

Adaptación eléctrica en régimen transitorio de transceptores piezo- eléctricos para formación de imagen ultrasónica

A. Ramos, P. T. Sanz, J. L. San Emeterio
Departamento de Señales, Sistemas y Tecnologías Ultrasónicas
Instituto de Acústica, C.S.I.C. Serrano 144, 28006, Madrid

Resumen

Los criterios clásicos de adaptación entre generadores y receptores de señal, bien conocidos de la teoría de redes lineales, no proporcionan en principio un acoplamiento óptimo más que para valores concretos de la frecuencia de trabajo. De hecho, el problema de encontrar una adaptación eléctrica eficaz en transceptores ultrasónicos de banda ancha, esta lejos de tener una solución óptima de tipo general. La consecución de este objetivo, con los sistemas electrónicos reales utilizados para formar imágenes en ecografía e inspección industrial, tropieza generalmente con dificultades añadidas a causa de comportamientos no lineales en los circuitos más próximos a los dispositivos piezoeléctricos. Este hecho complica notablemente el tratamiento del problema, especialmente en las condiciones de régimen transitorio impuestas por las aplicaciones prácticas.

En este artículo se analiza la influencia de estos aspectos en los dominios del tiempo y la frecuencia, y se evalúan algunos de sus efectos sobre la respuesta espectral en una aplicación de inspección ultrasónica típica. Finalmente se apuntan algunas vías de solución a través de actuaciones selectivas sobre los circuitos del sistema transceptor.

Introducción

En la mayoría de las aplicaciones de visualización ultrasónica es necesario

realizar las exploraciones con pulsos AF de elevado rango dinámico y a la vez de la mayor anchura de banda posible. Con ello se busca maximizar la capacidad de discriminación de indicaciones de posibles defectos internos de pequeñas dimensiones, en presencia de señales perturbadoras o de ruido, de origen eléctrico y acústico. Esto impone, en la etapa emisora, el uso de generadores especiales de pulsos breves de alta tensión ("spikes") sobre cargas fuertemente reactivas y hace aconsejable ajustar cuidadosamente los parámetros de diseño para optimizar la eficiencia resultante del sistema transceptor global en términos de amplitud. Dicho ajuste puede dañar, a su vez, la banda frecuencial de la respuesta ecográfica; por ello es necesario en ocasiones buscar soluciones de compromiso para acoplar el "front-end hardware" a las condiciones específicas de cada aplicación [1], también incluso en algunas inspecciones por transmisión en banda ancha [2].

En los siguientes apartados se describen algunos de los inconvenientes que el régimen transitorio y ciertos aspectos no ideales de los excitadores reales, presentan para un análisis teórico riguroso de las etapas de acoplamiento eléctrico bajo las condiciones de operación impuestas por la práctica industrial. También se indican algunas posibles vías para modificar la eficacia global de la cadena ultrasónica; en muchas ocasiones existe un margen considerable para la manipulación de la banda de frecuencias efectivamente recibida desde el medio inspeccionado, actuan-

do sobre los circuitos electrónicos de excitación-recepción-adaptación..

Adaptación de impedancias eléctricas en transducción de banda ancha

Existen procedimientos clásicos para, especialmente en régimen estacionario, analizar la respuesta de generadores y receptores de tipo convencional (impedancias de interfase resistivas y normalizadas) con distintos tipos de transductores ultrasónicos operados en condiciones de banda estrecha. Sin embargo, no resultan adecuados para el caso que nos ocupa a causa principalmente del tipo particular de excitación.

El problema de la adaptación de impedancias eléctricas en banda ancha entre un generador de señales y un transductor piezoeléctrico es de importancia fundamental para obtener en la práctica la máxima eficiencia electroacústica, y por ello ha sido tratado por muchos autores [3-5]. La condición óptima de adaptación entre sistemas lineales, entendida como aquella en que se produce la máxima transferencia de potencia entre un generador dado y un transductor, exigiría el uso de un transformador de radiofrecuencia y una red reactiva de compensación. El transformador cumpliría la doble función de adaptar la parte resistiva de la impedancia y la de introducir aislamiento galvánico entre el excitador y el transductor [6].

Sin embargo, estos criterios básicos de adaptación, a pesar de ser sencillos y bien conocidos de la teoría de redes eléctricas lineales, no aseguran en principio la adaptación óptima más que para puntos frecuenciales concretos, lo que hace que el problema de la adaptación eléctrica en banda ancha sea más bien una cuestión de compromiso entre anchura de banda y eficiencia electroacústica globales. Además, cuando los sistemas transceptores contienen elementos de conmutación activos durante las fases de emisión/recepción, se hace más difícil encontrar una solución general al problema de su adaptación eléctrica con dispositivos de transducción.

En este trabajo se describe un ejemplo de adaptación en régimen transitorio, basado en la modificación de la banda de paso de la cadena de generación/recepción, actuando tanto sobre el sistema de excitación pulsada como sobre las redes de adaptación propiamente dichas, de modo que la banda global E/R satisfaga las especificaciones requeridas en la aplicación.

Limitaciones prácticas para el análisis transitorio de las etapas de excitación en régimen pulsado

Los fenómenos transitorios y las impedancias reactivas, variables además en el tiempo, presentes en la mayoría de los excitadores pulsados reales usados habitualmente en aplicaciones de imagen ultrasónica [7,8], introducen una notable complejidad para el análisis riguroso de los mismos [9-10], pudiendo frecuentemente aparecer también comportamientos no lineales.

Estos excitadores suelen constar de un generador de rampa de alto voltaje, V_0 , y muy baja impedancia-on, acoplado a un bloque de adaptación con parámetros ajustados a los emisores piezoeléctricos concretos, de forma que la función "spike" de salida puede ser expresada formalmente [11] como una convolución temporal :

$$V_{spike}(t) = V_0 [e^{-t/\tau} * R_{lBA}(t)] \quad (1)$$

$R_{lBA}(t)$ representa la respuesta impulsiva del conjunto de redes del bloque de adaptación, cuando el excitador está cargado con un transductor emitiendo en un medio de inspección concreto. Esta función RI presenta frecuentemente comportamientos no lineales que convierten la expresión (1) en una mera representación simbólica. Por su parte, la señal ultrasónica emitida al medio depende de la convolución de la función "spike" específica con la respuesta impulsiva de la etapa piezo-cerámica. Se da además la circunstancia de que la primera función depende de los parámetros de esta segunda etapa.

El bloque de adaptación entre el generador de rampas de alta tensión y la etapa piezoeléctrica suele incluir ramas serie y paralelo con impedancias complejas que pueden sufrir alteraciones en algunas fases del proceso transitorio, ligadas a la conmutación de dispositivos semiconductores del propio excitador. Estos efectos no lineales, que limitan severamente la aplicación a este caso de las herramientas clásicas de la teoría de sistemas lineales, pueden ser eludidos o aislados (al menos durante la fase de emisión) en cierto tipo de aplicaciones prácticas. Ello permite la obtención de expresiones aproximadas (V_{sp}) para la función de excitación definida en (1), que resultan útiles para análisis temporales parciales:

- Por ejemplo, cuando en inspecciones con baja atenuación pueda prescindirse de la sintonización inductiva L_0^e en la rama paralelo, asumiendo algunas simplificaciones y para una impedancia en la rama serie del excitador ($R_G = 0, X_G = -1/C_G \omega$), es posible obtener una formulación matemática sencilla para el análisis aproximado del comportamiento de la función "spike" en presencia de un amortiguamiento eléctrico R_D^e y una carga piezoeléctrica de constante h , área A y capacidad interelectrónica en AF, C_{Oe}^S :

$$V_{sp} = -C_G V_0 R_\alpha \cdot \{ \text{esp} [-t/(C_G + C_{Oe}^S) R_\alpha] - \text{esp} (-t/\tau) \cdot [(C_{Oe}^S + C_G) R_\alpha - \tau]^{-1} \} \quad (2)$$

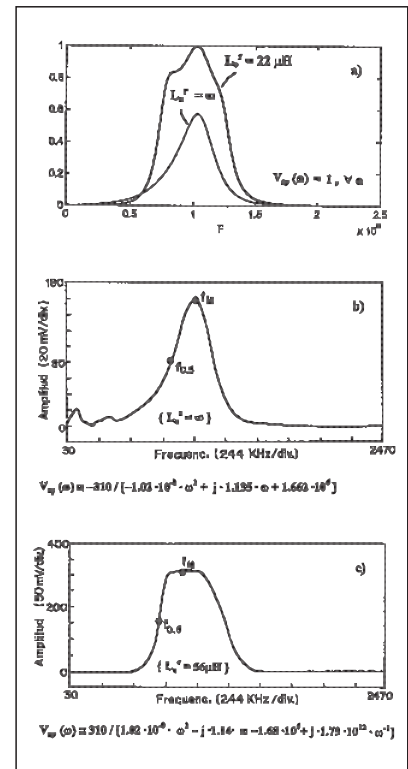


Figura 1. Respuestas espectrales $V_R(\omega)$ correspondientes a ensayos ultrasónicos por transmisión de pulsos: a) calculadas para una excitación impulsional ideal; b) y c) obtenidas experimentalmente con las funciones de excitación $V_{sp}(\omega)$ indicadas y $L_0^r = \infty$ y $22 \mu H$, respectivamente.

en donde: R_α es el equivalente paralelo de R_D^e y $[A (Z_B^e + Z_L^e) / [2C_{Oe}^S h]]^2$, con Z_B^e y Z_L^e como impedancias características de los materiales de amortiguamiento y carga mecánica.

La expresión (2) supone además que no existe relación eléctrica con la impedancia del receptor Z_R , por ejemplo como sucede en los casos prácticos que consideraremos en este trabajo.

- Otro supuesto que permite aislar en parte la problemática no lineal, posibilitando un análisis matemático aproximado de la función "spike", es el de las inspecciones con etapas E y R no ligadas eléctricamente y con señales US de relativamente baja frecuencia (≤ 2 MHz), situación típica en ensayos "through-transmission", donde bajo ciertas condiciones [11] es posible relacionar los aspectos más significativos de dicha función (a efectos ultrasónicos) con los parámetros de excitación pul-

sada y de transducción. En uno de los ejemplos del apartado siguiente, se utiliza esta vía para obtener la dependencia frecuencial aproximada del pulso V_{spike} .

Mejora de la respuesta global E/R en un proceso de visualización US mediante actuaciones sobre los parámetros eléctricos del transceptor

Como aplicación significativa, para mostrar cómo, la actuación sobre ciertos parámetros electrónicos en el sistema transceptor, puede alterar drásticamente los espectros frecuenciales efectivos del proceso ultrasónico global, hemos seleccionado un ensayo por transmisión con dos transductores similares de apertura circular y 10 mm de radio, acoplados directamente sobre una plancha de material plástico de 20 mm de espesor. Las señales ul-

trasónicas resultantes VR en recepción son de banda relativamente ancha, centrada en torno a 1 MHz.

En la etapa transmisora se utiliza una versión modificada de un excitador impulsional diseñado por los autores [8] y la recepción se efectúa mediante un analizador digital de señal (Tek DSA601, 1Ghz de frecuencia de muestreo). En los experimentos se mantuvieron constantes los parámetros: $R_D^e = 100 \Omega$; $R_G = 1.8 \Omega$; $V_0 = 310V$; $\tau = 9.1 \text{ ns}$; $R_D = 10 \text{ M}\Omega$; $Z_R = 10^{-11} \text{ F}$. En cada ejemplo particular de la figura 1 se detalla la función frecuencial, aproximada en su caso, del pulso de excitación utilizado.

En la respuesta c) de dicha figura 1 se muestran los *efectos combinados*, del circuito *generador de pulsos* (con $X_G = -10^8 \cdot \omega^{-1} \Omega$ y de las *redes de sintonización inductiva* (distintas para emisión y recepción), sobre la banda frecuencial E/R medida en la sección receptora. En relación al espectro obtenido en ausencia de redes inductivas (Figura 1.b), se registran *incrementos simultáne-*

os de más de 8 dB en *amplitud* y de $\approx 100\%$ en *anchura de banda* $(BW)_{-3dB}$. También puede observarse una notable *mejora* en nivel de *rizado* frente al caso de acoplamiento no inductivo y sobre todo en comparación con las respuestas calculadas [11] para una excitación impulsional ideal (véase Figura 1.a).

- Como principal conclusión, se deduce que el contenido frecuencial de la función "spike" $V_{sp}(\omega)$ puede *modificar favorablemente*, no solo la amplitud y la anchura sino, también el nivel de rizado, de la respuesta en frecuencia $V_R(\omega)$ del proceso ultrasónico global, en comparación con la respuesta básica de la doble etapa piezoeléctrica a una excitación impulsional tipo $\delta(t)$.

Agradecimientos

Este trabajo ha utilizado resultados obtenidos en los proyectos CICYT - TAP94-0812-C02-01 y CAM - PRI - I+D N° 0051/94.

Referencias

- [1] M.E. Schafer, P.A. Lewin, "The influence of front-end hardware on digital ultrasonic imaging", IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics, Vol. 31, N° 4, pp. 815-826, (1987).
- [2] A.Ramos, J.L.San Emeterio, P.T. Sanz, Third European Conference on Applications of Polar Dielectrics, Univ. of Ljubljana, Slovenia, pp. 55, (1996).
- [3] R.N.Thurston, "Effect of electrical and mechanical terminating resistances on loss and bandwidth according to the conventional equivalent circuit of a piezoelectric transducer", IRE Transactions on Ultrasonics Engineering, vol. UE.7, pp 16-25, (1960).
- [4] L.J.Augustine and J. Andersen, "An algorithm for the design of transformerless broadband equalizers of ultrasonic transducers", J.Acoust. Soc. Am. 66(3), pp. 629-635, Sept.(1979).
- [5] R.Coates and R.F. Mathams "Design of matching networks for acoustic transducers", Ultrasonics, vol 26, March, pp. 59-64, (1988).
- [6] E.R.Dykes, W.F. Splichal,Jr., "Ultrasonic inspection system with improved electrical isolation scheme using step-up transformers", USA Patent US005495765A, (1996).
- [7] P. Mattila, M. Luukkala, "FET pulse generator for ultrasonic pulse echo applications", Ultrasonics, pp. 235-236, (1981).
- [8] A. Ramos, J. García, P.T. Sanz, "Transceptor ultrasónico en el rango de los MHz, con excitación impulsional de alta tensión en banda ancha", Spanish Patent N° 551861, (1987).
- [9] G. Hayward, "The influence of pulser parameters on the transmission response of piezoelectric transducers", Ultrasonics, pp. 103-112, (1985).
- [10] A. Ramos, P.T. Sanz, F. Montero de Espinosa, "Broad-band driving of echographic arrays using 10ns-500V efficient pulse generators", Ultrasonics, pp. 221-228, (1987).
- [11] A. Ramos, J.L. San Emeterio, P.T. Sanz, "Electrical matching effects on the piezoelectric transduction performance of a through-transmission pulsed process", Ferroelectrics (en prensa), (1997).