t$  segundos. Se denomina entonces como  $x[n]$  a la señal discreta de  $N$  elementos, la cual se corresponde con las muestras de la señal continua  $x(n.T)$ , donde los valores de “n” están asociados a los datos discretos en cada tiempo  $tn = n.T/f_s$  con  $f_s$  como la

frecuencia de muestreo o frecuencia de Nyquist. La señal  $x[n]$  es la realización discreta del proceso aleatorio discreto  $\{X\}$ . La serie de datos de valores discretos, puede considerarse como un vector de  $N$  componentes, cuya expresión vectorial se define como:

$$\underline{x}^T = [x(0), x(1), \dots, x(n), \dots, x(N-2), x(N-1)] \quad (5)$$

De la misma manera, se define a  $h[n]$  como la respuesta impulsional de un filtro FIR, de  $Q$  coeficientes de longitud, cuyas características den lugar a la señal discreta  $\hat{y}[n]$ , aquí nuestro estimador, lo más parecida posible a una señal discreta de referencia denominada  $z[n]$  de  $N$  muestras de longitud. Tanto  $\hat{y}[n]$  como  $z[n]$ , son las realizaciones de los procesos aleatorios  $\{\hat{Y}\}$  y  $\{Z\}$  respectivamente. Se busca entonces que el parecido entre las señales maximice la verosimilitud ML o minimice el error medio cuadrático MSE, esto es:

$$\begin{aligned} \xi &= E\left\{|\varepsilon[n]|^2\right\} = \sum_{n=0}^N |\varepsilon[n]|^2 \cdot f(\varepsilon) = E\left\{|z[n] - \hat{y}[n]|^2\right\} = \\ &= E\left\{|z[n]|^2\right\} + \underline{h}^H \cdot \underline{R} \cdot \underline{h} - \underline{h}^H \cdot \underline{P} - \underline{P}^H \cdot \underline{h} \end{aligned} \quad (6)$$

en donde  $E\{\}$  es el valor esperado de la norma al cuadrado del error,  $f(\varepsilon)$  es la función de probabilidad del error, el superíndice  $H$  indica que los vectores son transpuestos conjugados. La matriz  $\underline{R} = E\{\underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H\}$  es la matriz de correlación de la señal de entrada  $x[n]$  con los  $Q$  primeros valores de la función de autocorrelación, matriz del tipo Toeplitz de  $Q \times Q$  elementos. Finalmente  $\underline{P} = E\{\underline{X}_n \cdot z^*[n]\}$  es el vector de  $Q$  elementos, cuyas entradas corresponden a los valores de la correlación cruzada entre el proceso de entrada  $\{X\}$  y el proceso de referencia  $\{Z\}$  hasta el orden  $Q$ . En la Figura 5 se resume la situación buscada.

Se prueba, que al derivar la expresión del error respecto del vector  $\underline{h}^H$  e igualando a cero, se obtiene el vector óptimo para la respuesta impulsiva del sistema lineal y causal que maximiza la verosimilitud, denominado filtro Wiener y cuya expresión esta dada por (7). En ese caso, la señal de salida  $\hat{y}[n]$  de este sistema estará dado por la ecuación (8).

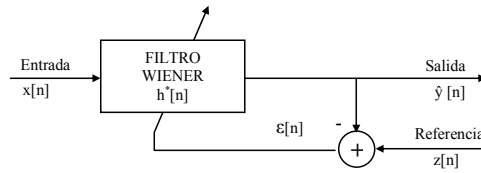
$$\underline{h}_{opt} = \underline{R}^{-1} \cdot \underline{P} \quad \text{filtro Wiener} \quad (7)$$

$$\hat{y}[n] = \underline{h}_{opt}^H \cdot \underline{X}_n = \underline{P}^H \underline{R}^{-1} \cdot \underline{X}_n \quad (8)$$

Por lo expuesto, si maximizar la verosimilitud es minimizar la norma del vector  $\varepsilon[n]$ , utilizando la definición de producto escalar, el error será ortogonal al plano de los datos de la señal de entrada, por lo que el principio de ortogonalidad será:

$$\underline{\varepsilon} \perp \underline{X}_n \Rightarrow E\{\varepsilon^*[n] \cdot x[n-q]\} = 0 \quad \text{con} \quad q = 0, \dots, Q-1 \quad (9)$$

por lo tanto, cuanto menos se parezca la señal de entrada del error o dicho de otra manera no correladas, los coeficientes de la respuesta impulsiva estarán más cerca del valor óptimo <sup>(14)</sup>.



**Figura 5: Esquema del filtro de Wiener, con indicación de datos, salida, referencia y el error. Adaptado de Lagunas, M. A., 2003.**

Analizando el comportamiento del filtro Wiener en el dominio de la frecuencia  $\omega$  y de las densidades espectrales de potencia de los procesos que participan, se prueba que el mínimo error es:

$$\begin{aligned} \xi_{\min} &= E\{|z[n]|^2\} - \underline{h}_{opt}^H \underline{P} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_z(\omega) - H^*(\omega) \cdot S_{xz}(\omega)] d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_z(\omega) [1 - |\gamma(\omega)|^2] d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_z(\omega) \left[1 - \frac{SNR(\omega)}{SNR(\omega) + 1}\right] d\omega \end{aligned} \quad (10)$$

donde  $S_z(\omega)$  es la densidad espectral de potencia del proceso de salida  $\{Z\}$ ,  $H^*(\omega)$  es la respuesta en frecuencia conjugada del filtro Wiener,  $S_{xz}(\omega)$  es la densidad espectral de potencia cruzada entre los procesos aleatorios  $\{X\}$  y  $\{Z\}$ ,  $\gamma(\omega)$  es la coherencia y  $SNR(\omega)$  es la relación señal ruido. Se observa en esta expresión, la dependencia del mínimo error MSE con la coherencia  $\gamma(\omega)$  e implícitamente con la relación  $SNR(\omega)$ , entre los datos de la señal de entrada y de la señal de referencia. De esta manera, la coherencia espectral permite anticipar cuan efectivo será el filtro Wiener, mostrando en que frecuencias se maximiza la verosimilitud ML. Cabe aclarar, que por tratarse de un sistema discreto se debería escribir  $H(z)|_{exp(j\omega T)}$ , con  $H(z)$  como la transformada Z de los coeficientes del filtro y con  $T$  como el periodo de muestreo.

#### 4. Metodología de Procesamiento Empleado

Por cada vez que se transmite y recibe el pulso de ultrasonido durante el ensayo de Cross Hole Sonic Logging, se esta ante la situación presentada en la Figura 4. Siendo los procesos aleatorios que participan en dicha situación, distintos, en cada una de las profundidades o para cada nuevo posicionamiento del emisor y receptor. En cada situación o profundidad solo se contará con dos señales o realizaciones correspondientes al proceso aleatorio  $\{X\}$  y al proceso aleatorio  $\{Z\}$  respectivamente. De esta manera, si  $x[n]$  es la señal del sensor transmisor y  $z[n]$  la señal del sensor receptor, utilizando la expresión (8) se obtendrá el vector  $\hat{y}[n]$  correspondiente a la señal estimada. Para poder resolver la expresión (8), el valor de la matriz de autocorrelación  $\underline{R} = E\{\underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H\}$  se calcula a través del estimador sesgado normalizado de la expresión (11), mientras que el vector  $\underline{P} = E\{\underline{X}_n \cdot z^*[n]\}$  se calcula a través estimador de la expresión (12) <sup>(14)</sup>.

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \cdot \text{Toeplitz}(\underline{X}_n \cdot \underline{X}_n^H) \quad (11)$$

$$\hat{R}_X(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x^*[n] \cdot x[n+m] \quad m = 0, \dots, N-1$$

$$R_{ZX}(q) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-q-1} z[n+q] \cdot x^*[n] \quad (12)$$

$$P = [r_{ZX}(0), r_{ZX}(1), \dots, r_{ZX}(Q)]$$

En donde el vector P de (12) es de Q elementos y cuyas entradas corresponden a los valores de la correlación cruzada  $R_{ZX}$  entre el proceso de entrada  $\{X\}$  y el proceso de referencia  $\{Z\}$  hasta el orden Q.

Se evalúa el error entre la señal  $z[n]$  y la señal estimada  $\hat{y}[n]$ , esto es:

$$\xi = E\{\varepsilon[n]^2\} = E\{z[n] - \hat{y}[n]\}^2 > \xi_{\min} \quad (13)$$

siendo este error mayor al mínimo error  $\xi_{\min}$  de la expresión (16), ya que el filtro Wiener no contempla los desplazamientos en el tiempo. Produciendo entonces sobre la señal  $\hat{y}[n]$  un retardo  $n_x$ , se obtendrá una señal  $\hat{y}[n-n_x]$  cuyo error  $\xi$  respecto de la señal  $z[n]$ , tenderá al error mínimo  $\xi_{\min}$  en la medida que el retardo  $n_x$  coincida con el retardo implícito que posee la señal  $z[n]$  respecto de la señal  $x[n]$ . El retardo al que se hace referencia entre las señales  $z[n]$  y  $x[n]$ , es el tiempo de propagación del pulso de ultrasonido entre el emisor y receptor, evaluado entre los primeros arribos de estas señales. De esta manera es posible automatizar la obtención del perfil de primeros arribos del sistema CHSL (ver Figura 2), de manera eficiente respecto de la técnica de Detección Automática del Primer Tiempo de Arribo DAPTA<sup>(15)</sup>. Esta última es fuertemente imprecisa a bajas relaciones SNR.

## 5. Modelo de Aplicación y Evaluación

Simulaciones a través del programa computacional MATLAB ver. 7.0, de la situación que se plantea en la Figura 4, en la que una señal ingresa en el sistema y al cabo de un cierto tiempo se obtiene otra señal atenuada y con una cierta relación SNR, permitieron evaluar las prestaciones del filtro Wiener. Como primer paso, se simularon dos tipos de señales de excitación para el transmisor; una señal sinusoidal de 80 kHz, modulada por un pulso de 85  $\mu$ s. de duración y con 7 ms. de longitud de registro. La segunda señal utilizada fue del tipo chirp cuadrático de 80 kHz de frecuencia inicial, con el mismo tipo de modulación y longitud de registro que de la señal anterior. Se simuló un sistema conformado por la respuesta o función de transferencia del medio de propagación, la respuesta eléctrica-mecánica del emisor y por la respuesta mecánica-eléctrica del receptor. Si bien existen diferentes modelos matemáticos para los transductores de ultrasonido<sup>(8, 16, 17)</sup>, en este trabajo se supuso que el transductor se comporta mecánicamente como un sistema de segundo orden amortiguado. Este comportamiento se trasladó a su respuesta eléctrica, por lo que el acople se supuso del 100 %. Respecto del medio de propagación, se lo idealizó como un medio elástico homogéneo no dispersivo, de longitud finita y de área infinita<sup>(1, 11)</sup>. Estas características se manifiestan en la señal obtenida del receptor, como un retardo y una atenuación implícita del tipo



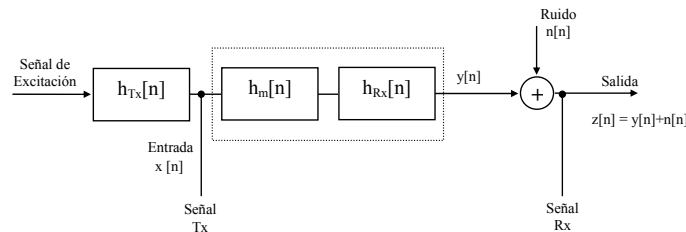
exponencial respecto de la señal que se obtienen del emisor. Las ecuaciones de los elementos del sistema simulado son las siguientes:

$$h_{Tx}[n] = \frac{e^{-\xi \cdot \omega_n \cdot t}}{(1-\xi^2)^{1/2}} \cdot \text{sen}(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \omega_n \cdot t)$$

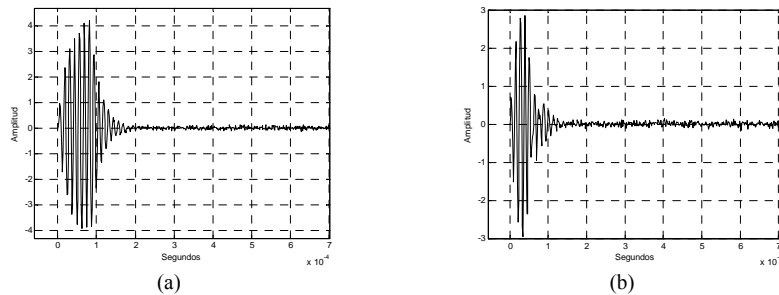
$$h_m[n] = A \cdot \delta[n-n_o]$$

$$h_{Rx}[n] = \frac{e^{-\xi \cdot \omega_n \cdot t \cdot d}}{(1-\xi^2)^{1/2}} \cdot \text{sen}(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \omega_n \cdot t \cdot d)$$
(14)

$\xi = 0,08$  es el amortiguamiento de la respuesta de los transductores,  $\omega_n = 2\pi 80$  kHz. es la frecuencia natural de la respuesta,  $A$  es la constante de atenuación al tiempo discreto de retardo  $n_o = 256$  muestras,  $d = 0.9$  significa que la frecuencia natural de la respuesta del sensor difiere en un 10 % a la frecuencia natural del sensor emisor. Esto último se realizo con el objeto de recrear una diferencia entre el emisor y receptor. En la Figura 6 se muestra el diagrama de las partes que conformaron al sistema en la simulación. Seguidamente, en la Figura 7 se muestran las formas de onda correspondiente al emisor Tx, producto de las dos tipos de señales de excitación.



**Figura 6: Diagrama de las partes que conformaron el sistema en la simulación. Donde  $h_{Tx}[n]$  es la respuesta impulsional eléctrica-mecánica del transductor emisor,  $h_m[n]$  es la respuesta impulsional del medio y  $h_{Rx}[n]$  es la respuesta impulsional mecánica-eléctrica del transductor receptor.**

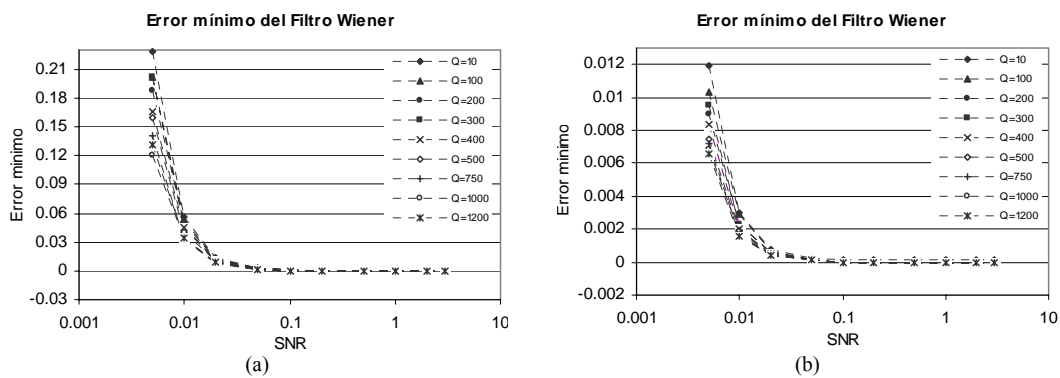


**Figura 7: Formas de onda obtenidas en la simulación. a) Señal del sensor transmisor, cuando la excitación fue con la señal sinusoidal modulada por pulso. b) Señal del sensor transmisor, cuando la excitación fue con la señal chirp cuadrático modulada por pulso.**

Conformado el sistema y las señales de entrada al mismo, se obtuvieron las distintas formas de onda de la señal de salida del sistema, para distintos valores de relación SNR y con un tiempo de desplazamiento  $n_o$  conocido.

Utilizando las expresiones (11), (12) y (13), se evaluó el comportamiento del filtro Wiener, usando como parámetro la cantidad de coeficientes  $Q$  y la relación SNR,

obteniendo los resultados que se muestran en las gráficas de la Figura 8. Conforme a la evaluación del filtro se obtuvieron distintas señales  $\hat{y}[n]$  a su salida, las cuales no presentaron retardo en el tiempo, cumpliéndose la desigualdad de (13). Al producir un retardo  $n_x$  para todas las señales  $\hat{y}[n]$ , conforme  $n_x$  tendió a  $n_o$ , el error  $\xi$  tendió al error mínimo  $\xi_{min}$ . En la Tabla 1 se muestra el error cometido a través del filtro Wiener, en determinar el tiempo de retardo  $n_o$ , en donde se observa claramente que el error cometido es el error que se comete con el estimador de la función de correlación cruzada  $R_{ZX}$  entre el proceso de salida  $\{Z\}$  y el proceso de entrada  $\{X\}$ . En la Figura 9 se muestran algunas señales obtenidas del procesamiento final  $\hat{y}[n-n_e]$  con un retardo  $n_e \cong n_o$ , superpuesta con las señales de salida  $z[n]$  para algunos valores de relación SNR y con coeficiente de filtro  $Q = 10$ , cuando la excitación es con una señal sinusoidal modulada por pulso.



**Figura 8: Error mínimo  $\xi_{min}$ , que comete el filtro Wiener en su estimación. a) Cuando la excitación es con la señal sinusoidal modulada por pulso. b) Cuando la excitación es con la señal chirp cuadrático modulada por pulso.**

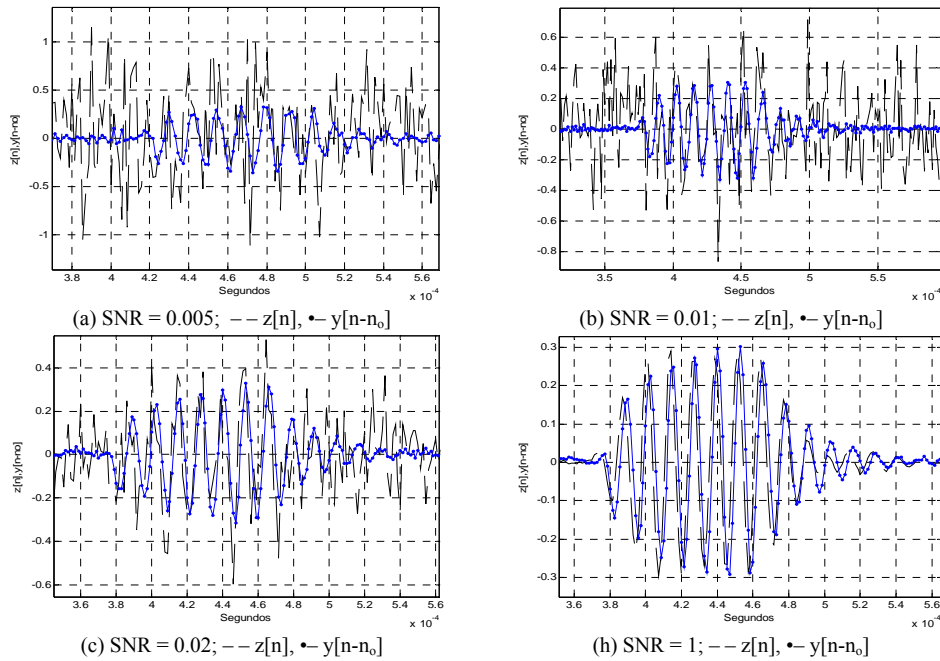
**Tabla 1: Error cometido en determinar el tiempo de retardo  $n_o$ . a) Cuando la excitación es con la señal sinusoidal modulada por pulso. b) Cuando la excitación es con la señal chirp cuadrático modulada por pulso.**

Cantidad de Coeficientes del Filtro Q	Relación señal ruido SNR	Error que comete el filtro Wiener (muestras)	Error que comete la Rzx (muestras)
10	0,005	57	57
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
100	0,005	41	41
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
200	0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
300	0,005	60	60
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
400	0,005	5	5
	0,01	13	13
500	0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
	0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
750	0,005	6	6
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
1000	0,005	39	39
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
1200	0,005	5	5
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4

(a)

Cantidad de Coeficientes del Filtro Q	Relación señal ruido SNR	Error que comete el filtro Wiener (muestras)	Error que comete la Rzx (muestras)
10	0,05; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
100	0,05; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
200	0,05; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
300	0,05; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
400	0,05; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
500	0,05; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
750	0,005	13	13
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
1000	0,005	13	13
	0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4
1200	0,05; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3	4	4

(b)



**Figura 9: Formas de ondas de las señales obtenidas  $\hat{y}[n-n_e]$  y las señales de salida  $z[n]$ , para cada relación SNR, con coeficiente de filtro  $Q = 10$ ; cuando la excitación es la señal sinusoidal modulada por pulso.**

## 6. Conclusiones

En este trabajo se presentó una metodología de procesamiento para las señales de Cross Hole Sonic Logging a través de un estimador que maximiza la verosimilitud, el cual permite contar con una respuesta lineal de un sistema conocido como filtro Wiener. Las características aleatorias de las señales eléctricas que se obtienen de los transductores de ultrasonido, hace posible la utilización del concepto de procesos aleatorios y de aquellas relaciones que existen entre procesos aleatorios distintos o de aquellas relaciones que existen entre procesos aleatorios cuyas realizaciones están vinculadas a través de un sistema lineal e invariante en el tiempo, cuando estos son estacionarios.

En este trabajo se manifestó a que tipo de procesos aleatorios pertenecen las señales eléctricas que se pueden obtener del sistema Cross Hole Sonic Logging, introduciéndose en el concepto de ergodicidad y estimación de parámetros.

En base a una simulación se presentó un modelo de sistema de análisis de la respuesta o función de transferencia del medio de propagación y de las respuestas eléctrica-mecánica de los transductores emisor y receptor, para el ensayo de Cross Hole Sonic Logging. De esta manera se evaluó el comportamiento del filtro Wiener con dos tipos de excitaciones al sistema y distintas relaciones SNR.

Para la realización del filtro Wiener se utilizó un estimador de la autocorrelación  $\underline{R} = E\{\underline{X}_n \underline{X}_n^H\}$  y un estimador del vector  $\underline{P} = E\{\underline{X}_n z^*[n]\}$ , los cuales intervienen directamente en el error que comete el filtro Wiener. Por ser estimadores sesgados normalizados, en la medida que aumentan las realizaciones o la información en frecuencia que estas brindan, las estimaciones tenderán a los valores correctos de estos parámetros y por ende el error que comete el filtro Wiener será menor.

## Referencias

1. Richard et al., 1970. *Vibration of Soils and Foundations*, Prentice-Hall, 414 pp.
2. Finno, R. et al., 1997. *Non-destructive Evaluation of a Deep Foundation Test Section at the Northwestern University National Geotechnical Experimentation Site*. A Report Submitted to the Federal Highway Administration Office, Northwestern University, Evanston, Illinois.
3. Rinaldi, V., 1998. *Ensayo de Integridad de Pilotes: Experiencia en Pilotes Preexcavados de Gran Diámetro*. Congreso Argentino de Mecánica de Suelos GT98, vol. 1, cap. V.4, pp 1-18.
4. Hollema, D. and Olson, L., 2003. *Crosshole Sonic Logging and Velocity Tomography Imaging of Drilled Shaft Foundations*. International Symposium Non-Destructive Testing in Civil Engineering 2003. Proceedings bb 85-cd, isbn 3-931381-49-8. Berlin, Germany.
5. Volkovoy, Y. and Stain, R., 2003. *Ultrasonic Cross Hole Testing of deep Foundations - 3d Imaging*. International Symposium Non-Destructive Testing in Civil Engineering 2003. Proceedings bb 85-cd, ISBN 3-931381-49-8. Berlin Germany.
6. ASTM International, 2006. *Standard Test Method for Integrity Testing of Concrete Deep Foundations by Ultrasonic crosshole testing*. Astm d6760-02.
7. Bin Ibrahim, et al., 2002. *Guidebook on Non-Destructive Testing of Concrete Structures*. Cap. 11. Ed. International Atomic Energy Agency, Vienna, Italia.
8. Sherrit, S. et al., 1997. *An Accurate Equivalent Circuit for the Unloaded Piezoelectric Vibrator in the Thickness Mode*. Journal of Physics d: applied physics. Vol. 30, pp 2354–2363.
9. Giurgiutiu, V. and Zagrai, A., 2000. *Characterization of Piezoelectric Wafer Active Sensors*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 11, pp 959-975.
10. Apc, 2002. *Piezoelectric Ceramics: Principles and Applications*. Apc Int. Ltd.
11. Santamarina, J. C., Klein, K. A. and Fam, M. A., 2001. *Soils and Waves: Particulate Materials Behavior, Characterization and Process Monitoring*. John Wiley & Sons, Ltd.
12. Hsu, H., 1997. *Theory and Problems of Probability, Random Variables, and Random Processes*. Mcgraw-Hill, New York.
13. Papoulis, A. and Pillai, S., 2002. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. 4 Edition, Mcgraw-Hill, New York.
14. Lagunas, M., 2003. *Procesado de Señal*. Publicación del Centro Tecnológico de Telecomunicaciones de Cataluña CTTC, Cataluña, Barcelona, España.
15. Rinaldi, C. A., Rinaldi, V. A., Molina, G. A. R., Viguera, R., 2006. *Ensayo para Pilotes Cross Hole Sonic Logging; Descripción y Automatización de la Detección del Tiempo de Arribo*. XVIII Congreso Argentino de Mecánica de Suelos e Ingeniería Geotécnica, CAMSIG 2006, San Juan, Argentina.
16. Gwirc, S. et al., 1998. *Sensores Ultrasónicos: Respuesta a Distintas Formas de Onda*. Memorias, 2da. Jornadas de desarrollo tecnológico 1998. Instituto Nacional de Tecnología Industrial INTI. Parque tecnológico Miguelete. Buenos Aires, Argentina.
17. Castillo, M. et al., 2003. *Klm Model for Lossy Piezoelectric Transducers*. Ultrasonics vol. 41 (2003), pp. 671–679. Elsevier B. V.