

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

APÉNDICE A

Caracterización de transductores mediante un circuito RLC

A.1 Introducción.

En el proceso de diseño del circuito eléctrico excitador es muy importante tener bien caracterizado al transductor de ultrasonidos utilizado desde el puerto eléctrico. La determinación de un modelo a partir de la realización de medidas de impedancia eléctrica ofrece como ventaja que no se deba tener un conocimiento preciso de las características físicas que posee el transductor [HAYW89].

En el caso de transductores cuyo funcionamiento está basado en una cerámica piezoeléctrica trabajando en modo espesor, *thickness*, existen multitud de modelos que se encuentran recogidos en la literatura. Sin embargo, no ocurre así cuando su principio de funcionamiento se basa en un disco a flexión, *flexural disc*.

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 A.1. Este circuito es válido tanto para transductores basados en tecnología de disco a flexión como para transductores piezoeléctricos en modo espesor [PIQU93, PHIL91].

En este apéndice se describe un procedimiento bastante simple de extracción y ajuste de los parámetros del circuito equivalente que aparece en la figura A.1.

Se han caracterizado diversos transductores. Primero, se ha medido en el laboratorio la impedancia de entrada (módulo y fase) de cada uno de los transductores en función de la frecuencia y en sus condiciones de trabajo. Seguidamente, se han determinado los valores teóricos de los parámetros que forman el modelo de circuito eléctrico del transductor. Estos valores son después utilizados como datos de entrada en un algoritmo de optimización implementado con el software comercial MatlabTM, dando como resultado los valores finales de dichos parámetros que mejor ajustan la impedancia de entrada del circuito de la figura A.1 a la impedancia del transductor medida en el laboratorio.

La ventaja principal de este método de caracterización de transductores es que únicamente es necesario realizar la medida en frecuencia de la impedancia de entrada del transductor en las mismas condiciones de trabajo en que se va a utilizar.

A.2 Circuito equivalente.

El circuito resonante de la figura A.1 permite modelar el comportamiento del transductor alrededor de su frecuencia de resonancia desde el puerto eléctrico.

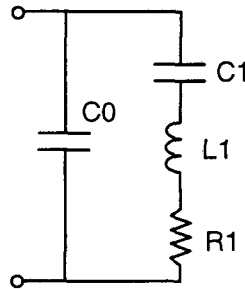


Fig. A.1 Circuito resonante RLC que modela el comportamiento de un transductor de ultrasonidos.

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

- C_0 : Capacidad en estática entre electrodos.
- 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.

Dicho circuito resonante presenta un máximo en el módulo de la impedancia de entrada en una frecuencia muy próxima a la frecuencia de resonancia paralelo, f_p , y un mínimo en una frecuencia próxima a la frecuencia de resonancia serie, f_s . Ambas frecuencias vienen dadas por las expresiones siguientes:

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \quad (\text{A.1})$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_1}{L_1 C_1 C_0}} \quad (\text{A.2})$$

A.3 Extracción de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 .

El comportamiento del circuito de la figura A.1 a la frecuencia de resonancia serie es el de un condensador de valor C_0 en paralelo con una resistencia de valor R_1 , siendo por tanto la admitancia de entrada a esa frecuencia:

$$Y_{in}(f_s) = \frac{1}{R_1} + j2\pi f_s C_0 \quad (\text{A.3})$$

Por consiguiente, los valores teóricos para C_0 y R_1 se obtienen como

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_s} \text{Im} \left(\frac{1}{Z_{in}(f_s)} \right) \quad (\text{A.4})$$

$$R_1 = \frac{1}{\text{Re} \left(\frac{1}{Z_{in}(f_s)} \right)} \quad (\text{A.5})$$

Operando las expresiones (A.1) y (A.2), el valor de C_1 :

$$C_1 = C_0 \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right] \quad (\text{A.6})$$

y finalmente, únicamente queda por determinar el valor de L_1 , que se puede despejar de (A.1) utilizando (A.6), resultando en

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 C_1} \quad (\text{A.7})$$

Una vez determinados los valores teóricos de los componentes que forman el modelo eléctrico, estos serán utilizados como valores iniciales para obtener los valores de los mismos que permitan un mejor ajuste de la curva de la impedancia de entrada del transductor. El método aplicado en el ajuste es el algoritmo de búsqueda de Nelder-Meade, utilizado en la función *fmins* de Matlab [MATL92c].

La utilización de dicho algoritmo exige la definición de una función a minimizar por el mismo, unos valores iniciales para los parámetros que se desean ajustar y los puntos de la curva deseada. Puesto que lo que se desea es ajustar las curvas del módulo y la fase de la impedancia eléctrica medida del transductor con la que presente el circuito de la figura A.1 para unos valores dados en los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 , la función utilizada ha sido definida como la suma del error existente entre las dos curvas, módulo y fase, para cada una de las frecuencias dentro de la banda de interés. Así, el error queda definido de la siguiente forma

$$Error = \sum_{\omega_1}^{\omega_2} \left[\left(|Z_{mes}| - |Z_{RLC}| \right) + \left(angle(Z_{mes}) - angle(Z_{RLC}) \right) \right] \quad (A.8)$$

donde Z_{mes} es la impedancia de entrada medida, Z_{RLC} la impedancia de entrada presentada por el circuito de la figura A.1 con los valores C_0 , C_1 , L_1 y R_1 que se están utilizando en el ajuste y $\omega_1 < \omega < \omega_2$ el intervalo de frecuencias considerado en el ajuste de impedancias.

A.4 Circuitos equivalentes de emisión y recepción.

En los apartados anteriores, concretamente en A.2 y A.3, se ha indicado que el comportamiento del transductor alrededor de su frecuencia de resonancia podía ser modelado por un circuito eléctrico resonante así como se ha explicado el procedimiento para determinar el valor de los parámetros que forman parte del circuito resonante.

En la figura A.2 se muestra las configuraciones básicas resultantes de utilizar el transductor en emisión y recepción [PHIL91].

La figura A.3 muestra, con los modelos que aparecen en la figura A.2, como quedaría el circuito utilizado para simular la transmisión y recepción de un pulso acústico.

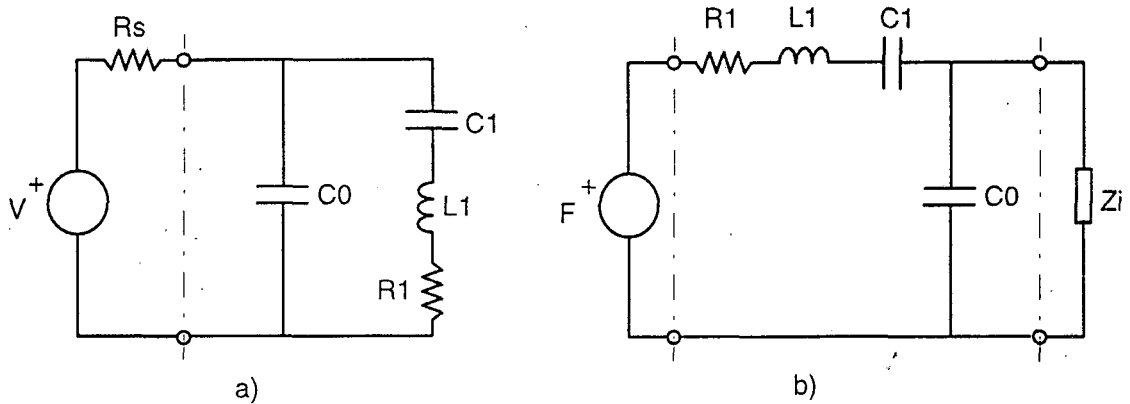


Fig A.2 Circuitos equivalentes del transductor. a) En transmisión, y b) en recepción.

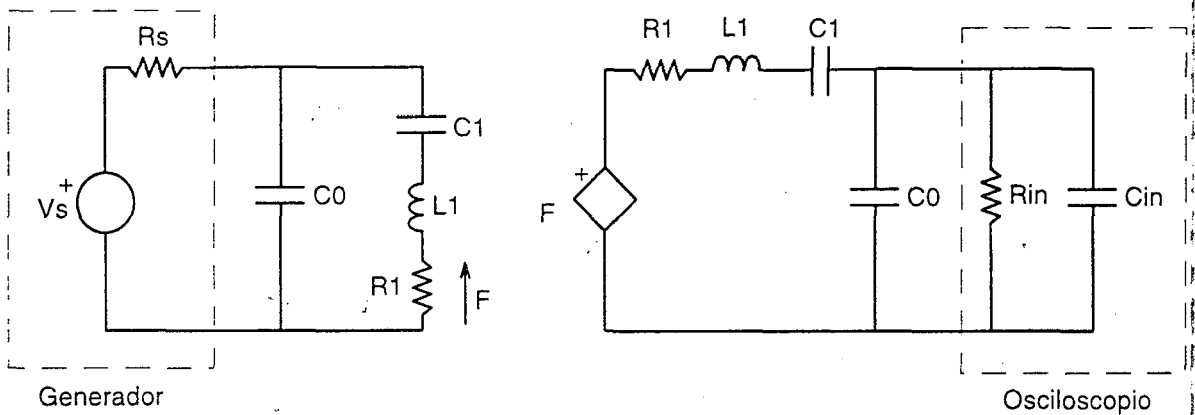


Fig A.3 Circuito utilizado para simular la transmisión y recepción de un pulso acústico en aire.

El circuito presentado, figura A.3, no tiene en cuenta la atenuación sufrida por la onda acústica al viajar una cierta distancia. Si se supone que el receptor se encuentra en campo lejano, caso particular que ocurre con los transductores de aire, esta atenuación afectará tan solo en un factor de amplitud. Este efecto, como ya fue dicho en el capítulo 2, no invalidará los resultados encontrados para la técnica de cancelación por pulso presentados en esta Tesis.

A.5 Resultado del ajuste realizado para varios transductores.

Las medidas de impedancia eléctrica presentada por los diversos transductores utilizados en este trabajo han sido realizadas con el medidor de impedancias HP4192A.

A.5.1 Transductores de disco a flexión.

Los dos transductores de ultrasonidos para aire utilizados tienen su principio de funcionamiento en el disco a flexión. La frecuencia de resonancia se encuentra en los 40 kHz, según datos del fabricante. Uno de los transductores fue utilizado como transmisor y el otro como receptor, y como a tales nos referiremos en lo que sigue.

A.5.1.1 Transductor utilizado en emisión.

En la tabla A.1 se muestran los valores teóricos y finales ajustados que toman los componentes C_0 , C_1 , L_1 y R_1 del modelo eléctrico del transductor. Los valores teóricos han sido obtenidos como resultado de aplicar las expresiones introducidas en el apartado A.3 a partir de la medida de impedancia eléctrica realizada al transductor. Los datos necesarios, f_s , f_p y $Z_{in}(f_s)$, proporcionados por la medida de impedancia de entrada del transductor, son:

- $f_s=39.3$ kHz
- $f_p=41.5$ kHz
- $Z_{in}(f_s)=937.1 \angle -16.34^\circ$

Los valores teóricos introducidos en la función *fmins* de Matlab como valores iniciales junto con la función a minimizar descrita por (A.8), permitirán obtener los valores finales ajustados de C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . El resultado del ajuste se presenta en la tabla A.1.

| Valores teóricos | Valores finales ajustados |
|------------------------------|---------------------------|
| $C_0=1.2158 \text{ nF}$ | $C_0=1.0535 \text{ nF}$ |
| $C_1=139.93 \text{ pF}$ | $C_1=111.26 \text{ pF}$ |
| $L_1=117.2 \text{ mH}$ | $L_1=147 \text{ mH}$ |
| $R_1=976.54 \text{ } \Omega$ | $R_1=785 \text{ } \Omega$ |

Tabla A.1 Valores teóricos y finales ajustados de los parámetros del modelo eléctrico para el transductor utilizado en emisión.

En la figura A.4 aparecen superpuestas las curvas de la impedancia de entrada medida del transductor (—) así como la simulada con los valores teóricos (---) y finales ajustados (...) del circuito eléctrico utilizado en su modelo. Se observa claramente el desajuste existente en determinadas frecuencias entre la curva de la impedancia simulada

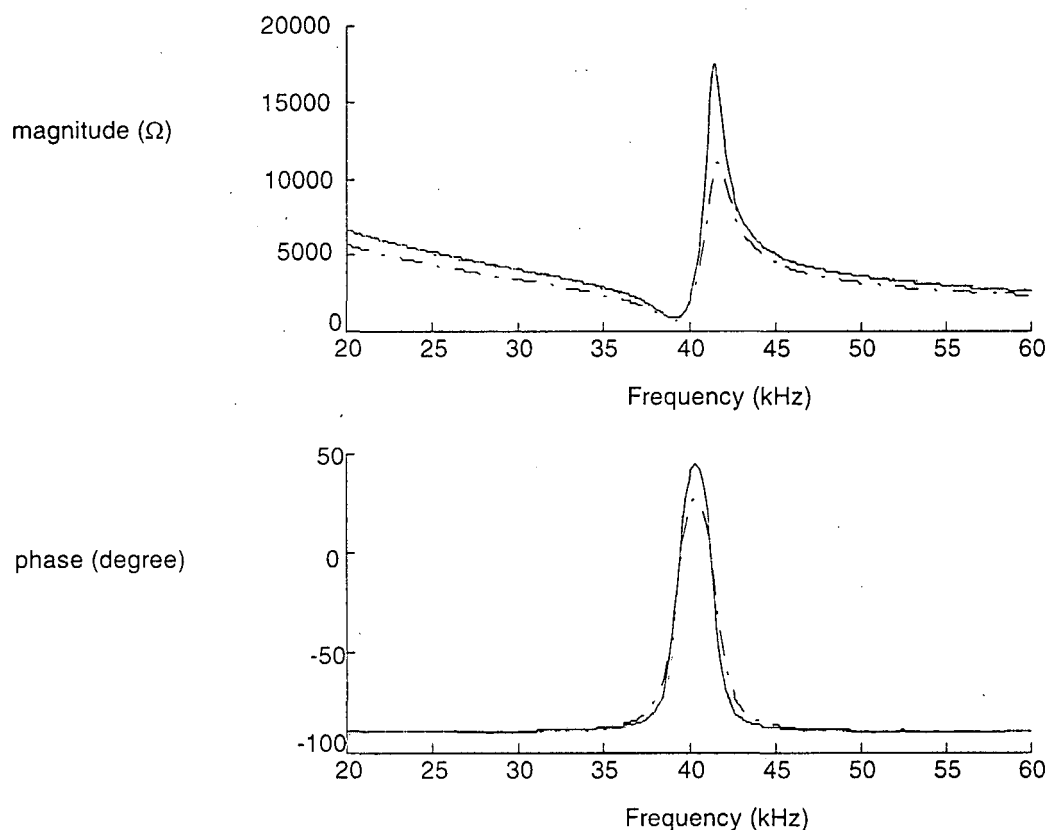


Fig. A.4 Resultado del ajuste de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . (---) Valores teóricos, (—) Z_{in} medida, (...) ajuste.

con los valores teóricos (---) con respecto a la curva de la impedancia de entrada medida (—). Sin embargo, después del ajuste (···), se puede afirmar que ambas curvas coinciden en su totalidad.

A.5.1.2 Transductor utilizado en recepción.

De forma análoga se caracterizó el transductor utilizado en recepción. Únicamente se presentarán los valores para f_s , f_p y $Z_{in}(f_s)$, y el resultado del ajuste realizado.

- $f_s=39.3$ kHz
- $f_p=41.5$ kHz
- $Z_{in}(f_s)=703.3 \angle -22.285^\circ$

| Valores teóricos | Valores finales ajustados |
|--------------------|---------------------------|
| $C_0=2.18$ nF | $C_0=1.0774$ nF |
| $C_1=251.3$ pF | $C_1=114.97$ pF |
| $L_1=65.25$ mH | $L_1=141.73$ mH |
| $R_1=760$ Ω | $R_1=780.26$ Ω |

Tabla A.2 Valores teóricos y finales ajustados de los parámetros del modelo eléctrico para el transductor utilizado en recepción.

En cuanto al resultado del ajuste, pueden extraerse las mismas conclusiones que en el apartado anterior, A.5.1.1.

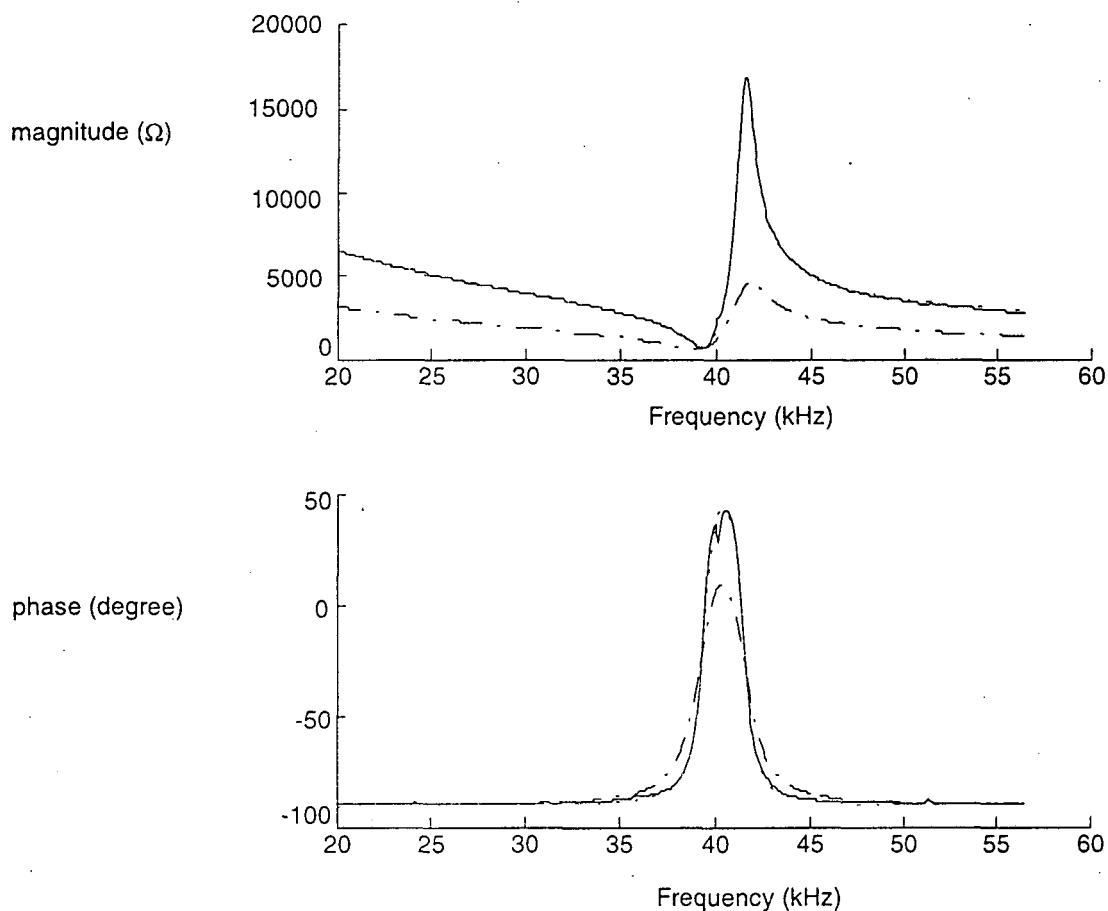


Fig. A.5 Resultado del ajuste de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . (---) Valores teóricos, (—) Z_{in} medida, (···) ajuste.

A.5.2 Transductores piezoeléctricos en modo espesor.

Los transductores piezoeléctricos en modo espesor utilizados están basados en cerámicas piezoeléctricas PXE5 de Philips con frecuencia de resonancia alrededor de 4 MHz. Se presenta en este apartado el resultado del ajuste de tres transductores distintos.

a) Transductor ZPXE5A.DAT

De la medida de su impedancia eléctrica de entrada se extraen los siguientes valores para f_s , f_p y $Z_{in}(f_s)$:

- $f_s=4.01$ MHz
- $f_p=4.59$ MHz
- $Z_{in}(f_s)=2.922\angle-5.9^\circ$

Los valores teóricos y finales ajustados de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 se presentan en la tabla A.3. La figura A.6 muestra el resultado del ajuste de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . Al igual que ocurría con los dos transductores basados en disco a flexión, el ajuste para la curva perteneciente al módulo de la impedancia de entrada es muy bueno. Sin embargo, no ocurre lo mismo con la curva de la fase, observándose una cierta discrepancia entre la curva de la medida (—) y la de la simulada con los valores finales ajustados (...). Esta discrepancia puede ser atribuida al comportamiento no simétrico exhibido por la medida (—) y que nunca va a poder ser ajustado en su totalidad con el modelo simplificado propuesto en la figura A.1. A pesar de ello y como se puede apreciar, ambas curvas coinciden a su paso por las frecuencias de resonancia serie y paralelo.

| Valores teóricos | Valores finales ajustados |
|----------------------|---------------------------|
| $C_0=1.396$ nF | $C_0=2.744$ nF |
| $C_1=433$ pF | $C_1=828.56$ pF |
| $L_1=3.62$ μ H | $L_1=1.897$ μ H |
| $R_1=2.937$ Ω | $R_1=823.69$ m Ω |

Tabla A.3 Valores teóricos y finales ajustados de los parámetros del modelo eléctrico para el transductor.

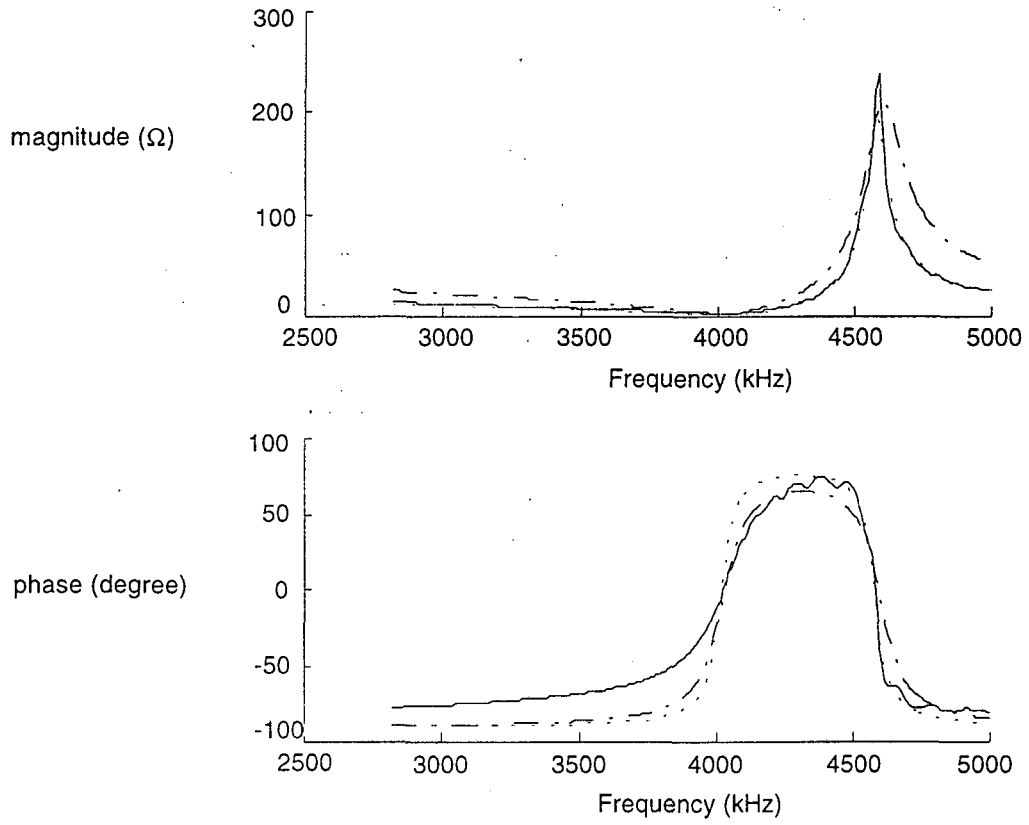


Fig. A.6 Resultado del ajuste de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . (---) Valores teóricos, (—) Z_{in} medida, (···) ajuste.

b) Transductor ZPXE5B.DAT

De la medida de su impedancia eléctrica de entrada se extraen los siguientes valores para f_s , f_p y $Z_{in}(f_s)$:

- $f_s=4.04$ MHz
- $f_p=4.63$ MHz
- $Z_{in}(f_s)=1.944\angle-7.46^\circ$

Los valores teóricos y finales ajustados de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 se presentan en la tabla A.4. La figura A.7 muestra el resultado del ajuste de los parámetros

C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . Notar que como en el caso anterior se obtiene un mejor ajuste para la curva del módulo de la impedancia que para la curva de la fase.

| Valores teóricos | Valores finales ajustados |
|----------------------|---------------------------|
| $C_0=2.631$ nF | $C_0=2.856$ nF |
| $C_1=824.59$ pF | $C_1=870.51$ pF |
| $L_1=1.882$ μ H | $L_1=1.779$ μ H |
| $R_1=1.961$ Ω | $R_1=887.25$ m Ω |

Tabla A.4 Valores teóricos y finales ajustados de los parámetros del modelo eléctrico para el transductor.

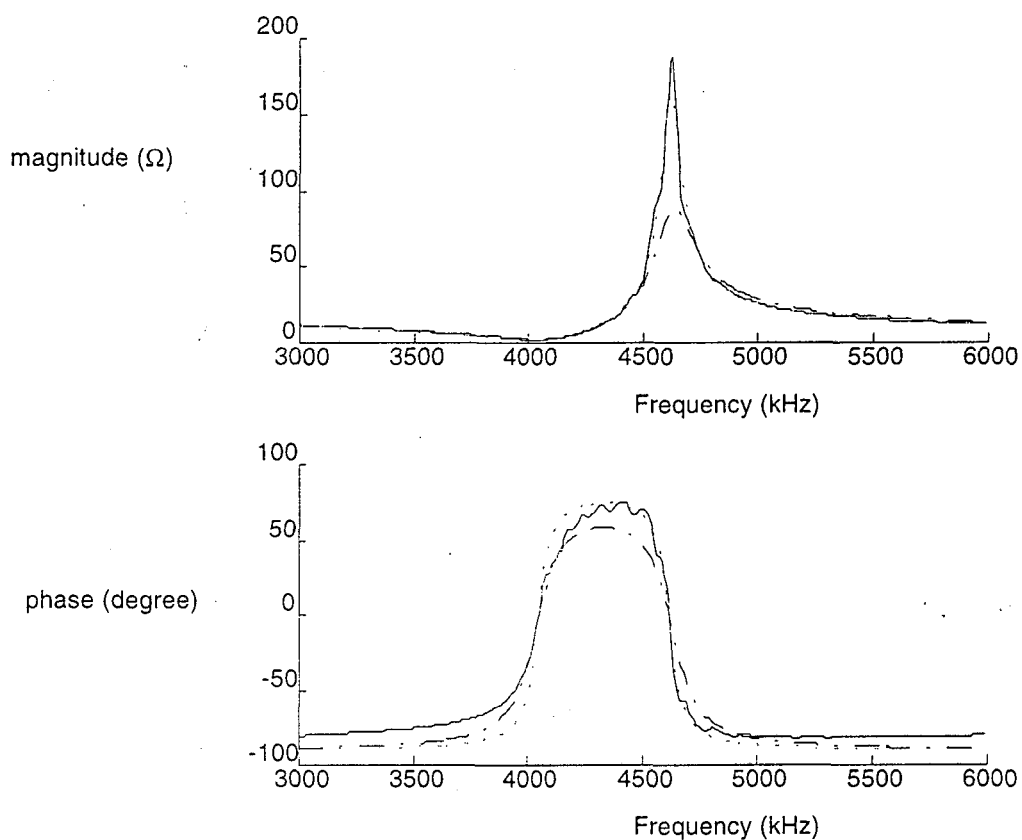


Fig. A.7 Resultado del ajuste de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . (---) Valores teóricos, (—) Z_{in} medida, (···) ajuste.

c) Transductor ZPX5C.DAT

De la medida de su impedancia eléctrica de entrada se extraen los siguientes valores para f_s , f_p y $Z_{in}(f_s)$:

- $f_s=3.98$ MHz
- $f_p=4.57$ MHz
- $Z_{in}(f_s)=2.685 \angle -4.86^\circ$

Los valores teóricos y finales ajustados de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 se presentan en la tabla A.5. La figura A.8 muestra el resultado del ajuste de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . Notar que como en los casos anteriores se obtiene un mejor ajuste para la curva del módulo de la impedancia que para la curva de la fase.

| Valores teóricos | Valores finales ajustados |
|----------------------|---------------------------|
| $C_0=1.262$ nF | $C_0=2.705$ nF |
| $C_1=403.701$ pF | $C_1=854.97$ pF |
| $L_1=3.965$ μ H | $L_1=1.8702$ μ H |
| $R_1=2.695$ Ω | $R_1=760.77$ m Ω |

Tabla A.5 Valores teóricos y finales ajustados de los parámetros del modelo eléctrico para el transductor.

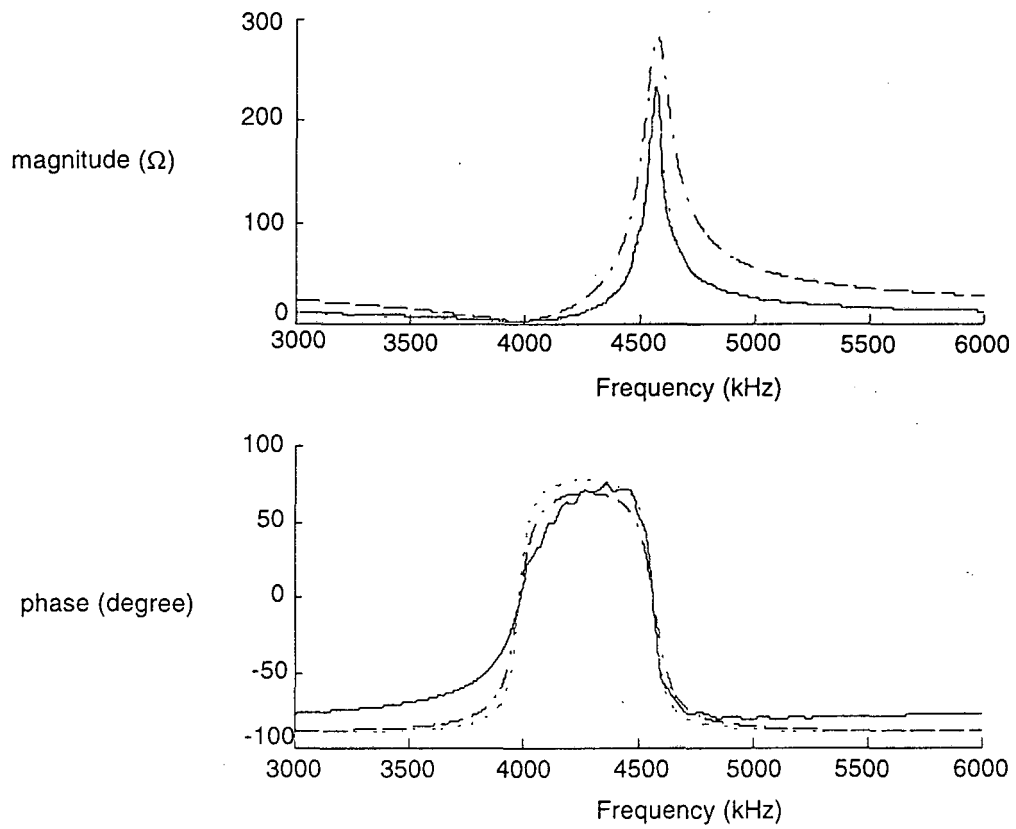
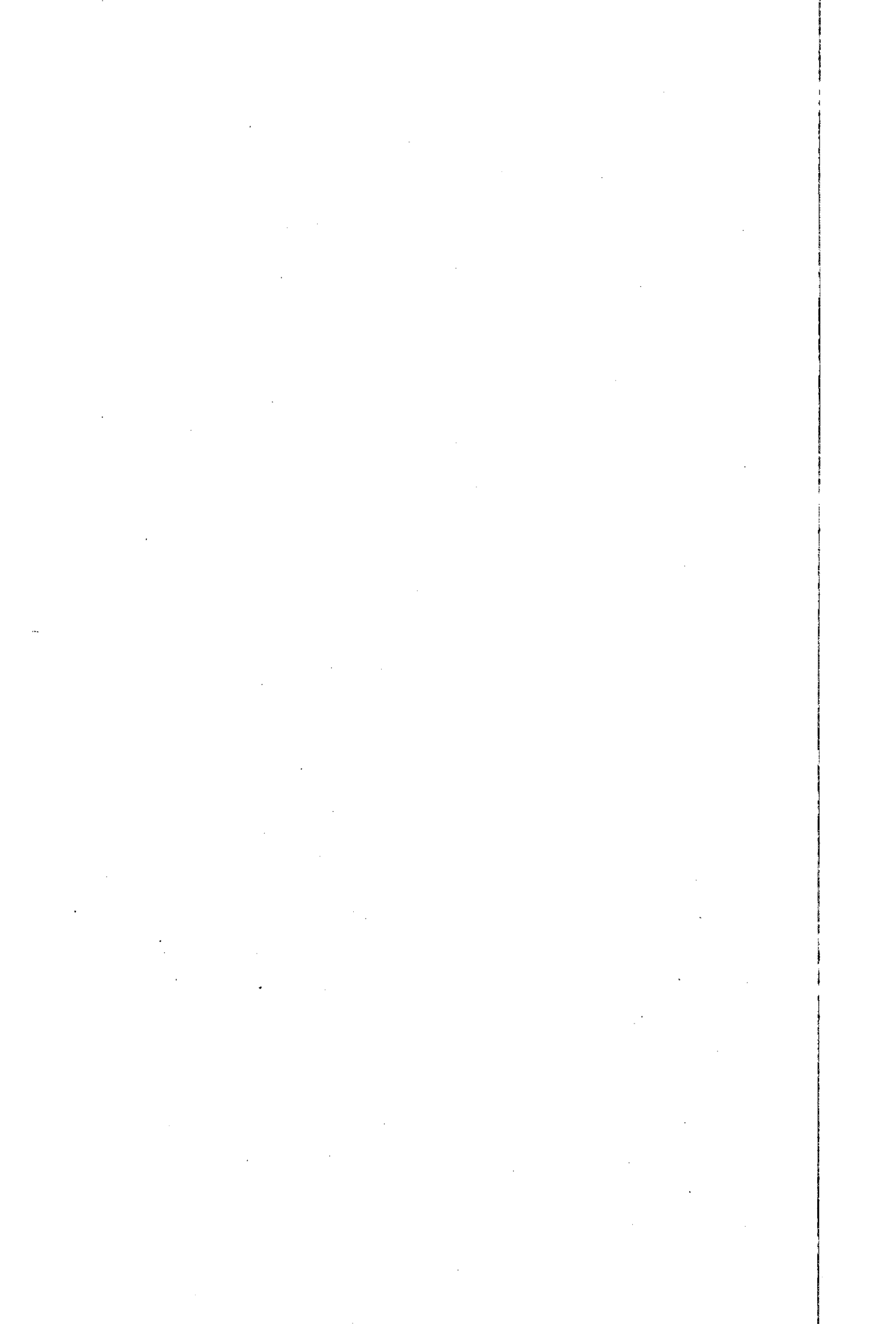


Fig. A.8 Resultado del ajuste de los parámetros C_0 , C_1 , L_1 y R_1 . (---) Valores teóricos, (—) Z_{in} medida, (···) ajuste.



APÉNDICE B

Circuito generador del pulso de cancelación

B.1 Introducción.

El circuito generador del pulso de cancelación utilizado en la excitación de los transductores de ultrasonidos se compone de un circuito retardador de pulsos y de una etapa específica de excitación de transductores. El circuito generador del pulso de cancelación ha sido diseñado de forma que ambos pulsos generados presenten la misma polaridad. Por tanto, las cancelaciones de colas en los pulsos emitidos/recibidos deberán efectuarse en los semiperiodos impares de dichos pulsos.

En este apéndice se analizarán ambos circuitos presentando las formas de onda que aparecen en sus puntos más representativos. El circuito utilizado en las medidas en aire fue el mismo que se utilizó para la realización de las medidas en agua, diferenciándose únicamente en los valores de algunos de sus componentes.

B.2 Circuito retardador de pulsos.

El circuito retardador de pulsos ofrece la posibilidad de ajustar externamente los principales parámetros temporales con vistas a permitir la frecuencia de repetición de pulsos al mismo tiempo que el retardo entre ellos. El circuito mostrado en la figura B.1 está basado en el clásico oscilador CMOS formado con dos puertas inversoras. La frecuencia de oscilación, f_o , está relacionada con la constante de tiempo τ_1 formada por el conjunto resistencia R_1 , potenciómetro P_1 y condensador C_1 , pudiéndose calcular su valor como

$$f_o \cong \frac{0.7}{\tau_1} = \frac{0.7}{(R_1 + P_1) \cdot C_1} \quad (\text{B.1})$$

El funcionamiento del circuito es el que a continuación se describe. La señal cuadrada que aparece en el punto B del circuito, V_B , se hace pasar por la red RC formada por la resistencia R_{31} y el condensador C_{31} . Los cambios de nivel, de alto a bajo y de bajo a alto, experimentados por la señal V_B provocan, respectivamente, la carga y descarga del condensador a la tensión de alimentación. La señal resultante en el punto C, V_C , es la que se muestra en la figura B.2. Al aplicar V_C a la entrada de un inversor, éste produce a su salida, punto D, un pulso cuya duración está relacionada con la constante de tiempo τ_{31} de la siguiente forma

$$pw \cong 0.7 \cdot \tau_{31} = 0.7 \cdot R_{31} \cdot C_{31} \quad (\text{B.2})$$

La generación de un segundo pulso retardado con respecto al primero se consigue haciendo pasar la señal existente en el punto A, V_A , por el conjunto resistencia R_2 , potenciómetro P_2 y condensador C_3 . A su salida y tras pasar por el inversor, se obtiene la señal V_E cuyo retardo con respecto V_B , T_d , puede ser estimado como

$$T_d \cong 0.7 \cdot \tau_2 = 0.7 \cdot (R_2 + P_2) \cdot C_2 \quad (\text{B.3})$$

Los puntos D y G van conectados al circuito excitador de transductores que se describirá en el próximo apartado. Las señales obtenidas en dichos puntos se utilizan para activar la generación del primer y segundo pulso de excitación que se aplica al transductor.

Se ha provisto al circuito de un *jumper*, *JP*, que permite inhibir la generación del segundo pulso. Con el *jumper* conectado, la tensión de alimentación V_{cc} se conecta a la entrada del inversor dando lugar a una salida en el punto G, V_G , nula. De esta forma, se puede utilizar el mismo circuito para trabajar con un único pulso de excitación.

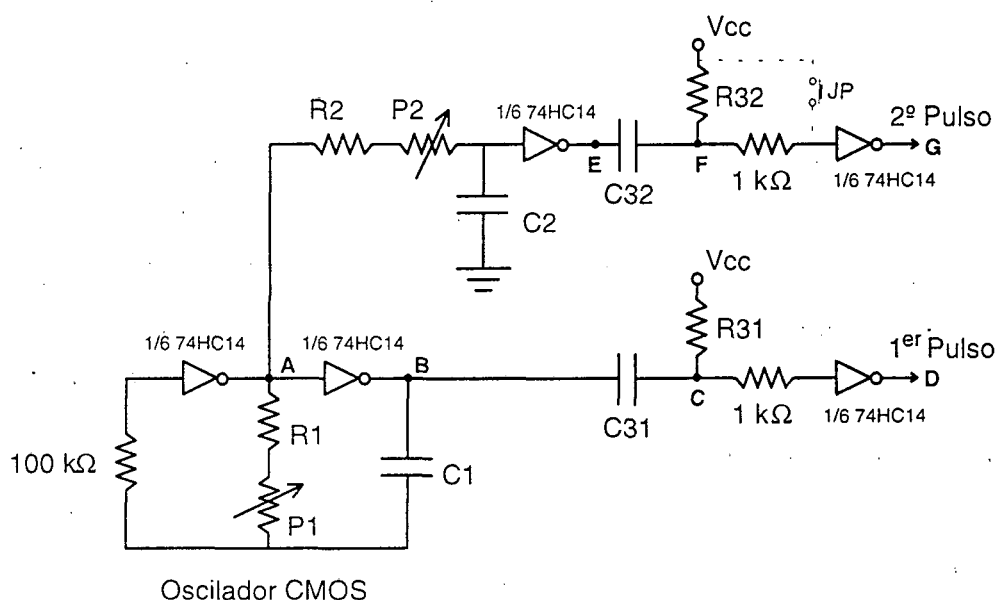


Fig. B.1 Circuito retardador de pulsos.

En la asignación de valores a los componentes del circuito retardador de pulsos se han tenido en cuenta las siguientes consideraciones:

- Que la frecuencia de repetición de los pulsos sea suficientemente baja con respecto a la de resonancia del transductor, 4 MHz en transductores de agua y 40 kHz en los de aire.

- Que el retardo entre pulsos permita efectuar un número mínimo de cancelaciones atendiendo a las características de los pulsos recibidos en agua y en aire.
- Que la anchura de los pulsos emitidos sea ligeramente inferior a un semiperiodo de la frecuencia de resonancia del transductor, 125 ns en transductores de agua y 12.5 μ s en los de aire.

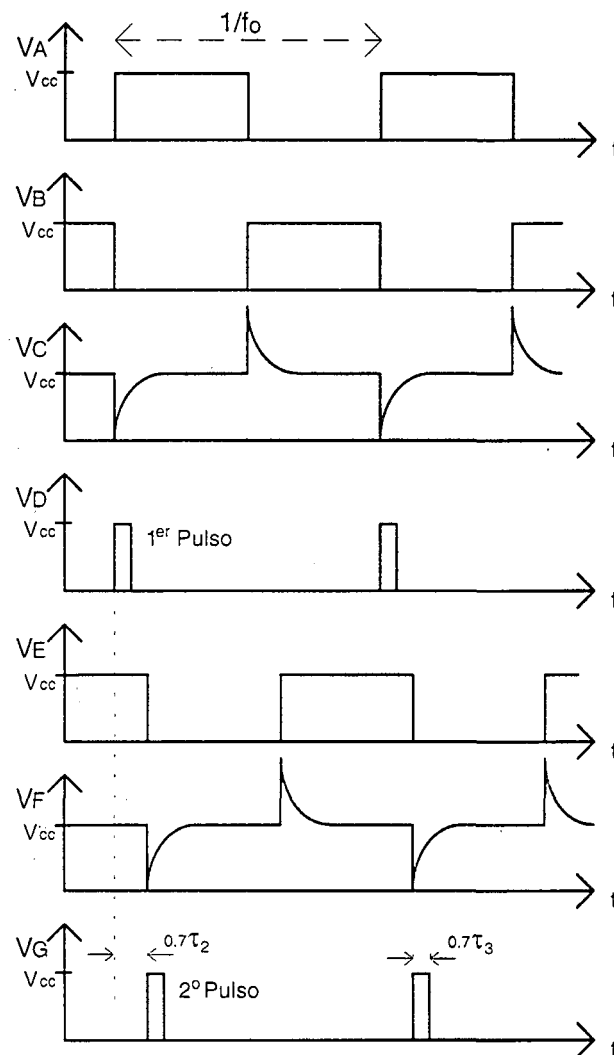


Fig. B.2 Formas de onda pertenecientes a diversos puntos del circuito retardador de pulsos.

Los valores que se han determinado para los componentes son los que aparecen en la tabla B.1. Con dichos valores se consiguen las variaciones en los parámetros f_0 y T_d

dados por las expresiones (B.1) y (B.2), respectivamente, que se adjuntan en la tabla B.2. Asimismo se indica el ancho de los pulsos generados. El valor de las resistencias R_{31} y R_{32} se escogió para que los anchos de pulso en los puntos D y G fueran expresamente algo más pequeños que un semiperiodo a la frecuencia de resonancia del transductor. Esto es una consecuencia del modo de funcionamiento del circuito excitador de transductores, el cual será analizado en el siguiente apartado. En la Tabla B.3 es análoga a la Tabla B.2, pero conteniendo los valores medidos en el laboratorio de dichos parámetros.

| | R1 | P1 | C1 | R2 | P2 | C2 | R31 | R32 | C31 | C32 |
|------|----------------|--------------|--------|----------------|----------------|--------|----------------|----------------|--------|--------|
| AGUA | 100 k Ω | 1 M Ω | 2.2 nF | 6.2 k Ω | 50 k Ω | 22 pF | 5.6 k Ω | 5.6 k Ω | 27 pF | 27 pF |
| AIRE | 100 k Ω | 1 M Ω | 220 nF | 7.5 k Ω | 100 k Ω | 2.2 nF | 5.6 k Ω | 5.6 k Ω | 2.7 nF | 2.7 nF |

Tabla B.1 Valores de los componentes del circuito retardador de pulsos.

| | Variación en f_o | Variación en T_d | Ancho de pulso |
|------|----------------------------|--------------------------------------|----------------|
| AGUA | 187.8 Hz < f_o < 2066 Hz | 95.5 ns < T_d < 865.5 ns | 106 ns |
| AIRE | 1.88 Hz < f_o < 20.66 Hz | 11.5 μ s < T_d < 165.5 μ s | 10.6 μ s |

Tabla B.2 Características teóricas del circuito retardador de pulsos según los valores de sus componentes especificados por la tabla B.1.

| | Variación en f_o | Variación en T_d | Ancho de pulso |
|------|--------------------------|--------------------------------------|-------------------------------------|
| AGUA | 177 Hz < f_o < 1700 Hz | 120 ns < T_d < 1.65 μ s | $pw_1=107$ ns $pw_2=112$ ns |
| AIRE | 2.1 Hz < f_o < 20.3 Hz | 12.8 μ s < T_d < 192.5 μ s | $pw_1=9.8$ μ s $pw_2=9$ μ s |

Tabla B.3 Características medidas del circuito retardador de pulsos según los valores de sus componentes especificados por la tabla B.1.

Como resultado de la comparación las tablas B.2 y B.3, se pueden realizar dos observaciones. La primera hace referencia a los valores máximos alcanzados por T_d que en ningún caso son predecibles según la expresión (B.2) y los valores dados a los componentes, ni para agua ni para aire. No obstante, el resultado es bueno puesto que se ve aumentado el rango de variación del parámetro T_d . La segunda tiene que ver con los

anchos de pulso, ya que en las medidas se constata que los dos pulsos generados poseen duración ligeramente distinta, debido fundamentalmente a las tolerancias presentadas por los componentes. La nomenclatura pw_1 y pw_2 se refiere a la anchura del primer y segundo pulso, respectivamente.

B.3 Circuito excitador de transductores con un segundo pulso.

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 semiperiodo 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 con el único fin de demostrar la viabilidad de la técnica de cancelación por pulso así como corroborar los resultados obtenidos mediante simulación. Por tanto, no se va a pretender excitar con pulsos 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], pero con una tensión de alimentación de 10 V, muy inferior a la que normalmente se utiliza.

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 utilizado para la excitación con un solo pulso es el que se muestra en la figura B3. Existen dos modos de funcionamiento para este tipo de circuitos. El primero de

ellos se basa en la descarga rápida del condensador C_2 a través del transistor T_1 y la resistencia equivalente paralelo del conjunto R_4 y R_5 , cada vez que se aplica un pulso en el terminal de base del transistor T_1 . La tensión del pulso generado en los terminales del transductor toma un valor próximo a $-V_{cc}$. Su duración puede calcularse de forma aproximada como

$$d_{pw} \cong 0.7 \cdot \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} C_2 \quad (\text{B.4})$$

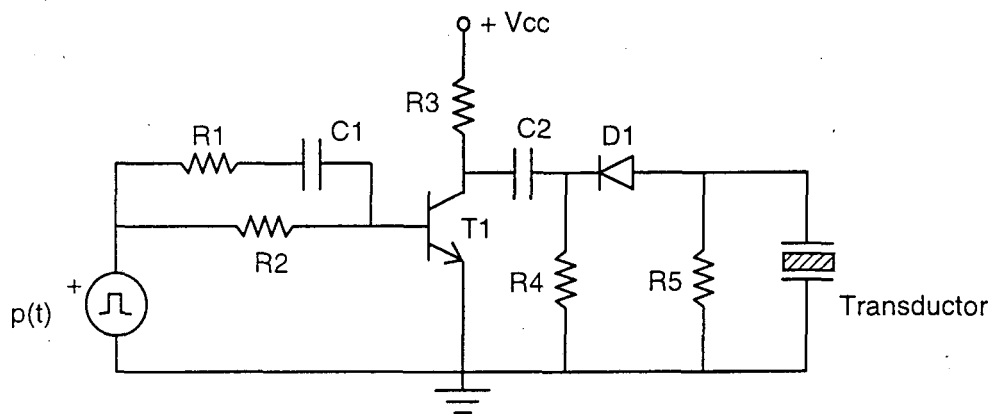


Fig. B.3 Circuito generador de pulsos para transductores de ultrasonidos.

Con el transistor T_1 en *off*, se realiza la carga del condensador C_2 a través de R_3 y R_4 , ya que la inclusión del diodo D_1 impide el paso de corriente por R_5 . El diodo D_1 independiza de cierta forma la malla del circuito correspondiente a la carga y descarga del condensador. Ello, además, permite poder descargar de forma rápida la capacidad estática del transductor a través de la resistencia R_5 antes de la recepción de las señales eco si se está utilizando un mismo transductor para emisión y recepción. Los valores de R_3 , R_4 y C_2 serán escogidos de forma que el tiempo de carga del condensador C_2 sea en todo momento menor que el período de repetición de pulsos. Además, hay que hacer notar que el valor de C_2 está sujeto al valor que tome la capacidad estática del transductor. Así, si se considera una capacidad estática del condensador de valor C_0 , la tensión del pulso

generado pasa de $-V_{cc}$ a $-V_{cc} \cdot C_2 / (C_2 + C_0)$. Por consiguiente, se deberá escoger un valor de C_2 que sea varias veces más grande que el de C_0 .

El otro modo de funcionamiento consiste en fijar el ancho del pulso aplicado al transductor como el tiempo en el que el transistor permanece en el estado de saturación. A diferencia del primer modo de funcionamiento, durante el estado de saturación del transistor se impide la descarga del condensador C_2 , permaneciendo cargado a la tensión V_{cc} . Esto se consigue, con la elección de unos valores para C_2 , R_4 y R_5 para que el valor que tome la expresión (B.4) sea bastante mayor comparado con un semiperíodo a la frecuencia de resonancia del transductor. En el momento en que el transistor pasa al estado de corte (D_1 también en *off*), al igual que ocurría en el primer modo de funcionamiento descrito, la capacidad estática del transductor se descarga rápidamente a través de R_5 .

La red resistivo-capacitiva formada por R_1 , R_2 y C_1 permite sacar rápidamente al transistor del modo de saturación una vez deje de aplicarse el pulso $p(t)$, extrayendo el exceso de portadores acumulados en la unión base-emisora. De este modo se evita que el transistor permanezca un tiempo excesivo en saturación haciendo que la duración del pulso aplicado al transductor no sea la deseada. Hay que resaltar, que con este segundo modo de funcionamiento, la duración del pulso aplicado al transductor será mayor que la duración del pulso, p_w , aplicado a la base del transistor. Hay que sumar el tiempo de más que el transistor permanece en saturación una vez se deja de aplicar $p(t)$ y el tiempo de descarga de la capacidad estática del transductor. Estos dos últimos tiempos son difíciles de calcular y lo que se ha hecho es determinar el valor de los componentes del circuito a fin de cumplir que la duración del pulso sea ligeramente inferior a un semiperíodo de la frecuencia de resonancia del transductor.

Se ha creído conveniente utilizar este segundo modo de funcionamiento para el circuito excitador con un doble pulso propuesto de la figura B.4. La excitación con el segundo pulso se consigue conectando juntas las salidas de los diodos D_1 y D_2 . Cabe notar que la inclusión de los diodos D_1 y D_2 hace que los circuitos para la excitación del

primer y segundo pulso nunca estén al mismo tiempo los dos conectados eléctricamente al transductor. Así, como los pulsos $p(t)$ y $p(t-T_d)$ nunca van a ser coincidentes ni a estar solapados en el tiempo, los diodos D_1 y D_2 nunca va a encontrarse conduciendo a la vez. De esta forma, se consigue que los dos circuitos sean independientes entre sí.

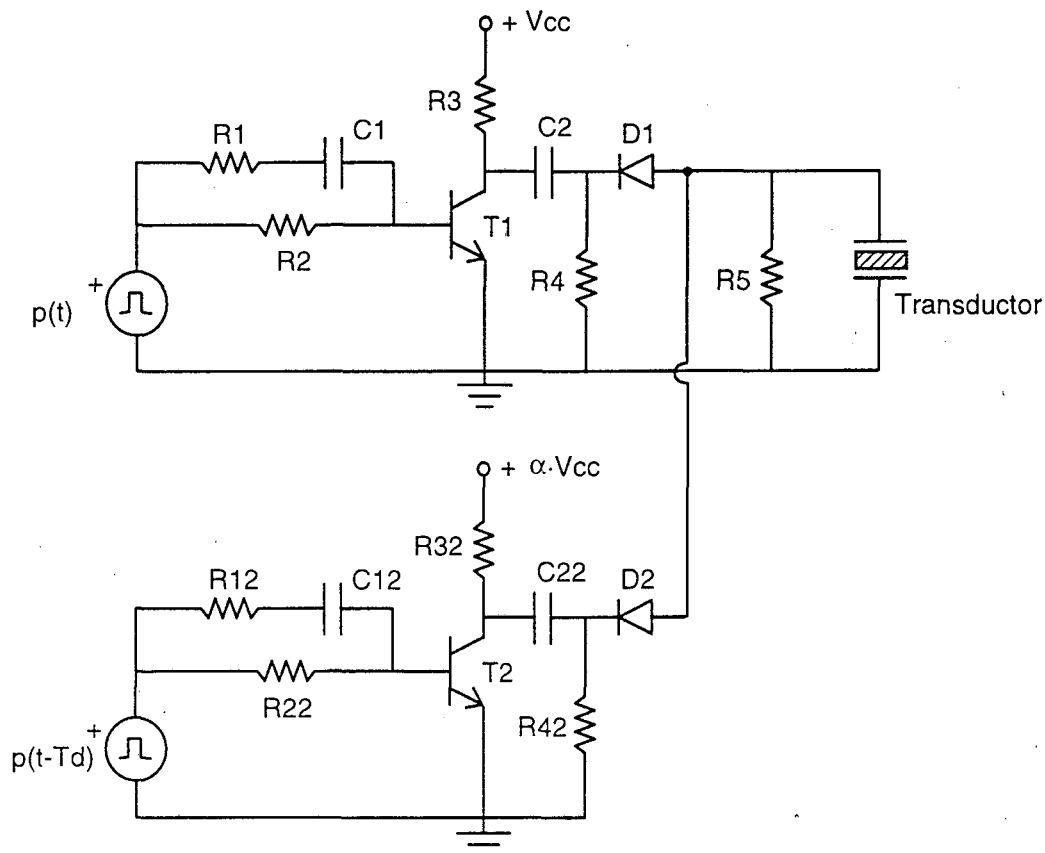


Fig. B.4 Circuito propuesto para la excitación del transductor con un doble pulso.

En el diseño del circuito generador del doble pulso se han utilizado transistores 2N2222A. Estos son capaces de conmutar grandes corrientes ($I_{max}=800$ mA) a alta velocidad (25 ns) y adecuado para frecuencias de trabajo de la banda de UHF. Asimismo se han utilizado diodos rápidos de silicio del tipo 1N4148. Las prestaciones de estos componentes hace que sean adecuados para trabajar con los transductores de aire y agua cuyas frecuencias de resonancia son de 40 kHz y de 4 MHz, respectivamente.

Las señales $p(t)$ y $p(t-T_d)$ se extraen de los puntos D (1^{er} pulso) y G (2^o pulso) del circuito retardador de pulsos de la figura B.1 anteriormente descrito.

En la tabla B.4 se recoge el valor de cada uno de los componentes que forman parte del circuito generador de pulsos mostrado por la figura B.3. Al tener que realizarse medidas tanto con transductores de aire como de agua, y por ser sus frecuencias de resonancia distintas, se han tenido que construir dos circuitos cuyos valores de los componentes aparecen especificados en la tabla B.4.

| | R1 | R2 | R3 | R4 | R5 | C1 | C2 | T1 | D1 | Vcc |
|------|-------------|--------------|----------------|----------------|----------------|--------|--------|--------|--------|------|
| AGUA | 50 Ω | 1 k Ω | 4.3 k Ω | 24 Ω | 24 Ω | 100 pF | 100 nF | 2N2222 | 1N4148 | 10 V |
| AIRE | 50 Ω | 1 k Ω | 4.3 k Ω | 4.7 k Ω | 4.7 k Ω | 100 pF | 1 F | 2N2222 | 1N4148 | 10 V |

Tabla B.4 Valores de los componentes para el circuito generador de pulsos.

En la tabla B.4 no se han incluido los valores de las resistencias y condensadores con subíndice 2 ($R12$, $R22$, $R32$, $R42$, $C12$, $C22$) por ser estos de idéntico valor que $R1$, $R2$, $R3$, $R4$, $C1$ y $C2$, respectivamente.

La alimentación del circuito excitador del segundo pulso aparece indicada en la figura B.3 como una fracción de la tensión de alimentación V_{cc} que dependerá de las características deseadas, retardo y amplitud, para el segundo pulso de excitación. El ajuste del parámetro α se realiza mediante el uso de un potenciómetro en serie con una resistencia, estando todo el conjunto alimentado por la tensión V_{cc} . Este conexionado se aprecia en la figura B.5. Con el fin de poder permitir un número elevado de distintas cancelaciones, los valores asignados para el potenciómetro y la resistencia son de 470 Ω y de 100 Ω , respectivamente. Con estos valores se consigue una variación del parámetro α de $0.174 < \alpha < 1$.

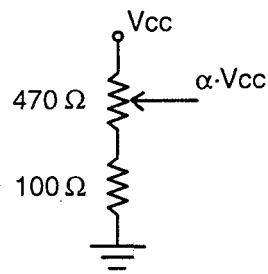


Fig. B.5 Divisor de tensión ajustable para la excitación del segundo pulso.

Las figuras B.6 y B.7 muestran las formas de onda del primer pulso de excitación obtenidas con el circuito de la figura B.4. El pulso de la figura B.6 es obtenido en los terminales eléctricos de un transductor de 4 MHz para agua. El ancho del pulso, duración, esta en torno a 115 ns, inferior a la mitad del período de resonancia (125 ns). Por otro lado, el pulso de la figura B.7 es el que aparece en los terminales eléctricos de un transductor de 40 kHz para aire. El pulso presenta una duración de 10.4 μ s, también inferior en este caso a la mitad del período de resonancia (12.5 μ s).

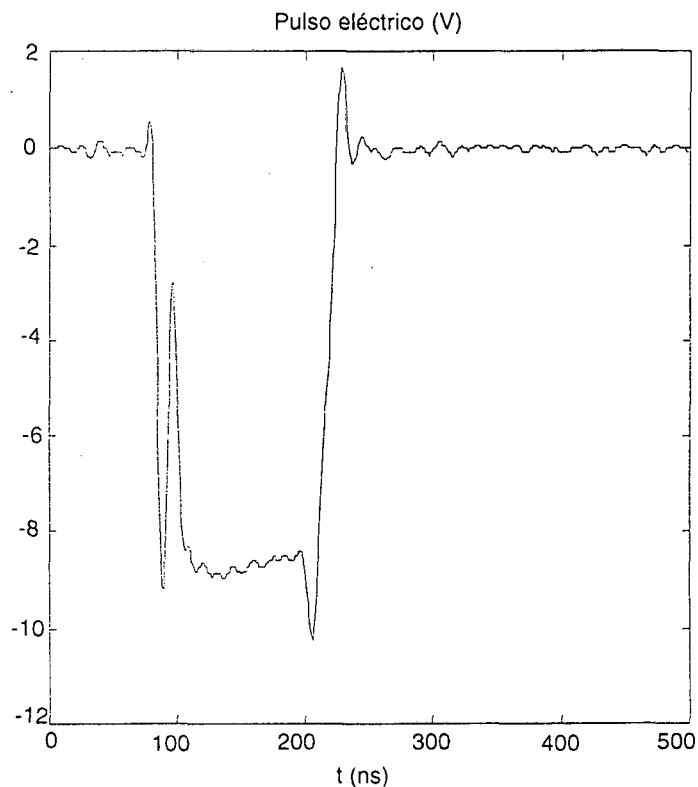


Fig. B.6 Forma del pulso eléctrico aplicado al transductor de agua ($f_{res}=4$ MHz).

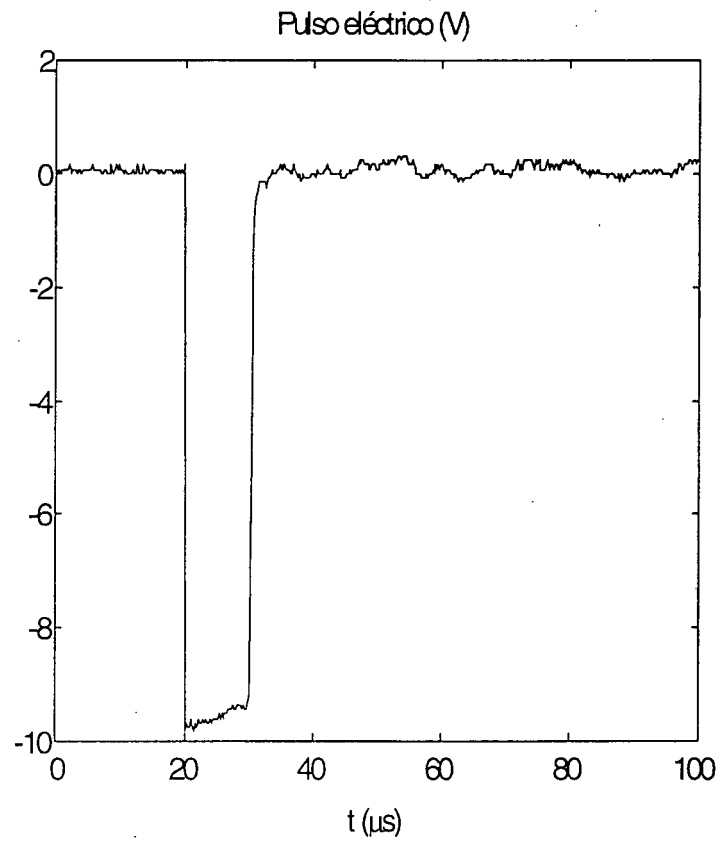


Fig. B.7 Forma del pulso eléctrico aplicado al transductor de aire ($f_{res}=40 \text{ kHz}$).

APÉNDICE C

Entorno de medida

C.1 Introducción.

Con el fin de corroborar los estudios teóricos realizados en esta Tesis, ha sido necesario acompañar dichos estudios con sus correspondientes medidas experimentales. Se han registrado formas de onda pertenecientes a pulsos de ultrasonidos emitidos y recibidos. Las medidas fueron llevadas a cabo en dos medios distintos: en agua, transductores a 4 MHz, y en aire, transductores a 40 kHz.

Se describe en este apéndice los elementos y equipos que forman parte de los montajes empleados en el laboratorio, así como sus características más relevantes. En el siguiente punto, se verá cuál es la disposición de los mismos a través de un esquema de conexionado.

C.2 Descripción del equipo utilizado.

Los equipos que aparecen con asterisco únicamente fueron empleados en el caso de medidas en agua. Los equipos utilizados en los montajes experimentales han sido los siguientes:

- **Cuba de metacrilato***

En las medidas en agua, se utiliza una cuba de metacrilato cuyas dimensiones son 60 x 24 x 26 cm. Al estar construida de metacrilato, posee unas muy buenas características de absorción para frecuencias de ultrasonidos. Así, se minimizan las reflexiones multicamino, y las ondas estacionarias.

- **Hidrófono***

El hidrófono empleado es de Medisonics, y presenta las siguientes características:

- zona sensible de 250 μm de radio y 50 μm de grosor, que fija un modo de resonancia alrededor de los 25 MHz.
- puede ser perfectamente utilizado en un rango de frecuencias que abarca desde los 200 kHz a los 15 MHz.
- puede ser utilizado en agua, soluciones salinas, y la mayoría de aceites.
- el hidrófono va acompañado de un amplificador de ganancia +30 dB, al cual se conecta el hidrófono.

- **Transductores de ultrasonidos.**

- *Disco a flexión*

El transductor utilizado es el EFR-OSB40K2 de Matsushita con una frecuencia de resonancia alrededor de los 40 kHz.

- *Piezoeléctrico*

El transductor empleado es una cerámica piezoeléctrica PXE5 de Philips, en modo espesor, con una frecuencia de trabajo de 4 MHz. Sus principales parámetros son:

- capacidad estática de 2.59 nF.
- diámetro de 15 mm.
- espesor de 0.5 mm.
- constante piezoeléctrica de $2.15 \cdot 10^9 \text{ N m}^4/\text{C}$.
- *air backed*.

- **Generador de pulsos cuadrados***

Generador Hewlett-Packard 8012B. Algunas de sus principales características son:

- amplitud regulable entre 0 y 10 v.
- anchura del pulso regulable entre 10 ns y 1 s.
- separación entre pulsos de 35 ns a 1 s.
- tiempo de transición de subida del pulso de 5 ns a 0.5 s.
- tiempo de transición de bajada del pulso entre 5 ns y 0.5 s.

- **Generador de forma de onda programable***

Generador de funciones / Generador de formas de onda arbitrarias
Hewlett Packard 33120A.

Puede conectarse al puerto serie de un PC a través de una línea RS-232, con una velocidad máxima de transmisión de 9600 baudios, mediante la cual se pueden cargar formas de onda arbitrarias generadas por el usuario.

Algunas de sus características de interés para nuestra aplicación, en lo relativo a las formas de onda arbitrarias, son [HEWL94]:

- Longitud de forma de onda: 8 a 16000 puntos.
- Resolución de amplitud: 12 bits (incluido signo).
- Frecuencia máx. para señales de 8 a 8192 puntos: 5 MHz.
- Tiempo asc./desc.: 100 ns (típico).

- **Osciloscopio digital.**

El osciloscopio empleado es un Tektronix, modelo TDS-310. Su misión es medir las señales que recibe, así como la captura de las mismas mediante la tarjeta de adquisición de que dispone. Presenta la posibilidad de poder ser conectado a un PC mediante una conexión RS-232, con una velocidad máxima de transmisión de datos de 19200 baudios.

Algunas de las características más relevantes de su tarjeta de adquisición son:

- 8 bits de resolución.
- captura de señales de frecuencia hasta 50 MHz.
- frecuencia máxima de muestreo de 200 MHz.
- tamaño del registro para las señales capturadas de 1000 muestras.

- PC.

Se ha utilizado uno de los PC's disponibles en el laboratorio, con las siguientes características:

- microprocesador INTEL 486 DX2, a 66 MHz.
- 2 puertos serie, 1 paralelo.
- 8 Mbytes de memoria RAM.
- disco duro con 540 Mbytes de capacidad.
- disqueteras de 3¹/₂" y 5¹/₄".

- Sistema de posicionado del hidrófono*.

Para posicionar de manera automática el hidrófono a lo largo y ancho de la cubeta, se dispone de un *software* realizado para tal efecto, que permite situar el hidrófono a la distancia que se precise en cada momento del transductor [YAÑE96].

Dos motores paso a paso permiten el posicionado del hidrófono. El movimiento de los motores se realiza en impulsos de medio paso, correspondientes a un desplazamiento del hidrófono de aproximadamente 0.13 mm.

- **Procesado de las señales capturadas con el osciloscopio.**

Para procesar los datos obtenidos en el proceso de medida y captura por parte del osciloscopio, utilizamos la versión 4.0 del programa *Matlab*TM [MATL92a] para entorno Windows. Este programa incorpora unas librerías para el tratamiento y procesado de señal [MATL92b], que lo convierten en una herramienta muy útil para nuestra aplicación.

C.3 Disposición del equipo.

La disposición del equipo de medida así como los elementos que intervienen ha sido ligeramente distinta dependiendo del medio en el que se ha realizado la medida, bien sea en agua o en aire. Es por esta razón que se han considerado de forma separada.

C.3.1 Medidas en agua.

La disposición del equipo utilizado en el laboratorio para la generación, medida, captura y procesado de las señales de ultrasonidos se muestra en la figura C.1.

En la cuba de metacrilato descrita anteriormente, se fija en una pared lateral el transductor de ultrasonidos de forma que quede por debajo del nivel de agua.

El transductor se excita con el generador de pulsos, o con el generador de funciones programable, según el caso que se este tratando. La onda de presión transmitida por el transductor, se recoge con el hidrófono descrito anteriormente, y es amplificada.

Como se ha comentado en el punto anterior, este hidrófono puede emplearse eficientemente en un rango de frecuencias que abarca desde los 200 kHz a los 15 MHz,

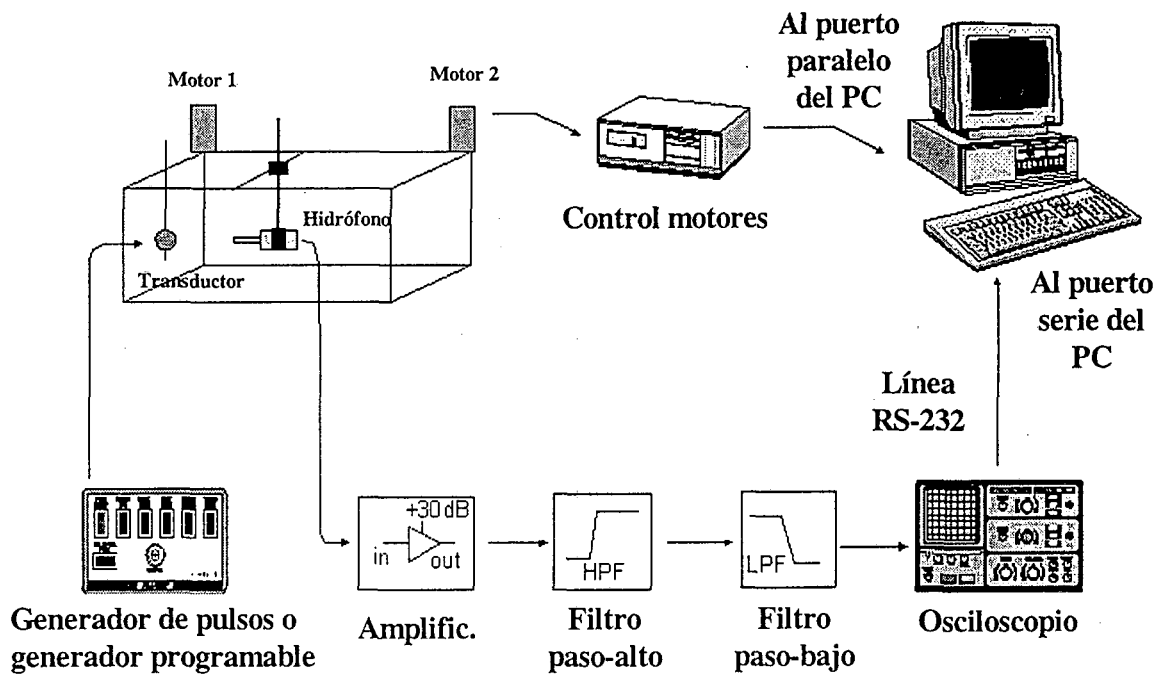


Fig. C.1 Medidas en agua. Diagrama esquemático del montaje experimental.

con lo cual al ser la frecuencia de trabajo de nuestro transductor de 4 MHz, hace que su empleo en nuestra aplicación pueda considerarse óptimo.

El posicionado del hidrófono a lo largo y ancho de la cuba se realiza mediante un *software* específico para ello [YAÑE96], que actúa sobre dos motores situados en el exterior de la cuba, por medio de un bloque de control conectado al puerto paralelo del PC. La señal recogida por el hidrófono se conecta a la entrada del osciloscopio, de manera que la señal es capturada por éste, y digitalizada a una frecuencia de 100 MHz, mediante la tarjeta de adquisición de que dispone. Para mejorar la relación señal a ruido, la señal se limita en banda con un filtro paso-alto de primer orden con frecuencia de corte de 500 KHz, y un filtro paso-bajo de cuarto orden con frecuencia de corte de 14 MHz.

El PC, conectado a través del puerto serie al osciloscopio mediante una línea RS-232, es el encargado de almacenar y procesar los datos enviados por el osciloscopio, así como de controlar la posición del hidrófono durante el proceso de medida. Para procesar los datos, se utiliza la versión 4.0 del programa *Matlab*TM, como hemos comentado anteriormente.

C.3.2 Medidas en aire.

Para las medidas en aire, el equipo de medida fue dispuesto según aparece en la figura C.2. El transductor utilizado como transmisor se encuentra montado sobre un soporte fijo y es excitado por el circuito generador de pulsos descrito en el apéndice B. El transductor utilizado en recepción se sitúa frente al transmisor y sobre un soporte móvil que permita hacer medidas a distintas distancias respecto de este último.

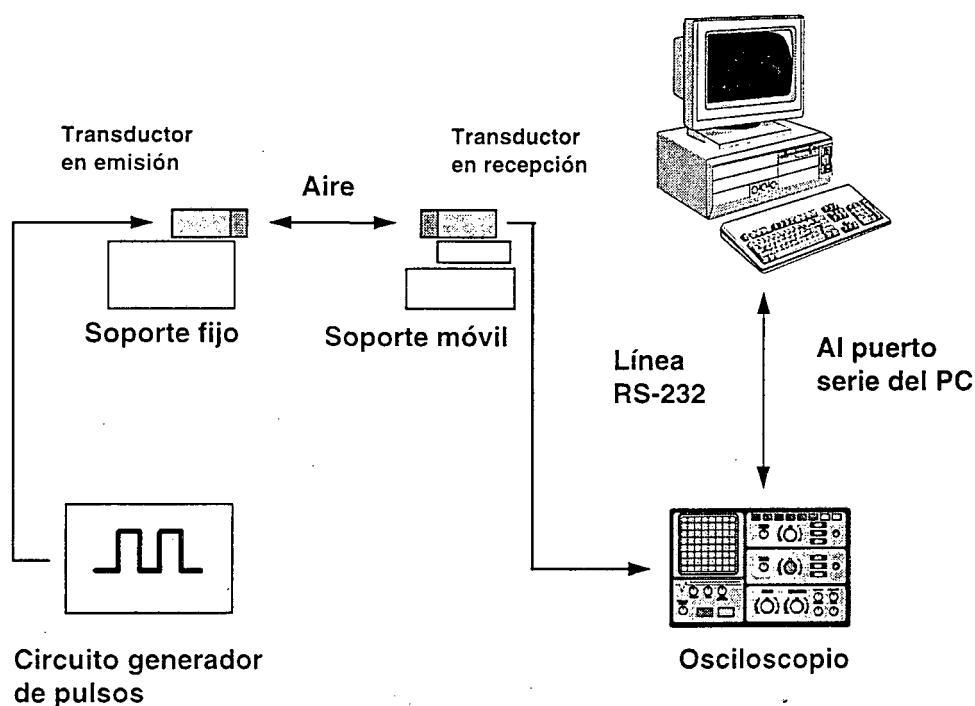


Fig. C.2 Medidas en aire. Diagrama esquemático del montaje experimental.

La onda de presión transmitida es recogida por el transductor en recepción y visualizada por el osciloscopio. El PC, conectado a través del puerto serie al osciloscopio, es el encargado de almacenar y procesar los datos enviados por el osciloscopio. Las señales eléctricas capturadas por el osciloscopio se encuentran muestreadas a la frecuencia de 100 MHz.