CALIBRACION DE DETECTORES ULTRASONICOS POR EL METODO DE RECIPROCIDAD

L. Gaete Garretón
L. Hernández Medina
R. Oyarzún Reyes
Lab. Ultrasonido Dept. Física, Fac. Ciencia USACH. Casilla 5659, Correo 2 SANTIAGO - CHILE.

Introducción

En un Laboratorio de Acústica, es fundamental disponer de métodos y técnicas de calibración de transductores. Para frecuencias ultrasónicas resulta conveniente que el método de calibración sea absoluto, esto se debe al hecho de que en el espectro de estas frecuencias no sólo es difícil disponer de fuentes patrón sino también obtener sondas calibradas. Esta dificultad se debe tanto al elevado precio de los detectores como a la escasa oferta de éstos.

Por otra parte, las técnicas basadas en métodos de comparación, algunas de reciente desarrollo (1), y que presentan ventajas desde el punto de vista de la facilidad de realización y menor tiempo empleado en las medidas, tienen como gran desventaja la de depender de una sonda patrón. Más aún, como es sabido, las propiedades de los detectores cambian con el tiempo, requiriéndose, por tanto, de un método absoluto que permita calibrarlos periódicamente.

Este trabajo está dedicado a la calibración absoluta de detectores ultrasónicos mediante el método de reciprocidad. Se ha optado por este método por presentar considerables ventajas respecto de otros, de entre éstas se puede citar, por ejemplo: una mayor exactitud, su validez en líquidos o gases, no tener limitaciones sobre el rango de frecuencias y, fundamentalmente, el requerir de medidas sólo de magnitudes eléctricas.

Dado el interés tecnológico del método de calibración por reciprocidad, se presenta una revisión de él a un nivel relativamente básico. Además de corregir ciertos errores menores encontrados en la literatura, se ilustra su aplicación calibrando una sonda ultrasónica diseñada y construida en los Laboratorios de Ultrasonido de la USACH.

Teorema de reciprocidad eléctrica

Debido a la estrecha analogía que se presenta entre el Principio de Recirpocidad Eléctrico y Electro-mecánico, se inicia la discusión del tema a tratar, recordando algunos de los conceptos más familiares del Teorema de Reciprocidad Eléctrica.

Consideremos un sistema pasivo y lineal, representado por una caja negra con dos pares de terminales (fig. 1).:

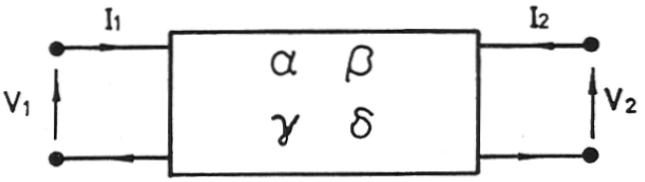


Fig. 1. Circuito eléctrico de dos puertas

En la figura 1, las mangitudes V_1 y V_2, I_1 e I_2, representan las amplitudes complejas de voltaje

y corriente, respectivamente; mientras que α, β, γ y δ son impedancias complejas. Es bien sabido que si la "caja negra" representa una red lineal y pasiva (formada solo por R, L y C) se verifican las siguientes relaciones lineales:

$$V_1 = \alpha I_1 + \beta I_2$$
$$V_2 = \gamma I_1 + \delta I_2 \qquad (1)$$

El sistema satisface el Teorema de Reciprocidad Eléctrica si las impedancias β y γ, llamadas "impedancias de transferencia", son iguales. Los sistemas eléctricos y mecánicos puros resultan ser recíprocos.

Reciprocidad en sistemas electro-mecánicos

Consideremos ahora un sistema electro-mecánico generalizando el análisis hecho para sistemas eléctricos puros. La generalización se consigue reemplazando explícitamente un par de los terminales de la fig. 1 por una conexión mecánica. Así, el sistema electro-mecánico puede ser representado por el circuito equivalente de la Fig. 2.

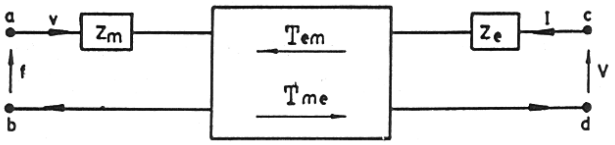


Fig. 2. Circuito electro-mecánico equivalente

En este caso se cumplen las siguientes relaciones lineales:

$$V = Z_e I + T_{em} v$$
$$f = T_{em} I + Z_m v \qquad (2)$$

donde:

- $V=$ Voltaje de excitación eléctrica, en volts.
- $I=$ intensidad de corriente en la rama eléctrica, en amperes.
- $Z_e=$ impedancia eléctrica del sistema con diafragma bloqueado, en ohms.
- $Z_m=$ impedancia mecánica del sistema a circuito abierto, en newton-seg-m^{-1}
- $f=$ fuerza de excitación mecánica, en newtons.
- $v=$ velocidad lineal de vibración del sistema, en m-seg^{-1}
- $T_{em}=$ coeficientes de acoplamiento electro-mecánico y mecano-eléctrico, en newton-ampere^{-1} y volts-seg-m^{-1}, respectivamente.

T_{em}

De las ecuaciones (2), se puede concluir que un sistema electro-mecánico satisfará el Teorema de Reciprocidad si los coeficientes de acoplamiento son iguales, es decir si: $T_{me}=T_{em}$.

Es posible demostrar que esta condición la satisfacen los transductores piezoeléctricos y de condensador. Siguiendo a McMillan [2], se puede encontrar que la potencia total de entrada para el circuito no disipativo representado por la Fig. 2, es igual a:

$$W = \frac{1}{2}\left[V I^* + V^* I + v f^* + v^* f \right]$$

como V, I, v u f son magnitudes complejas. Usando las relaciones (2), se obtiene:

$$W = \frac{1}{2}\Big[(Z_e + Z_e^*) I I^* + (Z_m + Z_m^*) v v^* + (T_{me} + T_{em}^*) I^* v + (T_{me}^* + T_{em}) I v^* \Big]$$

Dado que el sistema es no disipativo la expresión anterior debe anularse. Esto impone las siguientes condiciones:

$$Z_e + Z_e^* = 0 \qquad a$$
$$Z_m + Z_m^* = 0 \qquad b$$
$$T_{em} + T_{em}^* = 0 \qquad c$$

De a y b se deduce que Z_e y Z_m deben ser imaginarias puras. La condición c implica que las partes imaginarias de T_{em} y T_{me} deben ser iguales y que las partes reales son iguales pero de signos contrarios. Si ahora se considera los transductores piezoeléctricos o de condensador en los cuales, la fuerza está en fase con la carga que a su vez está en 90° fuera de fase con la corriente, se deduce que el coeficiente de acoplamiento T_{em} será un imaginario puro y de c, se obtiene:

$$T_{em} = T_{me}$$

En los transductores electrodinámicos o magnéticos, la fuerza está en fase con la corriente, por tanto Tem será un real y de c, se tiene:

$$T_{em} = -T_{me}$$

Si se usa el diámetro "antirecíproco" para

caracterizar el caso en que las impedancias de transferencia difieren solamente en el signo, se puede decir que los transductores piezoeléctricos o de condensador son "recíprocos" y los transductores electrodinámicos o magnéticos son "antirecíprocos".

Así, un transductor recíproco, simple, lineal, en un campo libre, puede ser representado por el siguiente circuito análogo (fig. 3):

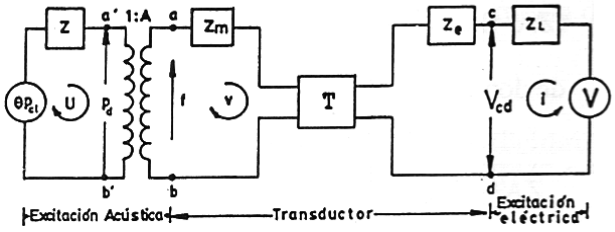


Fig. 3. Transductor electro-mecánico con excitación acústica y eléctrica, donde:

- A= constante de transformación de presión en fuerza (área del diafragma), en m^2.
- θ= factor de directividad, adimensional.
- P_{cl}= presión del sonido en campo libre, antes de situar el transductor en el campo, en newton-m^{-2}.
- P_d= presión promedio del sonido sobre el diafragma del transductor, en newton-m^{-2}.
- Z= impedancia acústica, en newton-seg-m-5.
- Z_m= impedancia mecánica a circuito abierto, en newton=-seg-m^{-1}.
- Z_e= impedancia eléctrica con diafragma bloqueado, en ohms.
- Z_L= impedancia eléctrica de carga o del generador, en ohms.
- V= voltaje del generador eléctrico, en volts.
- v= velocidad de vibración del diafragma, en m=-seg^{-1}.
- d= distancia entre la fuente y el transductor, en m.
- T= coeficiente de acoplamiento, en volts-seg-m^{-1}.
- i= intensidad de corriente eléctrica, en amperes.

La puerta acústica está caracterizada por un transformador de constante de trasformación igual a A, que acopla la excitación de presión a su equivalente defuerza (fig. 3). El uso de las relaciones simples de un transformador ideal: $V_2=(N_2/N_1)V_1$ permite inferir homólogamente: $f=A_{p_d}$; mientras que de $I_2=(N_1/N_2)I_1$ se infiere: U=Av.

Para el circuito representado en la figura 3, se puede escribir:

$$P_d=\theta P_{cl}-ZU \tag{3}$$

Sustituyendo (3) y U en la expresión de f, se tiene:

$$f=A\theta P_{cl} - Z A^2 v \tag{4}$$

Por tanto, el efecto de excitación acústica en los terminales de entrada a-b del transductor, resulta ser equivalente a conectarla una fuente de fuerza acústica de intensidad $A\theta P_{cl}$ en serie con una impedancia de radiación Z_r - ZA^2, dando lugar al circuito equivalente de la figura 4:

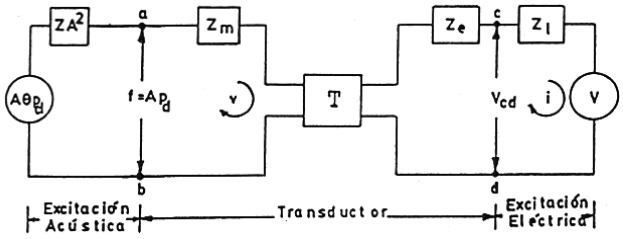


Fig. 4. Circuito equivalente de un transductor reversible, en campo libre, con excitación eléctrica y acústica.

Para el circuito equivalente, indicado en la Fig. 4, se cumplen las siguientes relaciones lineales:

$$\begin{aligned} V&=(Z_e+Z_L)i+Tv \\ A\theta P_{cl}&=Ti+(ZA^2+Z_m)v \end{aligned} \tag{5}$$

Calibración por reciprocidad en campo libre

Ahora, se mostrará como el Principio de Reciprocidad permite la calibración absoluta de un transductor ultrasónico. Si se escriben las ecuaciones (5) como:

$$\begin{aligned} V-Tv&=(Z_e+Z_L)i \\ A\theta P_{cl}-Ti&= (ZA^2+Z_m)v \end{aligned} \tag{6}$$

resutla evidente que T_v y $-T_i$ representan dos fuentes de transferencia, un mecano-eléctrica y la

otra electro-mecánica, respectivamente. Así, el circuito equivalente, indicado en la fig. 4, puede representarse por los circuitos de la siguiente manera (fig. 5):

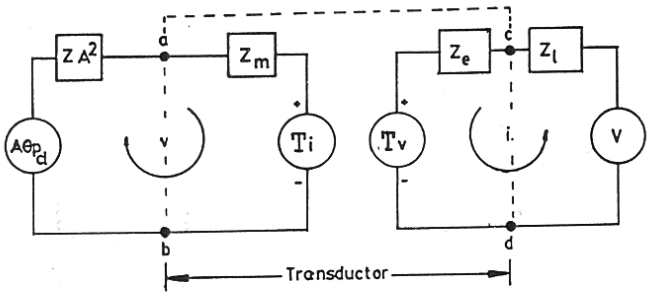


Fig. 5. Circuitos equivalentes de un trasductor recíproco con excitación eléctrica y acústica.

Si el transductor, situado en campo libre, actúa como detector (micrófono), su voltaje de circuito abierto, V_{ca}, se obtiene de las ecuaciones (6)

$$V_{ca} = -Tv = \frac{TA\theta p_{cl}}{Z\,A^2 + Z_m} \qquad (7)$$

Definiendo como "D_o" a la razón entre el voltaje de circuito abierto y la presión del sonido en el campo acústico antes de introducir el detector, se encuentra:

$$D_o = \frac{V_{ca}}{P_{cl}} = \frac{TA\theta}{Z\,A^2 + Z_m} \qquad (8)$$

La corriente de corto circuito, i_{cc}, se obtiene de las ecuaciones (6) bajo las condiciones: V=0, Z_L=0,i=i_{cc} resultando:

$$i_{cc} = -\frac{TA\theta p_{cl}}{ZA^2 + Z_m)\,Z_e - T^2} \qquad (9)$$

La razón entre la corriente de corto circuito y la presión del campo acústico no perturbado, designado como "D_c", resulta ser igual a:

$$D_c = \frac{i_{cc}}{P_{cl}} = -\frac{TA\theta}{(ZA^2 + Z_m)Z_e - T^2} \qquad (10)$$

Si ahora el transductor actúa como fuente acústica (parlante), emitiendo en campo libre, se puede determinar la presión en el diafragma cuando es alimentado con corriente eléctrica constante, i_T, o con voltaje constante V_T. Como es bien sabido, la presión en el diafragma, P_d, puede expresarse como:

$$P_d = Z_d\,Av \qquad (11)$$

donde Z_d representa la impedancia acústica del diafragma. Para la exictación a corriente constante, la velocidad lineal del diafragma se puede obtener de la segunda ecuación de (6), es decir:

$$(ZA^2+Z_m)v+Ti_T=0 \qquad (12)$$

de donde:

$$v = -\frac{Ti_T}{ZA^2 + Z_m} \qquad (13)$$

expresión que reemplazada en (11) da:

$$P_d = \frac{TZ_dA}{ZA^2 + Z_m}\, i_T \qquad (14)$$

Definiendo como "E_o" a la razón entre la presión media sobre el diafragma y la corriente impulsora, se encuentra:

$$E_o = \frac{P_d}{i_T} = -\frac{TZ_dA}{ZA^2 + Z_m} \qquad (15)$$

La condición de excitación a voltaje constante mediante una fuente de tensión implica que la impedancia de carga, Z_L, es nula, por tanto, las ecuaciones (6) se reducen a:

$$\begin{aligned} Tv+Z_ei&=V_T \\ (ZA^2+Z_m)\,v+Ti&=0 \end{aligned} \qquad (16)$$

De (16) se obtiene:

$$v = -\frac{T}{(ZA^2 + Z_m)Z_e - T^2}\, V_T \qquad (17)$$

Sustituyendo esta expresión en (11) se encuentra:

$$P_d = \frac{TZ_d}{(ZA^2 + Z_m)\,Z_e - T^2}\, V_T \qquad (18)$$

La respuesta del transductor actuando como emisor, excitaje a voltaje constante, "E_c" = P_d/V_T, es igual a:

$$E_c = - \frac{TZ_dA}{(ZA^2 + Z_m)\, Z_e - T^2} \qquad (19)$$

De las ecuaciones (8), (15), (10) y (19), se obtiene:

$$\frac{D_o}{E_o} = \frac{D_c}{E_c} = \frac{\theta}{Z_d} = J_o \qquad (20)$$

donde J_o es el llamado parámetro de reciprocidad. La relación (20) constituye el Teorema de Reciprocidad Electroacústico.

Obtención del parámetro de reciprocidad para un sistema de transductores tipo piston en campo libre

Para hacer posible la calibración por reciprocidad, debe considerarse dos transductores acoplados por un medio acústico no disipativo, separados una distancia d entre sí, enfrentados en campo libre. Uno actuando como emisor y el otro como detector.

El caso de mayor interés se presenta, casi siempre, cuando el emisor y el receptor son transductores tipo pistón. La presión P_o que un transductor tipo pistón produce a una distancia del campo lejano d, medida desde su diafragma es igual a (3):

$$P_o = \frac{j \rho c k Q_p}{2 \pi d} \left[\frac{2 J_1(ka_p \operatorname{sen}\theta)}{ka_p \operatorname{sen}\theta} \right] e^{j(\omega t - kd)} \qquad (21)$$

De (21) no es posible extrapolar el valor de la presión en el diafragma del transductor, P_d. Sin embargo, se puede suponer que ésta es generada, en campo libre, por una fuente esférica de radio equivalente "a". Para determinar el radio de la fuente equivalente, se iguala la presión generada por el transductor en el punto d, medida a lo largo del eje del pistón, con la presión generada en el mismo punto d, por una fuente esférica de radio a. Teniendo presente que en el primer caso el factor de directividad $[\emptyset = 2J_1 (ka_p \operatorname{sen}\emptyset)/ka_p \operatorname{sen}\emptyset]$, es igual a la unidad, se encuentra que el radio equivalente a es igual al radio del pistón a_p dividido por la raíz cuadrada de 2. Entonces la intensidad de la fuente esférica equivalente debe ser el doble de la intensidad de la del pistón. Por tanto, la presión en el diafragma del pistón, P_d, será:

$$P_d = j \frac{j \rho c k Q_p}{2 \pi a} e^{j(\omega t - k a)} \qquad (22)$$

De las ecuaciones (21) y (22), se obtiene:

$$P_o = \frac{a\, p_d \theta}{d} e^{-jk(d-a)} \qquad (23)$$

Se ha supuesto que el transductor es asimilable a un radiador esférico, lo cual se cumple en la medida que las observaciones se hagan a lo largo del eje radial, generado desde el centro acústico del transductor.

Ahora, al considerar, en campo libre, dos transductores tipo pistón, en un medio acústico, en el cual uno actúa como emisor y el otro como detector, separados una distancia d entre sí; se puede definir el factor de reciprocidad para el sistema. Si el transductor emisor produce una presión p_o a la distancia d, desde su diafragma, el parámetro de reciprocidad J se define como:

$$J = \frac{V_{ca}/p_{cl}}{P_o/i_t} \qquad (24)$$

donde V_{ca} corresponde al voltaje de circuito abierto en el transductor que actúa como detector y p_{cl} ($p_{cl}=p_o$) corresponde a la presión del sonido antes de introducirlo al campo acústico generado por el transductor emisor; i_T corresponde a la corriente constante que alimenta al transductor emisor que genera p_o.

Teniendo presente la expresión explícita de J_o (20), con las ecuaciones (8) y (15):

$$J_o = \frac{D_o}{E_o} = \frac{V_{ca}/p_{cl}}{p_d/i_T} \qquad (25)$$

Se encuentra:

$$J = J_o \frac{p_d}{p_o} \qquad (26)$$

Usando (23), se obtiene:

$$J = J_o \frac{d}{a\theta} e^{jk(d-a)} \qquad (27)$$

Para determinar J es necesario conocer J_o, para ello se necesita conocer la impedancia acústica del diafragma del transductor emisor, Z_d; para lo que se recurre de nuevo a la fuente esférica equivalente.

Usando (22) se obtiene:

$$Z_d = j \frac{\rho c k}{4\pi a} e^{-jka} \qquad (28)$$

Reemplazando (28) en (20), resulta

$$J= \frac{4\pi d}{\rho ck} \quad e^{j\left(da-\frac{\pi}{2}\right)} \qquad (30)$$

Sustituyendo (29) en (27), se encuentra

$$J= \frac{4\pi d}{\rho ck} \quad e^{j\left(kd-\frac{\pi}{2}\right)} \qquad (30)$$

que expresada en función de la longitud de onda, λ, de la onda acústica, se tiene:

$$J= \frac{2\lambda d}{\rho c} \quad e^{J\frac{2\pi d}{\lambda}\frac{\pi}{2}} \qquad (31)$$

ρc corresponde a la impedancia característica del medio. La expresión (31) es válida para todo el espectro de frecuencias, dado que no se ha hecho ninguna restricción al deducirla. La relación (31) representa el parámetro de reciprocidad para un sistema de transductores tipo pistón, en campo libre.

Calibración de un detector reversible en campo libre

Para aplicar los resultados obtenidos en la calibración de un transductor reversible en campo libre, se requieren tres transductores tipo pistón, los cuales se designarán como:

R= transductor reversible a calibrar
A= transductor que actúa como receptor
B= transductor que actúa como emisor

Para cumplir con las condiciones bajo las cuales fueron obtenidos los resultados a aplicar, es necesario que el emisor B produzca un campo acústico esférico en la región en que se encuentren los transductores R y A. Además, dentro del campo acústico, el transductor B no debe modificar las características de radiación de los transductores R y A y del mismo modo éstos no deben afectar las propiedades radiativas de B. Si se caracteriza por L la dimensión transversal más grande los transductores R, A y B, las condiciones requeridas se satisfacen si (4):

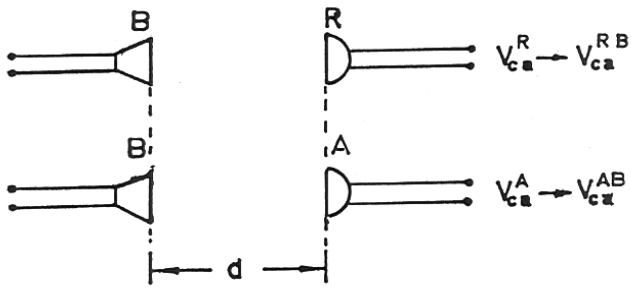
$$L \ll d \quad y \quad \frac{L^2}{\lambda} \ll d$$

Para calibrar, el transductor reversible es decir, obtener su sensibilidad cuando actúa como detector (micrófono): $D^R{}_O$ (Ec. 8), se requiere de dos procesos de medidas:

Proceso 1:

Los transductores R y A se exponen, sucesivamente, a una distancia d, frente al transductor emisor B, y, en cada caso, se mide el voltaje de circuito abierto respectivo.

Esquemáticamente:



Para efectos prácticos de aplicación de la expresión obtenido, para la sensibilidad del transductor, se caracteriza el voltaje de circuito abierto por: $V^{\alpha\beta}{}_{ca}$, donde α se hace corresponder al transductor que actúa como detector y al β al emisor.

En este proceso, usando la ecuación (8) se obtiene:

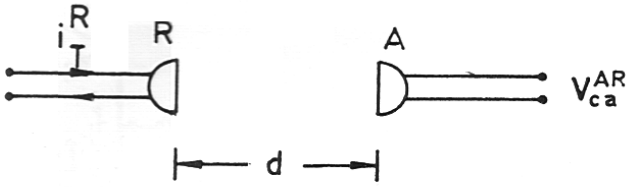
$$\frac{D^R_o}{D^A_o} = \frac{V^{RB}_{ca}}{V^{AB}_{ca}} \qquad (32)$$

donde $D^R{}_o$ y $D^A{}_o$ corresponden a la respuesta del transductor reversible R y al transductor A, cuando actúan como detectores, respectivamente. En la obtención de (32), se ha supuesto que el campo acústico producido por B es el mismo en ambas medidas de los voltajes de circuito abierto, correspondientes a los transductores R y A.

Proceso 2:

El transductor reversible R se hace actuar ahora como emisor, cuando es excitado por una corriente constante $i^R{}_T$ y el transductor A actúa como detector, colocado a la distancia d de R.

Esquemáticamente:



Por definición, se tiene:

$$D_o^A = \frac{V_{ca}^{AR}}{p_o^R} \qquad (33)$$

donde $P^R{}_o$ corresponde a la presión producida por el emisor a la distancia d de su diafragma, en campo libre. De la ecuación (23):

$$p_o^R = \frac{a\, p_d^R\, \theta}{d}\, e^{-jk(d-a)} \qquad (34)$$

Si el transductor reversible R actúa como emisor, se tendría, usando las ecuaciones (15), (20) y (29):

$$E_o^R = \frac{p_d^R}{i_T^R} = \frac{D_o^R}{J_o^R} = \frac{\rho\, c\, k\, D_o^R}{4\,\pi\, a\, \theta}\, e^{-j(k\,a\,-\frac{\pi}{2})} \qquad (35)$$

Despejando $P^R{}_d$ de (35) y sustituyéndola en (34), resulta:

$$P_o^R = \frac{\rho\, c\, k\, i_T^R D_o^R}{4\,\pi\, d}\, e^{-j\,(kd-\frac{\pi}{2})} \qquad (36)$$

Al sustituir (36) en (33), se obtiene:

$$D_o^A = \frac{V_{ca}^{AR}}{i_T^R}\, \frac{4\pi d}{pck}\, \frac{e^{j\,(kd-\frac{\pi}{2})}}{D_o^R} \qquad (37)$$

Combinando (32) con (37), se encuentra:

$$D_o^R = \sqrt{\frac{V_{ca}^{AR}}{i_T^R}\, \frac{V_{ca}^{RB}}{V_{ac}^{AB}}\, \frac{2\,d\,\lambda}{\rho\, c}\, e^{j\,\frac{\pi d}{\lambda}\,-\,\frac{\pi}{4}}} \qquad (38)$$

Considerando sólo la amplitud de $D^R{}_o$, expresando todas las magnitudes en el sistema MKSA, e introduciendo explícitamente la frecuencia, f, se tiene, finalmente:

$$\left|D_o^R\right| = \sqrt{\frac{V_{ca}^{AR}}{i_T^R}\, \frac{V_{ca}^{RB}}{V_{ac}^{AB}}\, \frac{2\,d}{\rho\, f}\, \frac{(\text{Volts})}{\text{Pascal}}} \qquad (39)$$

Análogamente, puede obtenerse para $D^A{}_o$:

$$\left|D_o^A\right| = \sqrt{\frac{V_{ca}^{AR}}{i_T^R}\, \frac{V_{ca}^{AB}}{V_{ac}^{RB}}\, \frac{2\,d}{\rho\, f}\, \frac{(\text{Volts})}{\text{Pascal}}} \qquad (40)$$

es decir, un transductor puede ser calibrado sin necesidad de ser reversible, naturalmente que para lograrlo se requiere disponer de uno reversible.

Las ecuaciones (39) o (40) pueden expresarse en dB, tomando como nivel de referencia 1 (Volt/μp), se obtiene:

$$\left|D_o^R\right| (\text{dB}) = -120+10\log\left[\frac{V_{ca}^{AR}}{i_T^R}\, \frac{V_{ca}^{RB}}{V_{ca}^{AB}}\, \frac{2\,d}{\rho f}\right] \qquad (40)$$

Desarrollo experimental

Se ha visto como el Teorema de Reciprocidad Electroacústica válido para un transductor, se puede extender a un sistema acoplado. En este caso la extensión se ha hecho para transductores tipo pistón actuando en campo libre, en un medio no disipativo.

Se debe tener presente que aún cuando el teorema puede ser extendido para transductores acoplados mediante una cámara cerrada no es práctico para frecuencias ultrasónicas pues las condiciones exigidas al sistema de acoplamiento son muy difíciles de satisfacer.

Para obtener, en el laboratorio, las condiciones de campo libre es necesario disponer de un recinto anecoico. Las dimensiones de la cámara anecoica a emplear están determinadas por el tamaño de los transductores que se desea calibrar. En este caso, se trata de sondas diseñadas y construidas en el Laboratorio de Ultrasonido de la USACH de forma cilíndrica y diámetro L menor de 3 mm. De esta manera, una cámara anecoica (5) de forma cúbica y 25 cms. de arista es suficiente para cotener un dispositivo experimental que cumpla con la condición L<<d exigida por el teorema.

El sistema de medida se puede dividir en dos

partes: una mecánica, destinada a soportar las sondas y a mantener su alineación y una eléctrica destinada a determinar las corrientes y tensiones tanto de excitación como de recepción.

En la figura 6 se puede apreciar el diagrama de bloques del sistema experimental desarrollado.

Debe notarse que la corriente i^R_T se determina por la caída de tensión que origina en la resistencia R.

El trabajo consiste esencialmente en transmitir con el transductor emisor B, manteniendo sus condiciones de excitación, midiendo los voltajes de circuito abierto que entregan el transductor A y el reversible R cuando están situados en el mismo punto del campo acústico. Así se determinan respectivamente los voltajes V^{RB}_{ca} y V^{AB}_{ca}. Posteriormente, se reemplaza el emisor por el transductor reversible R, el que se excita a corriente constante i^R_T, determinando en estas condiciones el voltaje de circuito abierto V^{AR}_{ca} entregado por el transductor "A". Mediante la determinación directa de "d" ρ y f, se evalúa para cada frecuencia "f" la sensibilidad del transductor que se desea calibrar mediante las expresiones (39) ó (40).

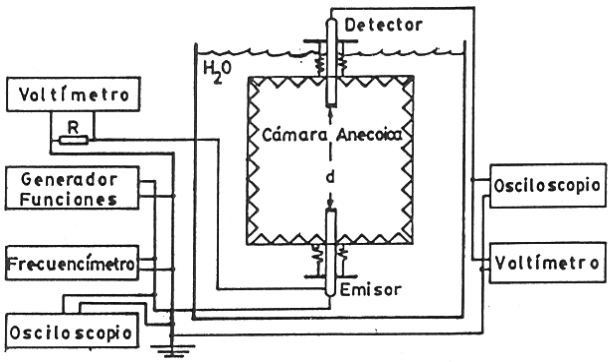


Fig. 6. Diagrama de Bloques del Sistema experimental para calibración de Transductores por reciprocidad.

Antes de iniciar la experimentación es necesario establecer si el sistema desarrollado es recíproco, es decir, si satisface globalmente el Teorema de Reciprocidad. La comprobación se realiza fácilmente tratando al juego de transductores como un cuadripolo midiendo las corrientes y tensiones tanto en excitación como en recepción (figura 7).

De acuerdo a la expresión (1), el sistema es recíproco si:

$$V_1=\alpha I_1+\beta I_2$$

$$V_2=\gamma I_1+\delta I_2$$

y $\beta=\gamma$.

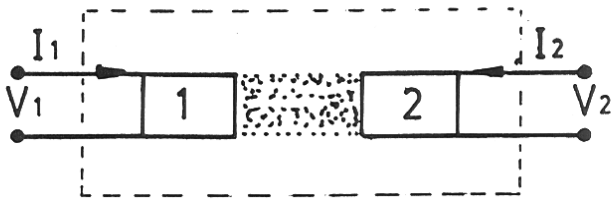


Fig. 7. Esquema de la comprobación de la Reciprocidad del Sistema de calibración.

Si excitamos el transductor 1 con la corriente I_1, la tensión de circuito abierto en el transductor 2 será:

$$V_2=\gamma I_1$$

Ahora, haciendo la operación contraria, se tiene:

$$V_1=\beta I_2$$

de donde

$$V_1/V_2=\beta I_2/\gamma I_1, \text{ si hacemos } I_1=I_2$$

la condición de reciprocidad del sistema queda expresada por:

$$V_1/V_2=1$$

En la figura 8 se presenta un gráfico con los resultados de esta prueba para el sistema experimental desarrollado. Como se puede apreciar el sistema satisface, con buena aproximación, el Teorema de Reciprocidad.

Para comprobar la validez del sistema experimental desarrollado se realizó la calibración de 3 detectores reversibles diseñados y construidos en los Laboratorios de Ultrasonido de la Universidad de Santiago de Chile (6). Posteriormente, se comparó los valores de la sensibilidad del transductor reversible R, obtenidos haciendo uso del Sistema de Calibración por Reciprocidad con los que entregó una sonda patrón (7); con la que se realizó una calibración por comparación.

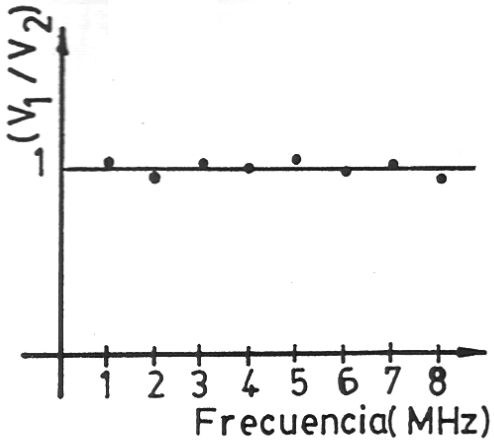


Fig. 8. Cociente V_1/V_2 en función de la frecuencia para $I_1=I_2$.

Los resultados se pueden apreciar en la figura 9. La curva continua corresponde a los valores de la sensibilidad, expresando en dB referidos a 1 Volt/µPascal, obtenidos en una calibración por comparación. Los puntos corresponden a los valores de la sensibilidad de la sonda obtenidos mediante el Teorema de Reciprocidad.

Un examen de la figura 9, muestra la validez del sistema experimental desarrollado. En efecto los valores de la sensibilidad de la sonda dados por la calibración por Reciprocidad corresponden dentro de 1dB con los obtenidos por la calibración por comparación mediante una sonda patrón.

En conclusión, podemos afirmar que se ha revisado los fundamentos del método de calibración por reciprocidad y desarrollado un sistema experimental que ha demostrado su validez para realizar la calibración absoluta de detectores ultrasónicos.

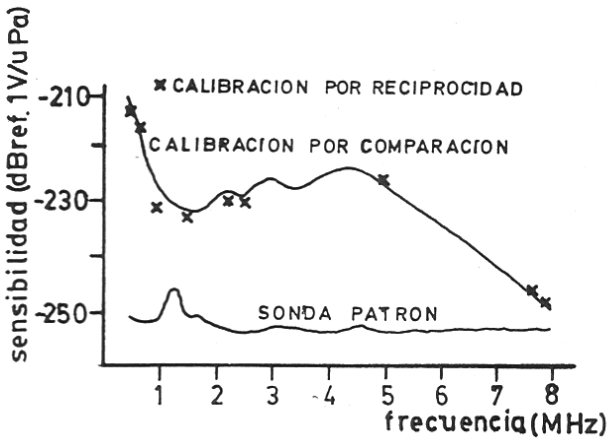


Fig. 9. Curva de calibración por comparación de la "Sonda USACH" y su comparación con puntos obtenidos mediante el Teorema de Reciprocidad.

Agradecemos al Dr. J.A. Gallego-Juárez sus útiles y aclaratorias discusiones durante el desarrollo de este trabajo y a la Srta. Y. Vargas-Hernández su colaboración con la calibración por comparación de sondas.

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto a DICYT-USACH Nº 03-8831GG.

Referencias

(1) LEWIN, P.A. "Calibration and perfomance evaluation of miniature ultrasonic hydrophones using time delay spectrometry". Proc. IEEE Ultrasonic Sump. 1981 CH 1689-9

(2) E.M. McMILLAN "Violation of the Reciprocity Theorem in Linear Passive Electromechanical Systems". The Journal of the Acoustical Society of America. Vol. 18 pp. 344-347 (1946).

(3) L. E. KINSLER, A. R. FREY, A. B. COPPENS and J.V. SANDERS "Fundamentals of Acoustic". John Willey & Sons. 1982.

(4) L.L. FOLDY and H. PRIMAKOFF "A General of Passive Linear Electroacoustic Transducers and The Electroacoustic Reciprocity Theorem I"? The Journal of the Acoustical Society of America. Vol 17 pp. 110-120 (1945).

(5) O. E. BASAURE, A. M. PEREDO "Diseño, Construcción y Evaluación de una Cámara Anecoica para ondas ultrasónicas". Tesis Universidad de Santiago de Chile - Facultad de Ciencia - Dept. de Física. 1985.

(6) L. GAETE G., R. OYARZUN R., Y VARGAS H. "Nuevos Detectores Ultrasónicos para el Estudio de Materiales Altamente Anisotropos. Contribuciones Científicas y Tecnológicas, Area Ciencia de los Materiales año 1988 (por aparecer).

(7) Sonda Patrón de procedencia Danesa facilitada por la UEI de Ultrasonido del Instituto de Acústica CSIC de Madrid, España.