

**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA**

*Departament d'Enginyeria Electrònica*

**CONTRIBUCIÓN A LA MEJORA DE  
RESOLUCIÓN DE LOS SISTEMAS DE  
OBTENCIÓN DE IMÁGENES POR  
ULTRASONIDOS**

Autor: Jordi Salazar Soler  
Director: Miguel J. García Hernández

Diciembre de 1997

## CAPÍTULO 3

# Técnica de cancelación por pulso

### 3.1 Introducción.

En el capítulo anterior se revisaron diferentes alternativas para la reducción temporal de los pulsos de ultrasonidos emitidos y de esta manera aumentar la resolución de las medidas realizadas. Se formalizó de manera teórica el principio de funcionamiento de la técnica de cancelación por pulso mencionando una de las condiciones que debe cumplir la forma del pulso del cual se quiere cancelar parte de él. La otra condición, que será tratada en este capítulo, obliga a que el transductor deba estar poco amortiguado para que la técnica de cancelación por pulso sea eficiente. Asimismo se introdujeron dos procedimientos, uno en el dominio temporal y el otro en el dominio frecuencial, para la determinación de los dos principales parámetros que caracterizan la técnica de cancelación por pulso. Estos son la separación temporal entre pulsos,  $T_d$ , y la relación de amplitudes del segundo pulso con respecto al primero,  $\alpha$ .

En este capítulo se expone la metodología de trabajo que permite a partir de simulaciones realizadas poder llegar a determinar de forma cómoda los parámetros anteriores así como predecir la mejora que proporcionará el uso de la técnica de cancelación por pulso en una aplicación concreta. La principal ventaja de esta metodología es que va a permitir tener un conocimiento previo de los posibles resultados que se pueden obtener sin tener que realizar medidas experimentales.

Los valores teóricos de los parámetros  $T_d$  y  $\alpha$  utilizados directamente en la simulación no van a conseguir una buena cancelación de la cola del pulso. Será necesario, como se verá más adelante, introducir una función de optimización que proporcione los valores óptimos tanto de  $T_d$  como de  $\alpha$ . El proceso de optimización que se llevará a cabo en la simulación sería el equivalente de un ajuste final de parámetros que se realiza en una medida experimental. Debe quedar claro, por tanto, que los valores de los parámetros  $T_d$  y  $\alpha$  resultantes de la optimización no tienen por que coincidir con los que se obtengan de forma experimental aunque, no obstante, van a ser muy similares.

Seguidamente, se presentarán unos factores de mérito para evaluar la calidad del pulso emitido/recibido según el valor de  $T_d$  y  $\alpha$ . Ello va a proporcionar la determinación de la mejor pareja de valores  $(T_d, \alpha)$  de todas las posibles.

En la mayoría de aplicaciones médicas basadas en ultrasonidos se utiliza el método eco-pulsado y un mismo transductor tanto para emisión como para recepción. Si bien la mejora de la resolución en una medida está ligada a la emisión de pulsos de corta duración, no necesariamente un pulso corto emitido proporcionará en recepción otro pulso de corta duración [PERS81]. Por tanto, muchas veces interesará más recibir un pulso eco de corta duración que el hecho de emitir un pulso corto. Es por esta razón que se hablará de pulso emitido/recibido.

### 3.2 Modelos eléctricos utilizados para el transductor de ultrasonidos.

Durante el proceso de construcción de transductores es importante la disponibilidad de modelos teóricos que permitan predecir el comportamiento del mismo. En este sentido, es de gran utilidad poder realizar simulaciones que permitan determinar a priori las prestaciones del diseño realizado.

Desde hace muchos años, una manera muy útil de modelar los transductores de ultrasonidos ha sido el uso de circuitos eléctricos equivalentes obtenidos a partir de analogías electromecánicas, así como el uso de analogías entre las líneas de transmisión eléctricas y la propagación de ondas acústicas. Entre ellos se puede citar los propuestos por Mason, Redwood y Krimholtz *et al.* [MASO48, REDW61, KRIM70]. Desafortunadamente estos modelos son difíciles de aplicar en simulaciones electrónicas ya que necesitan el uso de transformadas de Fourier al estar confinados principalmente en el dominio frecuencial.

Existen también modelos matemáticos que describen el comportamiento del transductor mediante ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo, como el propuesto por [HAYW84]. Sin embargo se hace difícil en este último observar los efectos introducidos por los circuitos generador de pulsos y receptor.

En la década de los ochenta, aparecieron en la literatura los primeros modelos SPICE de transductores de ultrasonidos [MORR86].

Los modelos SPICE que han sido utilizados en las simulaciones realizadas en esta Tesis son los desarrollados por [LEAC94] y [TURO97]. Este último modelo tiene en cuenta tanto las pérdidas mecánicas que se producen al propagarse las ondas acústicas como las pérdidas eléctricas debidas a la disipación de potencia en el dieléctrico que constituye la propia cerámica piezoeléctrica.

Otro modelo también utilizado en esta Tesis, aunque más simple que el modelo SPICE, es el modelo RLC del transductor. Se trata de un circuito eléctrico resonante RLC que permite estudiar el comportamiento del transductor alrededor de su frecuencia de resonancia natural.

### **3.2.1 Modelo SPICE del transductor piezoeléctrico en modo espesor.**

El uso del simulador de circuitos SPICE ofrece la oportunidad de incorporar en la simulación la electrónica asociada al circuito excitador y receptor, resistencias, condensadores, inductancias y hasta incluso elementos no lineales como diodos y amplificadores operacionales.

El circuito equivalente de un transductor piezoeléctrico en modo espesor consta de una capacidad estática  $C_0$ , una línea de transmisión y dos fuentes controladas que modelan el acoplamiento entre la parte eléctrica y la mecánica del circuito. El circuito equivalente para modelar el transductor como un tripuerto eléctrico aparece en la figura 3.1. En este modelo [TURO97], se ha evitado conectar la fuente dependiente  $E1$ , que describe el acoplamiento entre la parte eléctrica y la acústica, directamente a la malla de la línea de transmisión, como ocurre en los modelos anteriormente citados [REDW61, LEAC94]. De esta forma, se puede usar líneas de transmisión de simuladores eléctricos SPICE que contienen inductancia en ambos conductores y aquellos que solamente soportan modo diferencial.

El modelo presentado es válido sólo para transductores basados en cerámicas piezoeléctricas resonando en modo espesor. El comportamiento de la cerámica piezoeléctrica trabajando en modo espesor es modelado por una línea de transmisión cuyas características dependen exclusivamente del material piezoeléctrico. Es por tanto que únicamente se ha trabajado con este modelo cuando se trataba de simular el comportamiento del transductor basado en una piezocerámica PXE5 de Philips resonando

en modo espesor y frecuencia de resonancia alrededor de 4 MHz. Este transductor ha sido utilizado en las medidas cuyo medio de propagación era el agua.

Las figuras 3.1b y 3.1c muestran los modelos para el transductor sin pérdidas y con pérdidas, respectivamente. Su única diferencia reside en el modelo empleado para la línea de transmisión. Los parámetros que aparecen en cada uno de los modelos de línea de transmisión están relacionados con las características del material piezoeléctrico empleado de la forma que se resume a continuación [TURO97]:

- Línea de transmisión sin pérdidas ( $Z_0$ ,  $TD$ )

Se encuentra definida por su impedancia característica  $Z_0$  y su tiempo de tránsito  $TD$ .

$$Z_0 = \sqrt{c^D \cdot \rho} \cdot A$$

$$TD = \frac{l_z}{v_l^D} = l_z \sqrt{\frac{\rho}{c^D}}$$

- Línea de transmisión con pérdidas ( $R$ ,  $G$ ,  $C$ ,  $L$ )

Se encuentra definida por la resistencia  $R$ , la conductancia  $G$ , la capacidad  $C$  y la inductancia  $L$  por unidad de longitud de la línea.

$$R = 2\alpha \sqrt{c^D \cdot \rho} \cdot A \quad , \quad \alpha \equiv \omega^2 \sqrt{\frac{\rho}{c^D}} \cdot \frac{\eta}{2c^D}$$

$$G = 0$$

$$C = \frac{1}{A \cdot c^D}$$

$$L = A \cdot \rho$$

donde

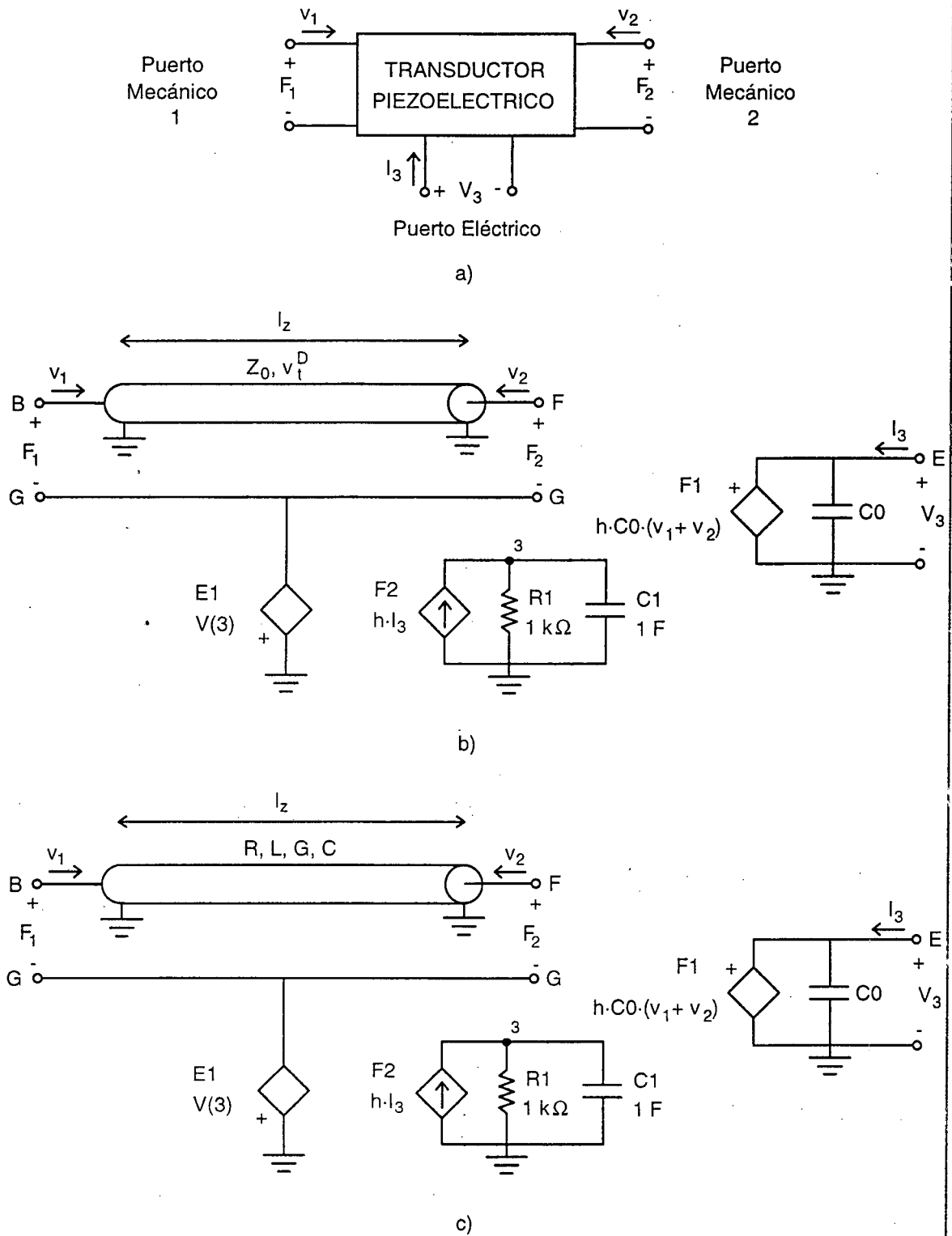
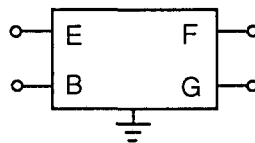


Fig. 3.1 a) Transductor piezoeléctrico modelado como un tripuerto. b) Circuito equivalente SPICE de un transductor sin pérdidas. c) Circuito equivalente SPICE de un transductor con pérdidas.

- $l_z$ : Espesor de la cerámica.  
 $c^D$ : Constante de elasticidad del material piezoeléctrico.  
 $\rho$ : Densidad.  
 $A$ : Área de la cerámica.  
 $\eta$ : Viscosidad del material piezoeléctrico.  
 $\omega$ : Frecuencia angular.  
 $h$ : Constante piezoeléctrica de transmisión.  
 $C_0$ : Capacidad estática de la cerámica.

El símbolo circuital del modelo SPICE del transductor se muestra en la figura 3.2a. Las descripciones circuitales para los modelos sin y con pérdidas aparecen a la izquierda y derecha de la figura 3.2b, respectivamente.



a)

```

.SUBCKT TRANS E B F G
T1 B 0 F 0 Z0="Z0" TD="TD"
V1 2 G
E1 0 2 4 0 1
V2 E 3
C0 3 0 "C0"
F1 0 3 V1 "h·C0"
F2 0 4 V2 "h"
R1 4 0 1k
C1 4 0 1
.ENDS

```

```

.SUBCKT TRANS E B F G
T1 B 0 F 0 LEN="l_z" L="L" R="R" C="C" G=0
V1 2 G
E1 0 2 4 0 1
V2 E 3
C0 3 0 "C0"
F1 0 3 V1 "h·C0"
F2 0 4 V2 "h"
R1 4 0 1k
C1 4 0 1
.ENDS

```

b)

Fig. 3.2 a) Símbolo del modelo SPICE para el transductor piezoeléctrico. b) Descripciones circuitales del modelo SPICE para el transductor piezoeléctrico: sin pérdidas (izquierda) y con pérdidas (derecha).



### 3.2.2 Modelo RLC del transductor de ultrasonidos.

El comportamiento de un transductor de ultrasonidos alrededor de la frecuencia de resonancia del armónico principal se puede describir mediante un circuito resonante como el de la figura 3.3. Este circuito es válido tanto para transductores basados en tecnología de disco a flexión, *flexural disc*, como para transductores piezoeléctricos [PIQU93, PHIL91].

La extracción de los parámetros  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $L_1$  y  $R_1$  se realiza a partir de la medida de la impedancia eléctrica de entrada del transductor. El proceso seguido en la obtención de una primera estimación del valor de dichos parámetros así como su posterior ajuste para que el circuito de la figura 3.3 presente la misma impedancia medida, se aborda en detalle en el apéndice A. Se presenta también en dicho apéndice el resultado de la caracterización del conjunto de transductores que han sido utilizados en esta Tesis.

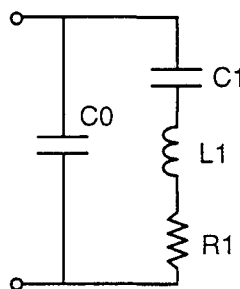


Fig. 3.3 Circuito resonante RLC que modela el comportamiento de un transductor de ultrasonidos.

El significado físico de cada uno de los componentes que aparecen en el modelo eléctrico es el siguiente:

- $C_0$ : Capacidad estática de la cerámica piezoeléctrica.
- $C_1$ : Valor proporcional a la rigidez del material piezoeléctrico.
- $L_1$ : Valor proporcional a la masa de la cerámica piezoeléctrica.
- $R_1$ : Resistencia de pérdidas y de radiación.

A pesar de que la resistencia  $R_l$  engloba tanto la resistencia de radiación como la de pérdidas existentes en el transductor, cabe destacar que la forma de onda de la señal que aparece en dicha resistencia es la misma que tiene el pulso acústico emitido. La diferencia existente entre ambas señales será la de un factor de escalado en amplitud. Por tanto, y debido a que en la técnica de cancelación por pulso se trabaja únicamente con la forma de onda de los pulsos emitidos/recibidos, este modelo será totalmente válido para obtener los parámetros buscados del segundo pulso.

La caracterización del transductor mediante una medida de impedancia eléctrica presenta como ventaja el que no se necesite tener un conocimiento preciso de los parámetros de construcción del mismo ni de las propiedades de la cerámica piezoeléctrica.

### **3.3 Excitación eléctrica del transductor con un segundo pulso.**

La consecución de una buena resolución axial está ligada, como describe la expresión (2.1), a la anchura de los pulsos de ultrasonidos emitidos por el transductor como respuesta a una excitación eléctrica breve.

En aplicaciones tales como la ecografía abdominal en medicina o la evaluación no destructiva de materiales con gran espesor o fuerte absorción acústica que implican una gran atenuación, se recurre a excitar el transductor con señales eléctricas de corta duración del orden de un semiperíodo en el caso ideal, y además con tensiones relativamente altas, generalmente superiores a 100 V, sobre cargas de tan solo unas decenas de ohmios y con una fuerte carga capacitiva, debido a que en este tipo de aplicaciones es preciso utilizar cerámicas piezoeléctricas de gran diámetro en el margen de los pocos MHz [RAMO86a, RAMO86b].

Existen diversas formas de conseguir pulsos de alta tensión y de corta duración. En esta Tesis, la necesidad de disponer de un circuito excitador de ultrasonidos ha venido marcada por el hecho de poder realizar medidas en el laboratorio únicamente para demostrar la viabilidad de la técnica de cancelación por pulso así como corroborar los resultados obtenidos mediante simulación. No se va a pretender excitar con pulso de alta tensión. Por esta razón, se ha optado por utilizar un circuito excitador partiendo de otros ya existentes, como puedan ser los que se analizan en [RAMO86a, RAMO86b].

Las características del primer y segundo pulso aplicado al transductor deberán ser las mismas exceptuando la amplitud de los pulsos y el retardo existente entre ellos. El circuito base para la excitación con un solo pulso es el presentado en la figura 3.4. La generación del segundo pulso se consigue añadiendo otra etapa idéntica conectada a la entrada del transductor pero procurando que ambas etapas se encuentren aisladas entre sí. Esto último se consigue mediante la inclusión de los diodos  $D1$  y  $D2$ . La figura 3.5 muestra el circuito eléctrico utilizado para la generación de los dos pulsos. Un análisis más detallado del circuito se realiza en el apéndice B.

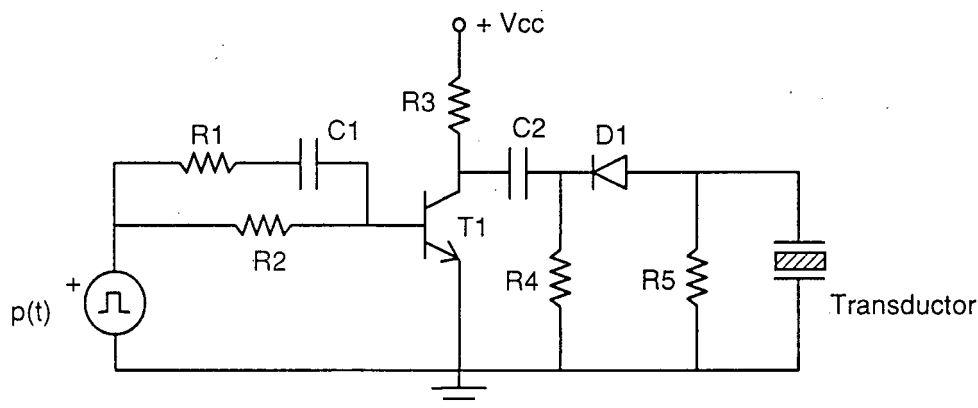


Fig. 3.4 Circuito generador de pulsos para transductores de ultrasonidos.

Las medidas se han realizado tanto para los transductores de aire como de agua. Al ser sus frecuencias de resonancia distintas se ha tenido que construir dos circuitos cuyos valores de los componentes aparecen especificados en la tabla 3.1. No se ha incluido los valores de las resistencias y condensadores con subíndice 2 ( $R12$ ,  $R22$ ,  $R32$ ,  $R42$ ,  $C12$ ,  $C22$ ) por ser estos idénticos a  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ,  $R4$ ,  $C1$  y  $C2$ , respectivamente.

Componente	R1	R2	R3	R4	R5	C1	C2	T1	D1	Vcc
Valor (agua)	50 $\Omega$	1 k $\Omega$	4.3 k $\Omega$	47 $\Omega$	47 $\Omega$	100 pF	100 nF	2N2222	1N4148	10 V
Valor (aire)	50 $\Omega$	1 k $\Omega$	4.3 k $\Omega$	4.7 k $\Omega$	4.7 k $\Omega$	100 pF	1 F	2N2222	1N4148	10 V

Tabla 3.1 Valores de los componentes para el circuito generador de pulsos.

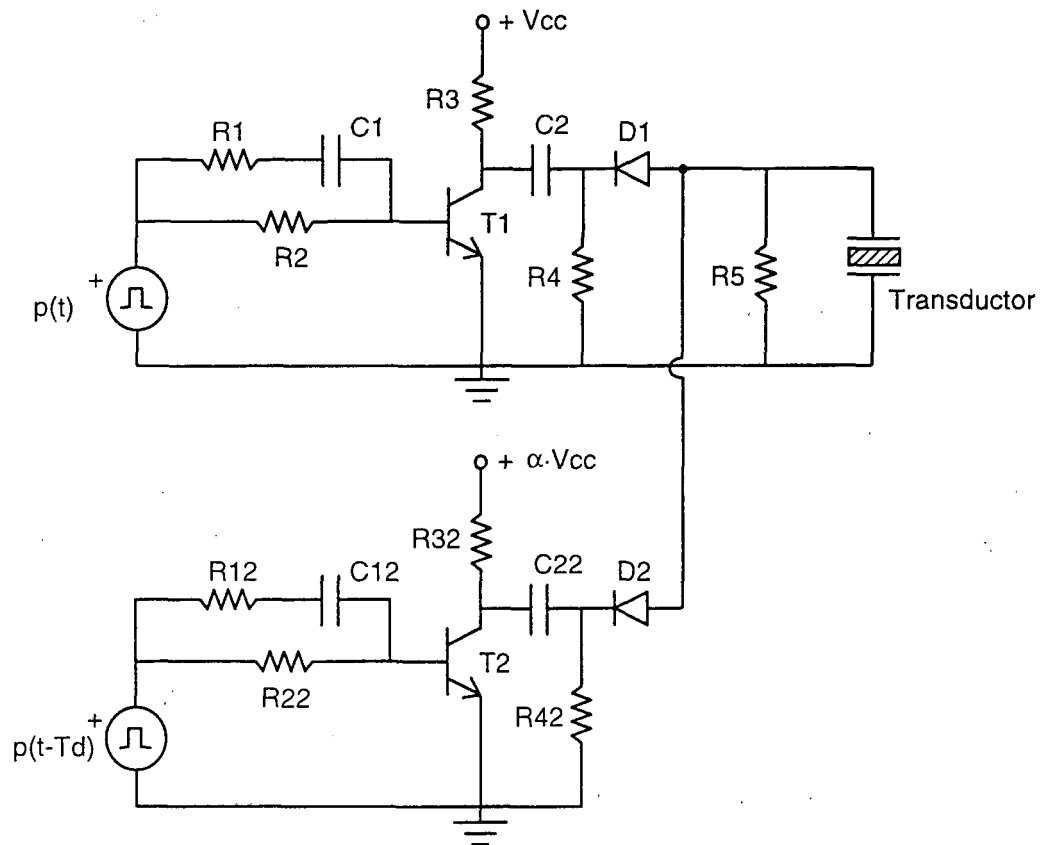


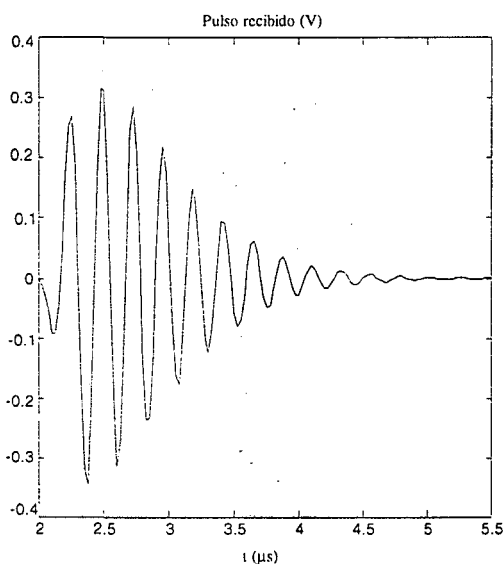
Fig. 3.5 Circuito propuesto para la excitación del transductor con un segundo pulso.

### 3.4 Optimización HSPICE de los parámetros $T_d$ y $\alpha$ del segundo pulso.

En el capítulo 2 se expuso la teoría para poder encontrar los valores de los parámetros  $T_d$  y  $\alpha$ . El análisis se hizo tanto en el dominio temporal como en el frecuencial. Debe hacerse hincapié en que estos valores van a diferir de los valores que tomen dichos parámetros encontrados de forma experimental si se quiere conseguir una

buena cancelación. La explicación a esta última afirmación se debe a que en el capítulo 2 se supuso que  $T_d$  iba a tomar siempre valores múltiplos de semiperíodos a la frecuencia natural de resonancia del transductor. Sin embargo, como se verá en este apartado los pasos por cero efectuados por el pulso emitido/recibido no se producirán siempre en esos instantes. Además, la frecuencia con que se producen al inicio del pulso y al final del mismo no será la misma. Por tanto, los valores teóricos para  $T_d$  y  $\alpha$  obtenidos en el capítulo 2 no van a ser directamente aplicables para conseguir una buena cancelación. El contenido de este apartado ya fue avanzado en [SALA96].

La evolución de los pasos por cero se pone de manifiesto en dos formas de onda distintas simuladas, y que han sido contrastadas con sus respectivas medidas capturadas en el laboratorio. La figura 3.6 corresponde a la simulación de un pulso recibido por un transductor piezoeléctrico a 4 MHz. En la figura 3.8 aparece la simulación de un pulso recibido por el transductor de aire a 40 kHz.



*Fig. 3.6 Simulación en agua. Pulso recibido por el transductor a 4 MHz.*

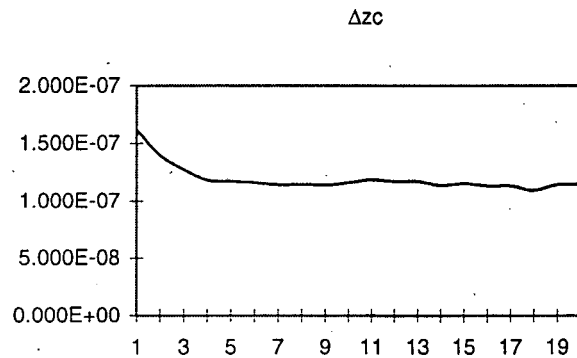
En la tabla 3.2 aparecen los instantes en que la forma de onda de la figura 3.6 cruza por cero,  $z_c$ . De igual forma se muestra la diferencia temporal existente entre dos pasos consecutivos,  $\Delta z_c$ . En la columna marcada como *índice* aparece el valor (tanto impar como par) que toma  $n$  en la expresión (2.23) y que se recuerda a continuación,

$$T_d = \frac{n}{2f_{res}}$$

Indice	zc	$\Delta zc$	Indice	zc	$\Delta zc$
1	1.619E-07	1.619E-07	11	1.358E-06	1.185E-07
2	3.018E-07	1.399E-07	12	1.474E-06	1.169E-07
3	4.293E-07	1.275E-07	13	1.592E-06	1.171E-07
4	5.474E-07	1.181E-07	14	1.705E-06	1.137E-07
5	6.645E-07	1.171E-07	15	1.820E-06	1.152E-07
6	7.805E-07	1.160E-07	16	1.934E-06	1.133E-07
7	8.948E-07	1.143E-07	17	2.047E-06	1.132E-07
8	1.009E-06	1.144E-07	18	2.156E-06	1.095E-07
9	1.123E-06	1.138E-07	19	2.271E-06	1.144E-07
10	1.239E-06	1.160E-07	20	2.386E-06	1.147E-07

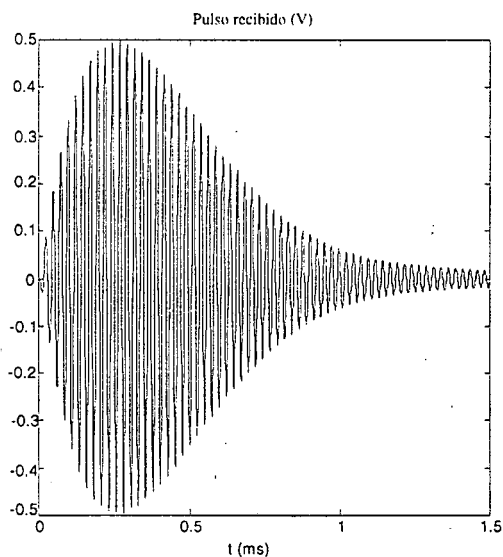
Tabla 3.2 Instantes de cruce por cero y diferencia temporal con el anterior (señal de la figura 3.6).

La columna correspondiente a la diferencia temporal entre dos pasos por cero consecutivos aparece en forma de gráfica en la figura 3.7. Como se puede observar, no es hasta pasado el transitorio asociado al inicio del pulso, fase de crecimiento, que éste presenta un valor prácticamente constante, forzado por la propia frecuencia natural de resonancia del transductor. Es por esta razón, que no se puede conseguir una buena cancelación justo a partir del instante en que se empieza a cancelar. Por tanto, la técnica de cancelación por pulso no resultará eficiente en transductores muy amortiguados. No obstante, como así ocurre, con valores de  $T_d$  y  $\alpha$  ligeramente distintos a sus teóricos, se alcanza una cancelación que puede ser considerada óptima.



*Fig. 3.7 Simulación en agua. Evolución de la diferencia temporal existente entre pasos por cero consecutivos (señal de la figura 3.6).*

De forma análoga puede operarse con el pulso de la figura 3.8, perteneciente a una simulación en la que se han utilizado transductores de aire resonando a 40 kHz. La tabla 3.3 es análoga a la tabla 3.2. La evolución de la diferencia existente entre pasos por ceros consecutivos se muestra en la figura 3.9. En ella se observa también que la frecuencia con que se producen los pasos por cero tiende a un valor constante. No obstante, las pequeñas alteraciones que se observan se atribuyen exclusivamente a la simulación y no a un comportamiento real en el pulso.



*Fig. 3.8 Simulación en aire. Pulso recibido por el transductor a 40 kHz.*

Indice	zc	$\Delta zc$	Indice	zc	$\Delta zc$	Indice	zc	$\Delta zc$
1	1,68E-05	1,68E-05	11	1,40E-04	1,22E-05	21	2,61E-04	1,21E-05
2	2,97E-05	1,29E-05	12	1,52E-04	1,21E-05	22	2,73E-04	1,22E-05
3	4,21E-05	1,24E-05	13	1,64E-04	1,22E-05	23	2,86E-04	1,22E-05
4	5,44E-05	1,23E-05	14	1,76E-04	1,21E-05	24	2,98E-04	1,21E-05
5	6,66E-05	1,22E-05	15	1,88E-04	1,20E-05	25	3,10E-04	1,22E-05
6	7,87E-05	1,21E-05	16	2,00E-04	1,24E-05	26	3,21E-04	1,12E-05
7	9,09E-05	1,22E-05	17	2,12E-04	1,16E-05	27	3,34E-04	1,30E-05
8	1,03E-04	1,22E-05	18	2,25E-04	1,27E-05	28	3,46E-04	1,23E-05
9	1,15E-04	1,21E-05	19	2,37E-04	1,23E-05	29	3,59E-04	1,22E-05
10	1,27E-04	1,22E-05	20	2,49E-04	1,20E-05	30	3,71E-04	1,21E-05

Tabla 3.3 Instantes de cruce por cero y diferencia temporal con el anterior (señal de la figura 3.8).

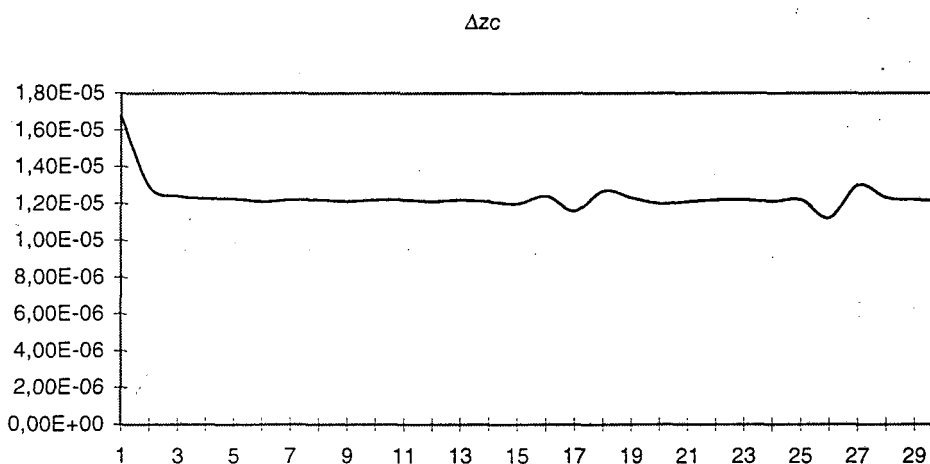


Fig. 3.9 Simulación en aire. Evolución de la diferencia temporal existente entre pasos por cero consecutivos (señal de la figura 3.8).

Volviendo al principio de funcionamiento en que se basa la técnica de cancelación por pulso, conviene notar que la parte inicial del segundo pulso, fase de crecimiento, interviene también en la cancelación de parte del primer pulso. Así pues, existirá un compromiso entre una buena cancelación de la cola y una buena cancelación a partir del instante  $T_d$  escogido. La dependencia del parámetro  $\alpha$  con  $T_d$  hace que la búsqueda de una solución analítica conlleve un exceso de complejidad. Este inconveniente ha sido salvado mediante el uso de simulaciones con ordenador utilizando el *software* de dominio público HSPICE. Este programa de análisis de circuitos contiene un módulo de optimización con



el cual se va a poder ajustar los parámetros  $T_d$  y  $\alpha$  de forma totalmente automatizada. La optimización requiere los límites máximos y mínimos de los parámetros a optimizar, los objetivos a cumplir y un valor inicial de cada uno de los parámetros. La optimización se lleva a cabo hasta que se cumple el objetivo marcado o bien se alcance una solución óptima.

Como valores iniciales de los parámetros  $T_d$  y  $\alpha$  se emplean sus valores teóricos encontrados según cualquiera de los procedimientos que fueron indicados en el capítulo 2. En particular, se han utilizado los obtenidos mediante el método en el dominio temporal. Queda por establecer un intervalo de variación para cada parámetro puesto que el algoritmo de optimización de HSPICE que se utilizará nos obliga a ello.

En la práctica, no es previsible que el parámetro  $T_d$  pueda alcanzar valores fuera del intervalo definido por

$$T_{d_e} - \frac{1}{4f_{res}} < T_d < T_{d_e} + \frac{1}{4f_{res}} \quad (3.1)$$

donde  $f_{res}$  es la frecuencia natural de resonancia del transductor y el subíndice  $e$  indica que se trata de un valor estimado. Un valor de  $T_d$  fuera de ese intervalo supondría que el segundo pulso se sumara en fase con el primero en lugar de hacerlo en contrafase. El resultado no sería un pulso corto sino todo lo contrario, un pulso emitido/recibido de mayor duración.

En cuanto al intervalo de valores para el parámetro  $\alpha$ , se tomó en primera aproximación y sin atender a ningún criterio en particular, el intervalo definido por una variación del  $\pm 15\%$  en su valor estimado, teórico, resultando en

$$0.85\alpha_e < \alpha < 1.15\alpha_e \quad (3.2)$$

Si finalizado el proceso de optimización el valor resultante de  $\alpha$  coincidía con alguno de los extremos del intervalo entonces éste se hacía más grande. En la mayoría de las optimizaciones realizadas, el intervalo definido en (3.2) para  $\alpha$  resultó ser el adecuado. Se observó además, que definido un intervalo estrecho para  $T_d$ , el intervalo para  $\alpha$  podía ser mayor que el definido por la expresión (3.2).

La función a utilizar en el proceso de optimización se definió atendiendo a dos criterios. Si lo que se pretende es acortar la duración del pulso emitido/recibido entonces lo que interesa es no sólo minimizar la energía contenida por el pulso en ese intervalo sino también minimizar la amplitud de pico del pulso. Según esto, la función a minimizar ha sido definida como

$$FTM = \int_{t_{op}}^{\infty} y^2(t) dt \cdot y_{max} \Big|_{t_{op}}^{\infty} \quad (3.3)$$

donde  $y_{max} \Big|_{t_{op}}^{\infty}$  es la máxima amplitud de pico que  $y(t)$  toma en el intervalo que va desde  $t_{op}$  a  $\infty$ , y

$$t_{op} = T_d + \frac{k}{f_{res}} \quad (3.4)$$

siendo  $k$  un número natural. Con esta definición de  $k$ , se fuerza a que  $t_{op}$  sea mayor que  $T_d$ . Este es un requerimiento necesario para que el algoritmo de optimización converja determinando satisfactoriamente los valores óptimos tanto de  $\alpha$  como de  $T_d$ . Su explicación reside en que aunque se retarde en  $T_d$  segundos el segundo pulso, la cancelación total no se alcanza inmediatamente a partir de ese instante. Consecuentemente la función a minimizar,  $FTM$ , estaría mal definida no permitiendo encontrar el mínimo buscado. La razón es simple, no es posible cancelar totalmente una forma de onda con comportamiento decreciente con otra que está creciendo. Por este motivo  $k$  deberá tomar valores superiores al número de ciclos que presente el pulso emitido/recibido en su fase de crecimiento.

En [SALA96], se presentó la expresión (3.4) pero con un valor fijo de  $k=2$ , dando buenos resultados debido a que precisamente al cabo de un ciclo la forma de onda del pulso era decreciente. Sin embargo, este criterio se tuvo que modificar más tarde por el de la expresión (3.4) cuando se intentó la cancelación con los pulsos de las figuras 3.6 y 3.8.

### **3.5 Verificación experimental.**

A continuación se presentan los resultados experimentales obtenidos en tres casos de estudio que se han considerado. Con ellos, se quiere poner de manifiesto la aplicabilidad o no de la técnica de cancelación por pulso en función de la forma de onda medida. Asimismo, se verá que la técnica se aplica con independencia del tipo de transductores empleados.

#### **3.5.1 Caso de estudio 1.**

En este caso de estudio se ha considerado un transductor radiando en agua cuya emisión es recogida por un hidrófono. El transductor está basado en una cerámica piezoeléctrica PXE5 de Philips con frecuencia de resonancia alrededor de 4 MHz. La situación de medida se describe con más detalle en el apéndice C, figura C.1.

La señal capturada por el hidrófono se muestra en la figura 3.10. En ella se aprecia una forma de onda irregular presentando cambios de fase aproximadamente a cada dos ciclos de la señal, el primero de ellos alrededor de  $0.5 \mu\text{s}$ . Lógicamente, con esta forma de onda no va a poderse conseguir una buena cancelación mediante el uso de un segundo pulso de excitación.

No obstante, las simulaciones realizadas de esta situación de medida no mostraban dicho efecto al no estar contemplado en los modelos eléctricos utilizados para el transductor. El cambio de fase era debido, como más tarde se pudo comprobar, a una

resonancia de menor intensidad que aparecía entorno los 2 MHz. En la figura 3.11 se muestra la respuesta en frecuencia del conjunto transductor más hidrófono, la cual puede ser considerada como la del transductor por tener el hidrófono una respuesta plana hasta cerca de los 12 MHz.

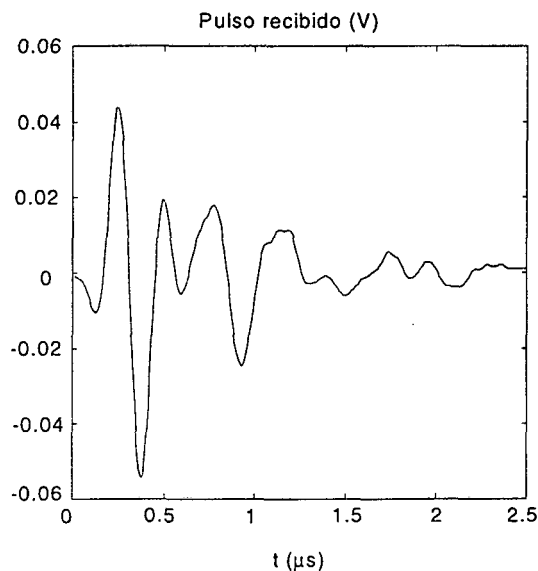


Fig. 3.10 Señal capturada por el hidrófono.

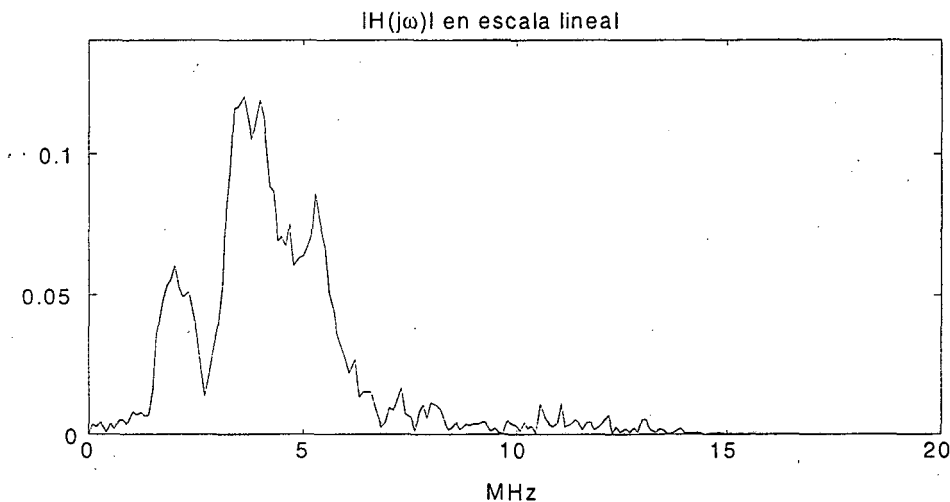


Fig. 3.11 Módulo de la respuesta frecuencial del transductor.

En este caso, la recepción de un pulso de corta duración debería conseguirse por otros métodos. En el próximo capítulo se aborda el tema de la excitación específica de transductores, donde tras compensar la respuesta mostrada por la figura 3.11 se consigue con éxito recibir un pulso corto.

### 3.5.2 Caso de estudio 2.

La situación de medida analizada en este apartado consiste en la emisión y recepción de un pulso de ultrasonidos mediante el empleo de dos transductores dispuestos según la figura C.1 del apéndice C. Este caso de estudio difiere del anterior en que el hidrófono utilizado en recepción ha sido substituido por otro transductor de las mismas características que el utilizado en emisión (PXE5). La utilización de dos transductores en lugar de uno sólo va a simplificar la electrónica asociada y evitará la utilización de un reflector. El transductor en recepción se encuentra conectado directamente al osciloscopio.

En la figura 3.12 (arriba), se presenta las formas de onda recibidas simuladas y medidas a izquierda y derecha, respectivamente. Ambas formas de onda coinciden prácticamente. El modelo utilizado para el transductor en la simulación ha sido el de la línea de transmisión con pérdidas visto en el apartado 3.2.1. Previamente se había medido la impedancia de entrada de los transductores haciéndose coincidir las frecuencias de resonancia serie y paralelo presentadas en la simulación mediante el ajuste de los parámetros característicos de la línea de transmisión.

En la tabla 3.4 se muestra los valores teóricos, optimizados y medidos de  $T_d$  y  $\alpha$  así como la duración resultante del pulso definida como el tiempo que transcurre desde  $t=0$  hasta el instante en que la amplitud máxima del pulso ha decaído 10 veces. De este último aparece entre paréntesis el valor esperado a partir del resultado de las simulaciones. Los valores teóricos de  $T_d$  y  $\alpha$  utilizados en el proceso de optimización se han obtenido a partir de la forma de la señal pulso medido, figura 3.12 (superior derecha).

Las figuras 3.12 y 3.13 muestran la existencia de una estrecha correlación entre las simulaciones y las medidas para distintos valores del índice  $n$ , pudiéndose estudiar el comportamiento de la cancelación obtenida con el segundo pulso directamente a través de simulaciones. De igual forma, la tabla 3.4 indica que los valores encontrados para  $T_d$  y  $\alpha$ , teóricos y experimentales, no presentan diferencias substanciales. Con el índice  $n=\infty$  nos

referiremos de aquí en adelante al caso de un único pulso de excitación. Sería equivalente a pensar en una excitación en donde el segundo pulso se retarda un tiempo infinito.

Se observa también en la figura 3.12, que la simulación y la medida realizada para el índice  $n=1$  muestra que la cancelación que se obtiene no es satisfactoria. Por esta razón no aparecen en la tabla 3.4 los valores experimentales de  $T_d$  ni de  $\alpha$ . La duración del pulso resultante es comparable a la que se obtiene con un solo pulso de excitación.

Es importante hacer notar que observando el resultado de las cancelaciones obtenidas, tanto a nivel de simulación como experimental, la cancelación no se está produciendo a partir del instante  $T_d$  seleccionado, sino más tarde tal y como se había apuntado anteriormente. La explicación radica en la imposibilidad de cancelar parte de la respuesta al primer pulso de excitación (cola) con el principio de la respuesta al segundo (fase de crecimiento). Como consecuencia de ello, la conclusión más importante a la que se llega es que la técnica se mostrará altamente ineficiente si el pulso en sí presenta pocos ciclos ya que únicamente se conseguiría cancelar una pequeña parte de él, pudiendo tener el pulso resultante una duración superior al pulso inicial.

Cabe resaltar de las formas de onda medidas que aparecen en las figuras 3.12 y 3.13, que éstas no presentan ningún cambio de fase aparente como ocurría en la señal de la figura 3.10. Sin embargo, los transductores utilizados en las medida tienen las mismas características físicas que los utilizados en el caso de estudio 1. La explicación a este hecho se debe a que al utilizar dos transductores que pueden ser considerados idénticos, la respuesta en frecuencia del conjunto sería el resultado de multiplicar por sí misma la respuesta en frecuencia mostrada por la figura 3.11. Esto hace que la resonancia alrededor de 4 MHz quede con mucho más contenido energético frente la que se encuentra cerca de los 2 MHz, viéndose disminuido el efecto de esta última.

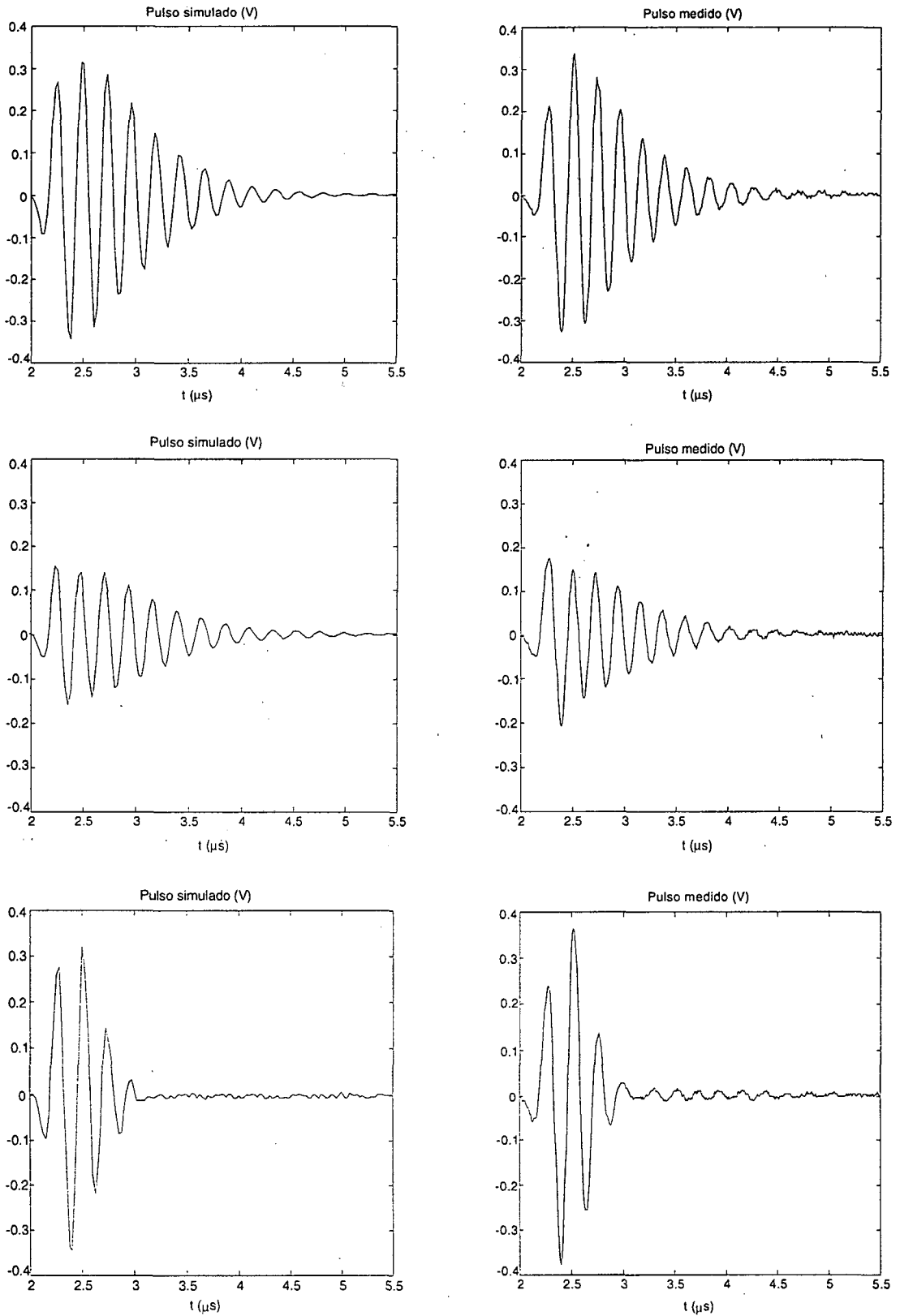


Fig. 3.12 Señales pulso obtenidas, simulada (izquierda) y medida (derecha), sin cancelación (arriba), cancelación con índice  $n=1$  (centro) y cancelación con índice  $n=3$  (abajo).

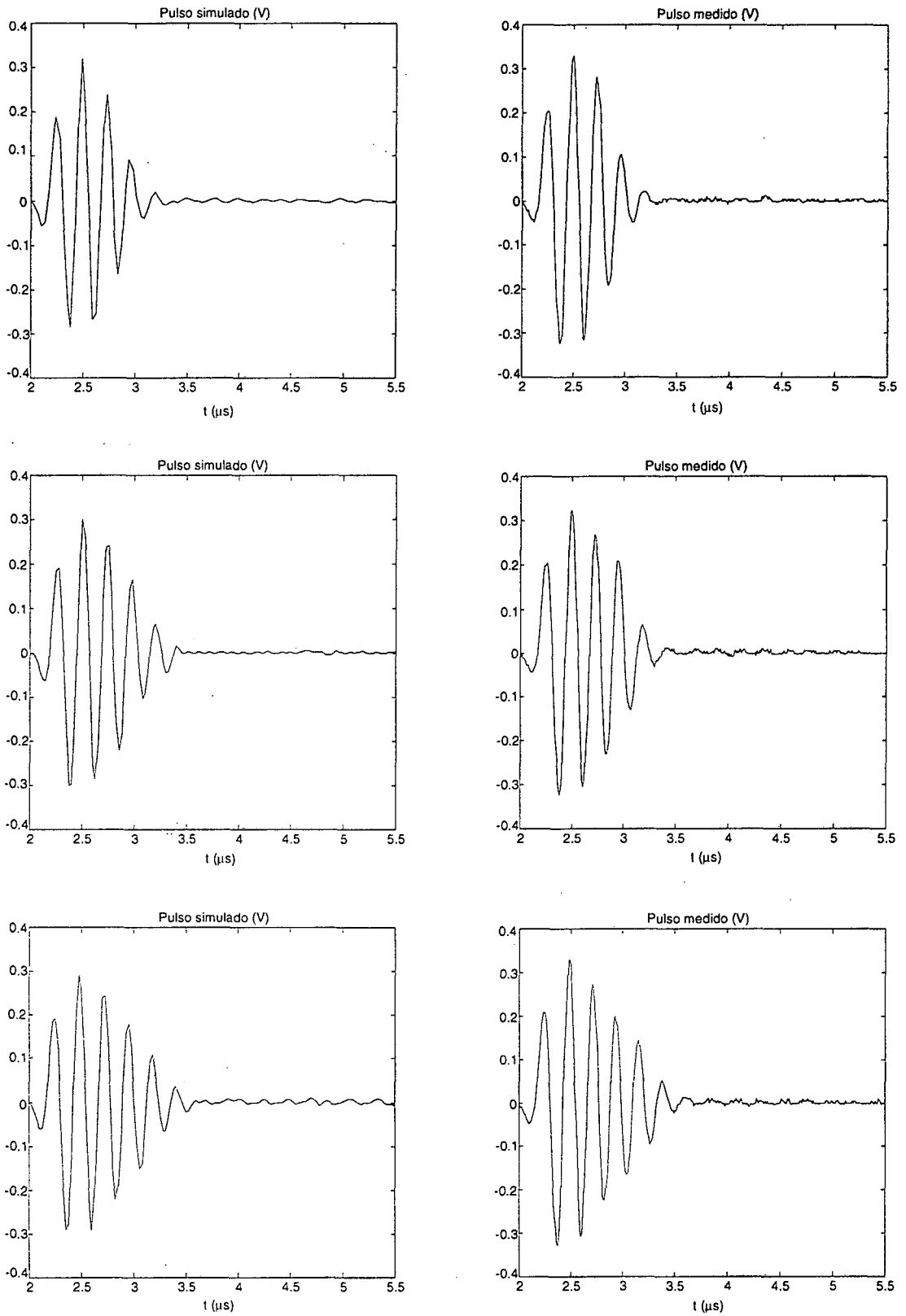


Fig. 3.13 Señales pulso obtenidas, simulada (izquierda) y medida (derecha). Cancelación con índice  $n=5$  (arriba), cancelación con índice  $n=7$  (centro) y cancelación con índice  $n=9$  (abajo).



Índice	Teóricos		Optimizados		Experimentales		Duración del pulso
	$T_d$	$\alpha$	$T_d$	$\alpha$	$T_d$	$\alpha$	$T_p$
1	110 ns	0.86	133 ns	0.920	—	—	1830 (1850) ns
3	330 ns	0.59	390 ns	0.532	330 ns	0.524	965 (950) ns
5	550 ns	0.43	616 ns	0.380	550 ns	0.356	1100 (1080) ns
7	770 ns	0.31	840 ns	0.279	768 ns	0.294	1280 (1350) ns
9	990 ns	0.22	1065 ns	0.225	990 ns	0.221	1520 (1430) ns
$\infty$	$\infty$	0	—	—	—	—	2040 (1980) ns

*Tabla 3.4 Valores teóricos, optimizados y experimentales de  $T_d$  y  $\alpha$ , y duración del pulso emitido en las medidas realizadas en agua con el transductor a 4 MHz.*

### 3.5.3 Caso de estudio 3.

Con respecto a los dos casos de estudio anteriores, aquí el medio de medida será el aire. El equipo de medida y su disposición para este caso de estudio ha sido el que se muestra en la figura C.2 que aparece en el apéndice C. Los transductores utilizados son los de aire que presentan una frecuencia natural de resonancia próxima a 40 kHz.

La figura 3.14 (arriba) muestra las formas de onda recibidas simuladas y medidas a izquierda y derecha, respectivamente. El modelo utilizado para el transductor en la simulación ha sido el RLC visto en el apartado 3.2.2. Se observa un gran parecido entre simulación y medida, si bien en esta última la forma del pulso se ve afectada por una modulación en amplitud debida a un modo de resonancia inferior que va a influir negativamente en la consecución de una buena cancelación, especialmente para índices  $n$  bajos (3, 5, 7 y 9).

Debido precisamente a esa modulación en amplitud en la envolvente del pulso medido, se ha creído oportuno determinar los valores teóricos de  $T_d$  y  $\alpha$  a partir de la forma de onda del pulso simulado, figura 3.14 (superior izquierda).

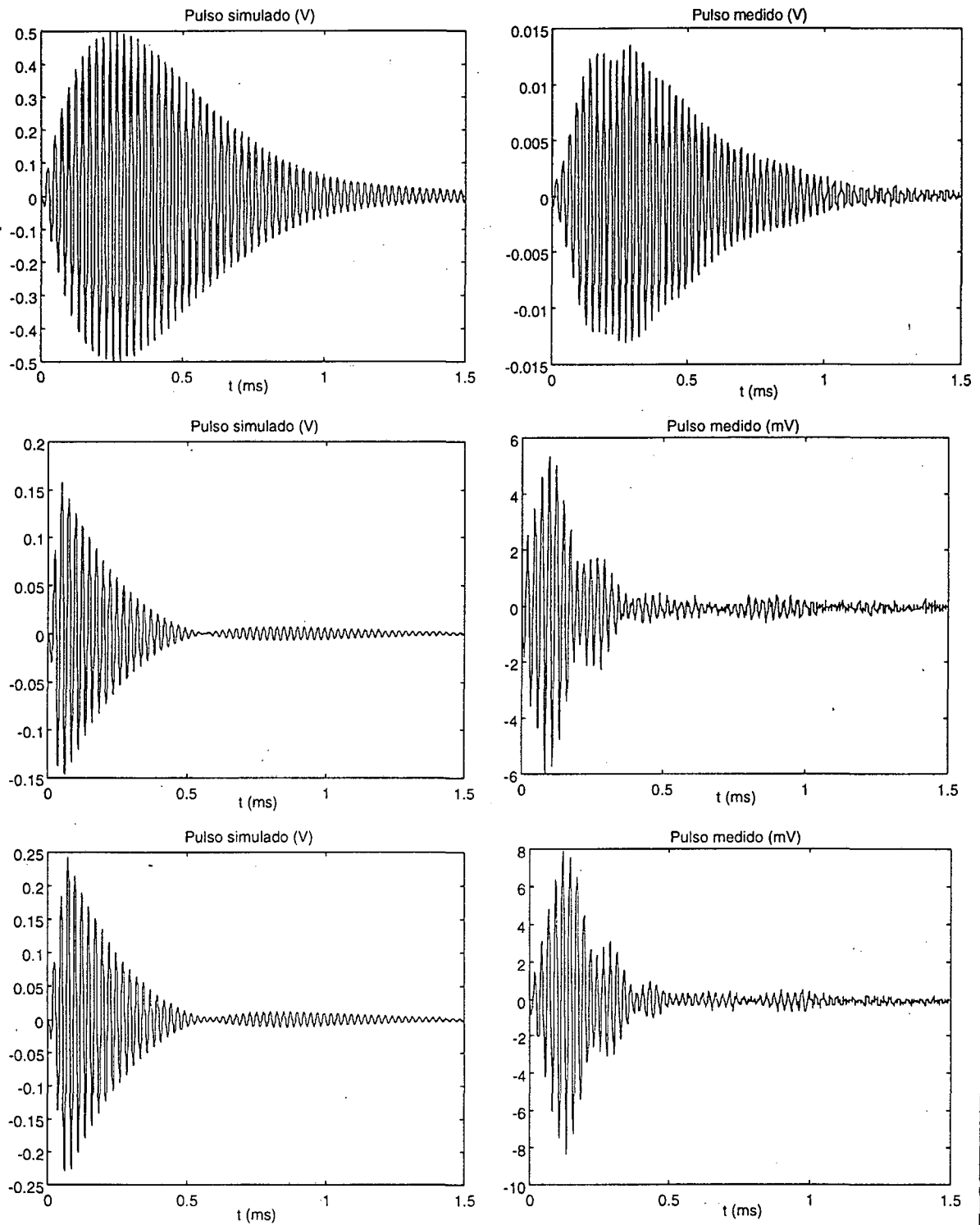
La diferencia existente en los valores de amplitud de ambos pulsos es consecuencia del modelo RLC utilizado para el transductor. Como ya se dijo en el

apartado 3.2.2, con este modelo se consigue en los terminales de la resistencia  $R_I$  del modelo una forma de onda igual a la que se obtendría, siendo los valores que toma de amplitud distintos. A pesar de ello, no se ven alterados los valores de  $T_d$  y  $\alpha$  encontrados experimentalmente pues dependen exclusivamente del comportamiento de la forma del pulso y no del valor máximo de amplitud que pueda tener el mismo.

La tabla 3.5 muestra los valores teóricos, optimizados y experimentales de  $T_d$  y  $\alpha$  así como la duración del pulso resultante. Entre paréntesis se indica la duración del pulso obtenida mediante simulación. Cabe resaltar que los valores teóricos y optimizados son mucho más parecidos entre sí que los medidos experimentalmente como consecuencia de haber tomado la forma de onda de la figura 3.14 (superior izquierda) para la determinación de los valores teóricos de  $T_d$  y  $\alpha$ .

Las figuras 3.14, 3.15 y 3.16 presentan el resultado de la cancelación del pulso recibido para distintos valores del índice  $n$ . El gran número de ciclos que se observa en los pulsos que aparecen en dichas figuras son consecuencia de la gran desadaptación de impedancias existente entre el aire y el material piezoeléctrico que forma el transductor. Se hará más difícil valorar la bondad de la cancelación obtenida a partir del número de ciclos que presente el pulso con cancelación, hecho que no ocurría en el caso de estudio 2, donde se apreciaba perfectamente la estrecha relación entre índice  $n$  y número de ciclos que proporcionaba el pulso con cancelación.

Por otra parte, el excesivo número de ciclos presentes en la fase de crecimiento del pulso (figura 3.14 superior izquierda) hace que la cancelación a partir del instante  $T_d$  escogido no tenga lugar. Por esta razón no se ha incluido el resultado de la cancelación con índice  $n=1$  y se ha sustituido por el de  $n=17$ . Para ello ha sido necesario modificar el circuito retardador de pulsos de la figura B.1 descrito en el apéndice B, mediante la adición de un condensador de 1 nF en paralelo con  $C_2$ .



*Fig. 3.14 Señales pulso obtenidas, simulada (izquierda) y medida (derecha), sin cancelación (arriba), cancelación con índice  $n=3$  (centro) y cancelación con índice  $n=5$  (abajo).*

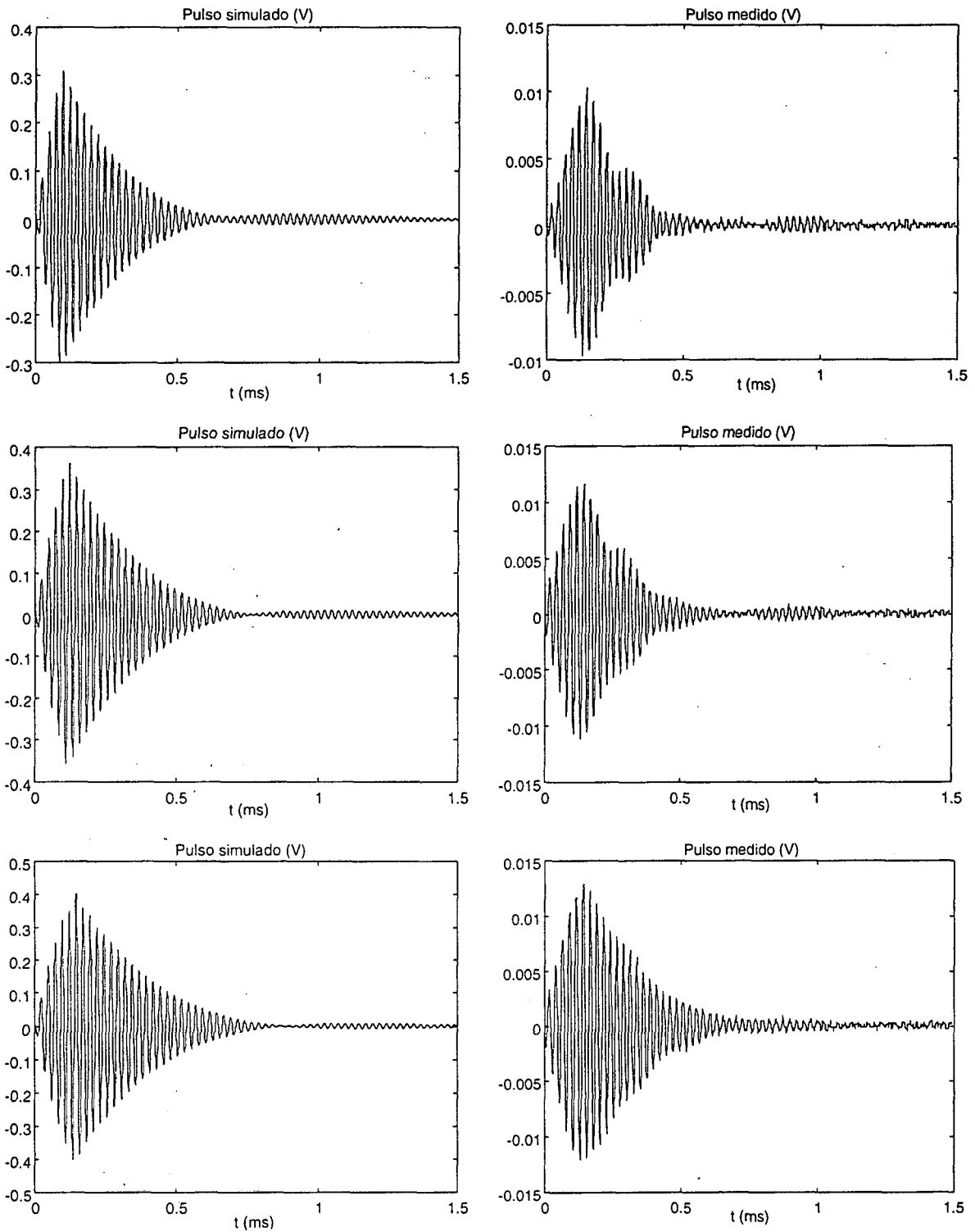


Fig. 3.15 Señales pulso obtenidas, simulada (izquierda) y medida (derecha). Cancelación con índice  $n=7$  (arriba), cancelación con índice  $n=9$  (centro) y cancelación con índice  $n=11$  (abajo).

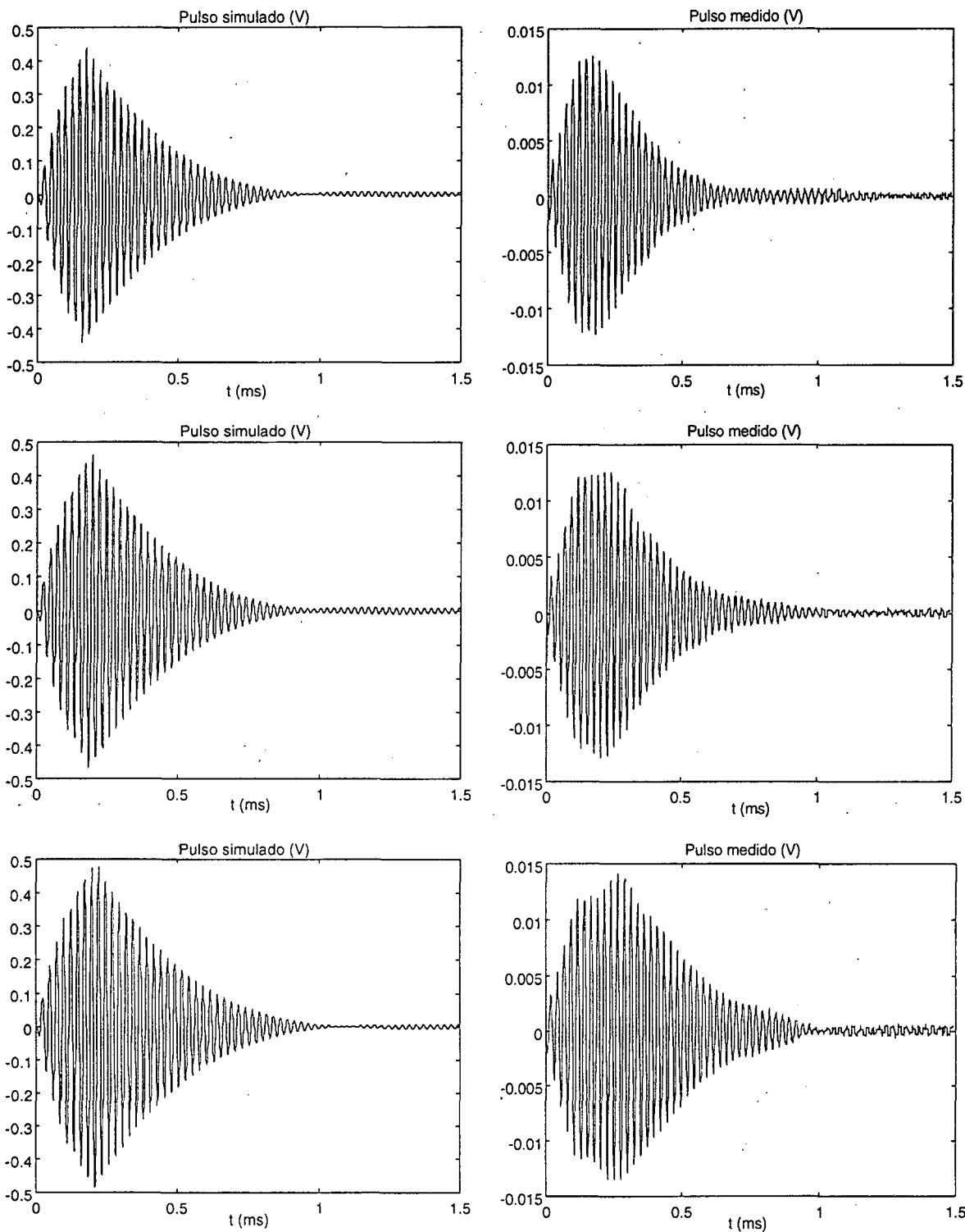


Fig. 3.16 Señales pulso obtenidas, simulada (izquierda) y medida (derecha). Cancelación con índice  $n=13$  (arriba), cancelación con índice  $n=15$  (centro) y cancelación con índice  $n=17$  (abajo).

Índice	Teóricos		Optimizados		Experimentales		Duración del pulso
	$T_d$	$\alpha$	$T_d$	$\alpha$	$T_d$	$\alpha$	$T_p$
3	37.5 $\mu$ s	0.936	36.27 $\mu$ s	0.920	36 $\mu$ s	0.91	382 (399) $\mu$ s
5	62.5 $\mu$ s	0.87	60.48 $\mu$ s	0.862	60 $\mu$ s	0.84	458 (442) $\mu$ s
7	87.5 $\mu$ s	0.815	85.28 $\mu$ s	0.807	84.2 $\mu$ s	0.77	518 (494) $\mu$ s
9	112.5 $\mu$ s	0.727	110.2 $\mu$ s	0.711	108.5 $\mu$ s	0.67	574 (563) $\mu$ s
11	137.5 $\mu$ s	0.671	134.5 $\mu$ s	0.645	132.5 $\mu$ s	0.6	660 (629) $\mu$ s
13	162.5 $\mu$ s	0.56	158.94 $\mu$ s	0.570	156 $\mu$ s	0.51	690 (689) $\mu$ s
15	187.5 $\mu$ s	0.51	183.42 $\mu$ s	0.502	179 $\mu$ s	0.43	778 (720) $\mu$ s
17	212.5 $\mu$ s	0.464	207.26 $\mu$ s	0.491	202 $\mu$ s	0.35	876 (776) $\mu$ s
$\infty$	$\infty$	0	—	—	—	—	1080 (1050) $\mu$ s

Tabla 3.5 Valores teóricos, optimizados y experimentales de  $T_d$  y  $\alpha$ , y duración del pulso recibido en las medidas realizadas en aire con el transductor a 40 kHz.

### 3.6 Elección del parámetro $T_d$ .

Se ha visto en el apartado anterior que el pulso emitido/recibido puede ser cancelado en instantes diferentes. Como consecuencia de las diversas cancelaciones que se pueden producir, se dispone de un conjunto de distintos valores para las parejas ( $T_d$ ,  $\alpha$ ).

La elección de la pareja óptima de valores ( $T_d$ ,  $\alpha$ ) deberá hacerse atendiendo a algún criterio que evalúe objetivamente la mejora proporcionada por cada una de ellas en el pulso emitido/recibido.

Lógicamente, si lo que se desea es recibir el pulso más corto posible, el que mayor resolución aporte a la medida, se deberá escoger aquella pareja de valores ( $T_d$ ,  $\alpha$ ) que contenga el valor más pequeño posible para  $T_d$ , esto es  $T/2$  según (2.23).

Sin embargo, esta elección presenta un serio inconveniente. El contenido energético de dicho pulso será pequeño por ser su duración muy pequeña, la de un único semiciclo, en teoría, a la frecuencia natural de resonancia del transductor. Por contra, un

valor grande en el parámetro  $T_d$  proporcionaría un pulso a la salida de gran energía, si bien la resolución en la medida se vería empeorada. El valor máximo de energía que podría tener el pulso de salida sería el correspondiente a la energía del primer pulso de excitación. Esto no es más que el caso particular de utilizar un segundo pulso de excitación con parámetro  $\alpha$  igual a cero y  $T_d$  igual a infinito.

Existe pues un compromiso entre energía del pulso emitido/recibido y duración del mismo. A mayor duración, mayor energía emitida pero peor es la resolución obtenida en la medida. Por tanto, ambos deberán tenerse en cuenta en la definición del factor de mérito.

Considérese, por ejemplo, el pulso recibido de la figura 3.6. Suponiendo que se consiguiese una cancelación total a partir de los instantes  $T_d$ , la evolución de la energía del pulso recibido en función de los distintos valores que puede tomar parámetro  $T_d$  según (2.23) es la que se muestra en la figura 3.17. El eje de abscisas indica el valor que toma el subíndice  $n$  que aparecería en  $T_d$ .

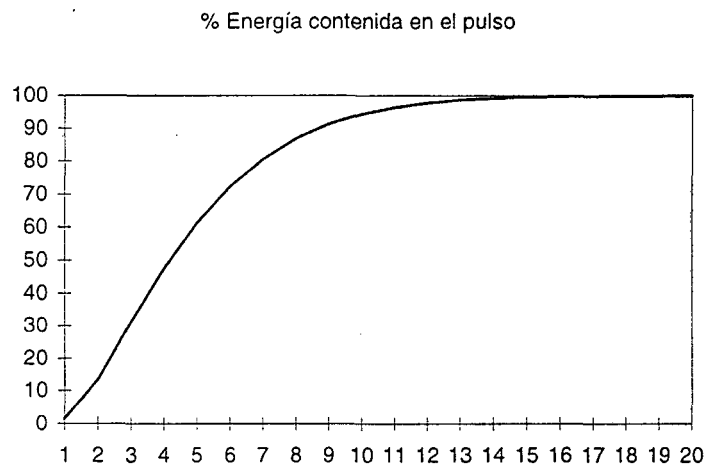


Fig. 3.17 Evolución del % de energía contenida en el pulso de la figura 3.6 en función del parámetro  $T_d$ .

Se observa en la figura 3.17 que el aumento del porcentaje de energía emitida no es significativo a partir de  $T_{d9}$ , que es del 90 %. Trabajar con valores de  $T_d$  superiores representaría emitir pulsos de más duración sin que estos tuvieran mucha más energía.

Sin embargo, esta representación tampoco proporciona una información precisa que permita afirmar que el uso de un valor de  $T_d$  superior aporte un mayor beneficio en cuanto al aumento de energía emitida a pesar de la pérdida de resolución a que dará lugar la utilización de este  $T_d$  superior.

Consecuentemente, el factor de mérito buscado debería presentar un máximo para aquel valor de  $T_d$  que proporcionara un pulso con un contenido de energía elevado al mismo tiempo que su duración fuese pequeña.

### 3.7 Factores de mérito.

Parte de los resultados que a continuación se presentarán en este apartado ya fueron adelantados en [SALA97].

Se propone definir los factores de mérito en base a una cualidad deseada en el pulso resultante de la cancelación. Esta cualidad dependerá normalmente de la aplicación en particular que se esté considerando.

Se propone como factor de mérito el definido como la densidad de energía existente en un instante  $T_{pi}$ :

$$FM_1(T_{pi}) = \frac{E_{\%}(T_{pi})}{T_{pi}} \quad (3.5)$$

donde el subíndice  $i$  indica el valor que toma el índice  $n$ ,  $T_{pi}$  es la duración del pulso recibido después de excitar el transductor con un segundo pulso, definida como el tiempo que transcurre desde  $t=0$  hasta el instante en que la amplitud máxima de la señal de salida ha decaído 10 veces, y  $E_{\%}(T_{pi})$  es el porcentaje de energía del pulso de salida respecto al que se tendría si sólo se excitara al transductor con un único pulso. El valor de  $T_{pi}$  será como norma general superior al  $T_{di}$  utilizado puesto que, como se aprecia en las figuras



3.12, 3.13, 3.14, 3.15 y 3.16, no se consigue una cancelación total del pulso emitido a partir de los instantes  $T_{di}$  seleccionados.

En aplicaciones como la de caudalímetros, en donde se está interesado en detectar en qué instante de tiempo se recibe el pulso emitido, el mejor instante para hacerlo será aquél en el que el pulso recibido presente una variación rápida de amplitud (energía) al mismo tiempo que presente un nivel de energía suficiente para hacer la detección. Una vez detectado el pulso, no importa el resto de él, pudiendo ser perfectamente cancelado aplicando la técnica del doble pulso descrita anteriormente.

El siguiente factor de mérito considerado,  $FM_2$ , presenta un máximo en aquel instante de tiempo en el que la velocidad con que crece la energía del pulso es mayor, y se encuentra definido como la relación entre la densidad de energía marginal y la densidad de energía en un instante  $T_{pi}$ :

$$FM_2(T_{pi}) = \frac{\Delta E_{\%}(T_{pi}) / \Delta T_{pi}}{E_{\%}(T_{pi}) / T_{pi}} = \frac{\Delta E_r(T_{pi})}{\Delta R_r(T_{pi})} \quad (3.6)$$

donde

$$\Delta E_r(T_{pi}) = \frac{E_{\%}(T_{pi}) - E_{\%}(T_{pi-1})}{E_{\%}(T_{pi})} \quad (3.7)$$

y

$$\Delta R_r(T_{pi}) = \frac{T_{pi} - T_{pi-1}}{T_{pi}} \quad (3.8)$$

Se ha considerado oportuno, como más tarde se verá, definir también el concepto de factor de mérito teórico bajo el supuesto de que la cancelación del pulso fuera total a partir de los instantes determinados por los valores teóricos de  $T_d$  dados por la expresión

(2.23). En estas condiciones, los factores de mérito teóricos  $FM_1$  y  $FM_2$  se encontrarían sustituyendo los valores de  $T_{pi}$  por los de  $T_{di}$  en las expresiones (3.5) y (3.6) que definen los factores  $FM_1$  y  $FM_2$  reales.

En las figuras 3.18 y 3.19 aparecen superpuestos los valores teóricos y reales que toman los factores de mérito  $FM_1$  y  $FM_2$  normalizados calculados para los pulsos simulados resultantes de la cancelación de los casos de estudio 2 y 3 (figuras 3.12, 3.13, 3.14, 3.15 y 3.16). Recuérdese que en el caso de estudio 2 la emisión y recepción del pulso de ultrasonidos se hacía en agua mientras que en el caso de estudio 3 el medio de propagación era el aire.

La figura 3.18 hace referencia al caso de estudio 2. En el cálculo de los  $FM_1$  y  $FM_2$  reales se ha desestimado la información aportada por el índice  $n=1$  al no conseguirse con él una cancelación satisfactoria. Además, la duración presentada por el pulso cancelado con  $n=1$  es incluso superior a la que se obtiene con índice  $n=9$ . La información proporcionada por los dos factores de mérito reales resulta ser coincidente en este caso:  $n=3$ . No obstante, este resultado podría haber sido otro si se hubiera considerado la información proporcionada por el índice  $n=1$  de haberse logrado con él una buena cancelación. En principio,  $FM_1$  y  $FM_2$  no tienen porque coincidir ya que han sido definidos de forma diferente.

Comparando los factores de mérito teóricos y reales se observa que ambos presentan un comportamiento muy similar. En particular, en el caso de  $FM_2$ , tanto el factor teórico como el real proporcionan el mismo valor  $n=3$ . Nótese que al utilizarse pulsos unipolares sólo tienen significado los índices impares, que son los que se han utilizado en el cálculo de los factores de mérito reales. Por tanto, si bien el factor de mérito teórico presenta un máximo para  $n=2$ , debe escogerse el valor de  $n$  impar que lo maximiza, esto es,  $n=3$ .

Este último resultado permite poder calcular el valor del índice  $n$  óptimo a partir únicamente de la forma del pulso del cual se desea cancelar parte de él. No se hace

necesario, por tanto, disponer de los pulsos resultado de la cancelación bien sea a nivel de simulación o a nivel experimental.

Sin embargo, no ocurre lo mismo con el  $FM_1$ . El resultado es  $n=3$  para el  $FM_1$  real y  $n=5$  para el  $FM_1$  teórico, hecho que se atribuye a una falta de información en el cálculo del  $FM_1$  real por no disponer del resultado de la cancelación con  $n=1$ .

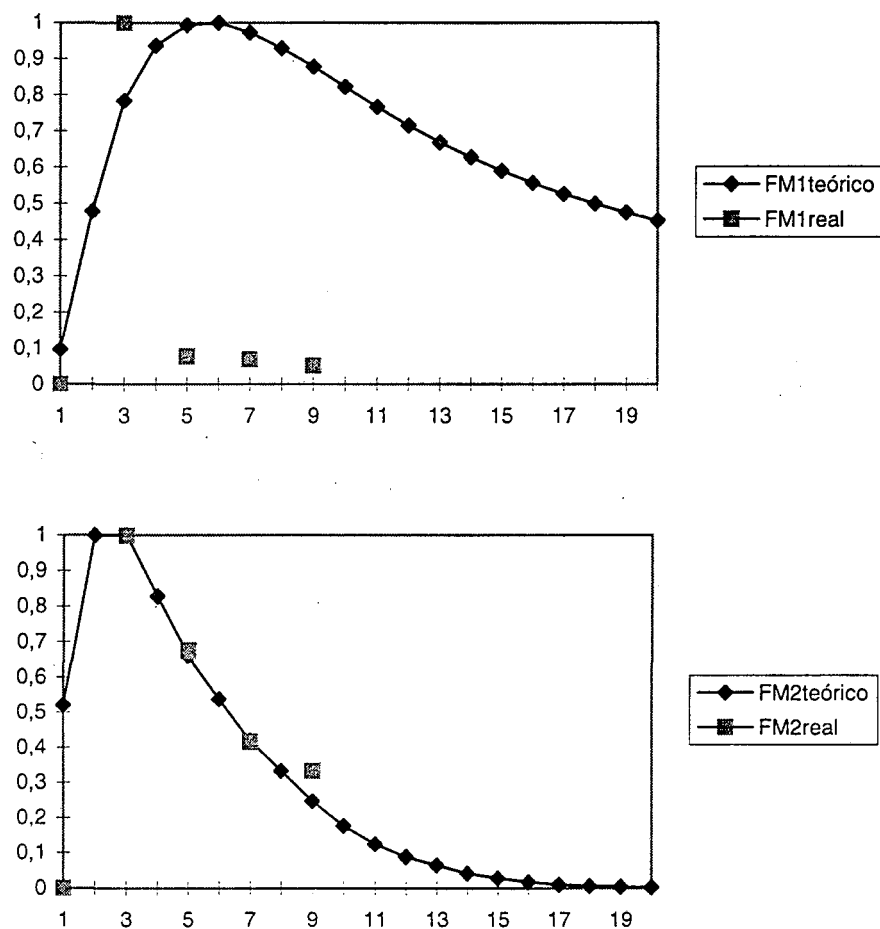


Fig. 3.18  $FM_1$  y  $FM_2$  teóricos y reales para el caso de estudio 2. En trazo continuo aparece el teórico y en discontinuo el real, este último calculado para  $n$  impares desde 3 a 9 ambos incluidos. Se ha descartado el resultado proporcionado por el índice  $n=1$  por no proporcionar una cancelación satisfactoria en el pulso.

La figura 3.19 hace referencia al caso de estudio 3. Se observa que el factor  $FM_1$  proporciona una información incompleta sobre cuál ha de ser el índice  $n$  a escoger. La tendencia seguida por el  $FM_1$  real, comparada con la del teórico, hace pensar que la

indefinición en el  $FM_1$  real es debida a una falta de puntos más allá del índice  $n=17$ . Esta deducción es corroborada por la figura 3.20, donde con un mayor número de puntos, si que se aprecia que la curva de  $FM_1$  real va a tender a solaparse con la del  $FM_1$  teórico. Éste presenta el máximo en  $n=34$ , aunque el máximo impar más próximo es  $n=35$ . Este valor tan alto se interpretaría como que en este caso no sería necesario realizar ningún tipo de cancelación pues el pulso resultante se asemejaría muchísimo al original.

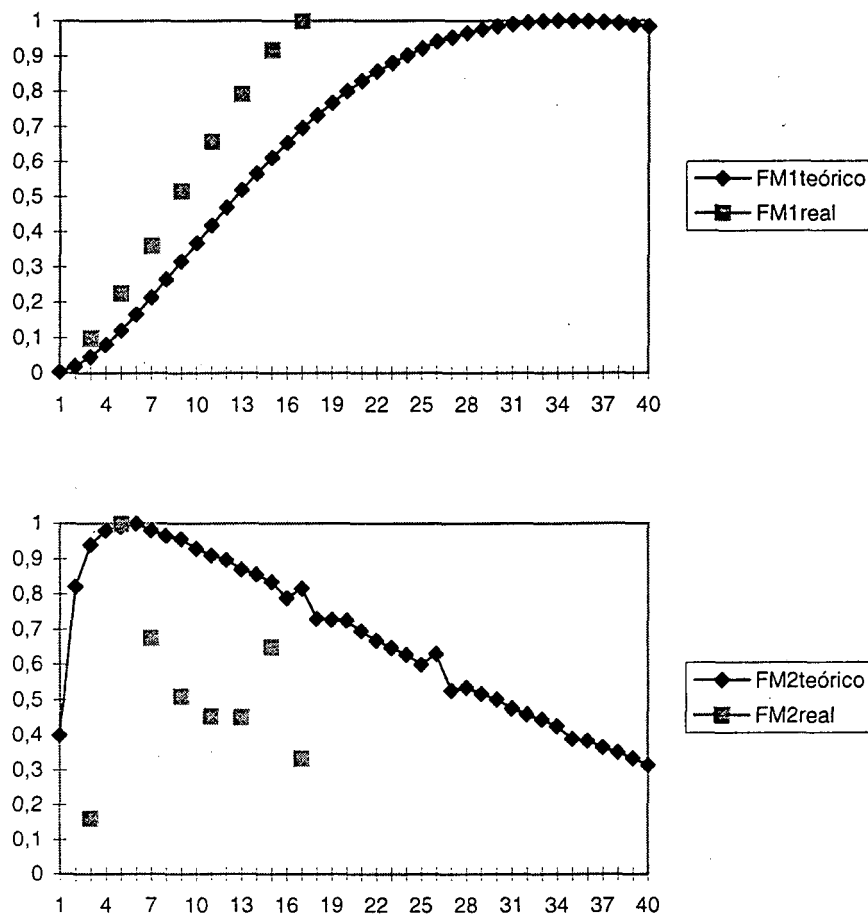


Fig. 3.19  $FM_1$  y  $FM_2$  teóricos y reales para el caso de estudio 3. En trazo continuo aparece el teórico y en discontinuo el real, este último calculado para  $n$  impares desde 3 a 17 ambos incluidos.

En cuanto al  $FM_2$  decir que tanto el teórico como el real coinciden en el valor de  $n=5$ , si bien el teórico presenta el máximo para  $n=6$  (valor par). Se observa también que no únicamente existe coincidencia en la determinación del valor de  $n$  sino que el

comportamiento de las dos curvas es muy parecido, aunque no lo sean los valores por los que pasan dichas curvas.

Al comparar las gráficas 3.19 y 3.20, se extrae como conclusión el factor de mérito  $FM_2$  no es tan sensible al número de puntos utilizados en su cálculo como lo ha demostrado ser el  $FM_1$ . La explicación es bastante simple,  $FM_2$  está definido a partir de un cociente incremental entre la energía y la duración del pulso para dos índices impares  $n$  consecutivos, el que se está considerando y el anterior.

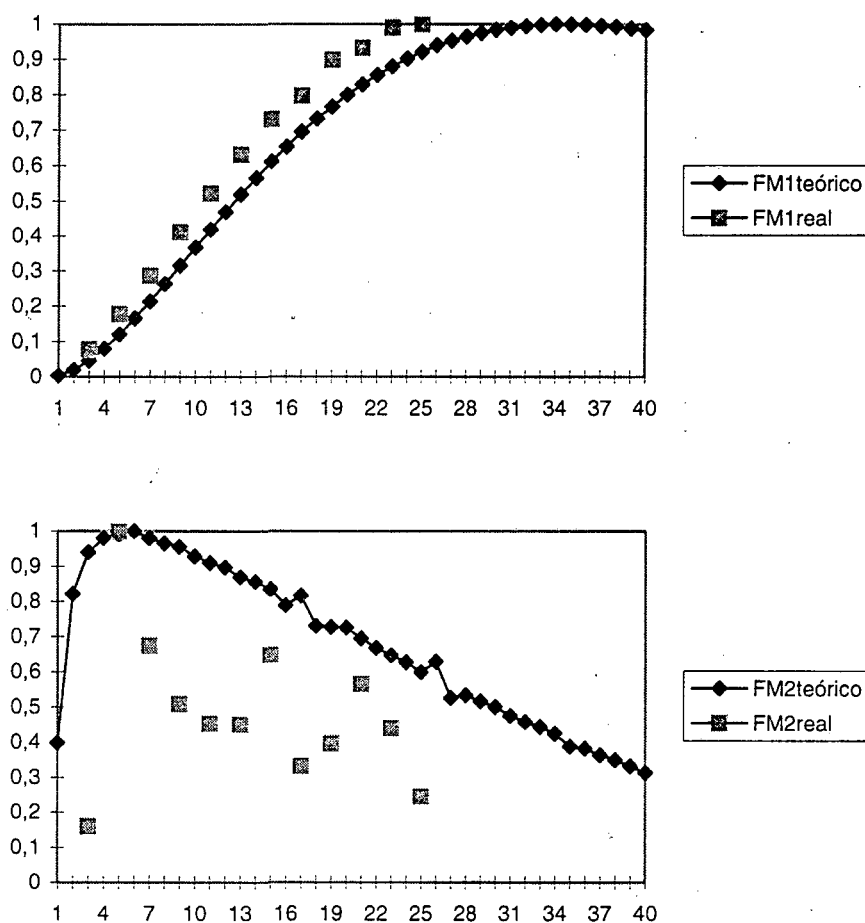


Fig. 3.20  $FM_1$  y  $FM_2$  teóricos y reales para el caso de estudio 3. En trazo continuo aparece el teórico y en discontinuo el real, este último calculado para  $n$  impares desde 3 a 25 ambos incluidos.

### 3.8 Conclusiones.

En este capítulo se ha descrito el proceso seguido para poder llegar a simular y consecuentemente predecir el resultado en el pulso de ultrasonidos emitido/recibido cuando el transductor en emisión es excitado con la técnica de cancelación por pulso. El éxito de la simulación recae en el proceso de optimización que es necesario realizar, siendo el equivalente al ajuste fino de parámetros o valores de componentes realizado en las medidas experimentales. La optimización precisa de una función objetivo a cumplir, una estimación de los parámetros a optimizar y de un margen de variación de los mismos. De lo razonable que sea la función objetivo y precisos los valores iniciales de los parámetros dependerá en gran medida que se consiga o no con éxito la cancelación deseada en el pulso bajo estudio en la simulación. Con respecto a los valores iniciales de los parámetros, hay que notar que estos son extraídos directamente de la forma de onda que presenta el pulso medido que se quiere cancelar.

El resultado mostrado por las simulaciones realizadas en los casos de estudio 2 y 3 ha sido más que satisfactorio, pudiendo efectivamente predecir el comportamiento de la técnica del doble pulso en situaciones reales. Todo ello gracias también a que los modelos eléctricos de transductores utilizados han sido previamente ajustados. En este sentido habría que decir que en el caso del modelo RLC, modelo mucho más simple que el de línea de transmisión utilizado para las cerámicas piezoeléctricas, es donde se ha observado mayor diferencia entre simulación y medida.

El acortamiento alcanzado en el caso del pulso recibido con los transductores de agua utilizados es de un factor 2 mientras que en el caso de transductores de aire se consigue casi un factor 3. Atendiendo al principio de funcionamiento de la técnica de cancelación por pulso, ésta se muestra excepcionalmente eficaz cuando el pulso recibido que se quiere acortar presenta pocos ciclos en su fase de crecimiento al mismo tiempo que un número elevado de ciclos en su cola. Por tanto, los resultados que se pueden alcanzar con esta técnica utilizada en transductores muy amortiguados no van a ser muy buenos.

Incluso, el pulso después de la cancelación puede llegar a tener una duración superior a la original.

Las cancelaciones pueden conseguirse, en un mismo pulso, para distintos valores de las parejas de parámetros  $\alpha$  y  $T_d$ . Se hizo necesario dada esta situación introducir factores de mérito que ayudaran a decidir de forma objetiva sobre que pareja de valores de  $\alpha$  y  $T_d$  era la más apropiada. Se ha propuesto definir los factores de mérito en base a una cualidad deseada en el pulso resultante de la cancelación. Esta cualidad dependerá normalmente de la aplicación en particular que se esté considerando.

Como ventaja de la aplicación de los factores de mérito teóricos se destaca que no se hace necesario simular ni medir el efecto de la cancelación para cada una de las distintas parejas de valores de los parámetros  $T_d$  y  $\alpha$ , sino que la misma forma de onda medida o simulada del pulso que se quiere cancelar permite determinar con éxito cuál va a ser esa pareja óptima de valores.