



## 论 文

## 抑制宽带双激励换能器发射响应起伏的电学方法

张光斌<sup>①\*</sup>, 邓云云<sup>①</sup>, 张小凤<sup>①</sup>, 林书玉<sup>①</sup>, 王峰<sup>②</sup>

① 陕西师范大学物理学与信息技术学院, 陕西省超声学重点实验室, 西安 710062;

② 河海大学计算机与信息学院, 南京 211100

\* E-mail: guangbinzhang@snnu.edu.cn

收稿日期: 2016-05-13; 接受日期: 2016-09-26; 网络出版日期: 2016-10-25

国家自然科学基金(批准号: 11674208, 11574191)和中央高校基本科研业务费专项资金(批准号: 2015B03014)资助项目

**摘要** 针对双激励宽带换能器发射响应起伏较大的问题, 本文提出了在前后压电陶瓷堆分别串联电阻来降低换能器工作频带内的发射电压响应起伏, 拓展换能器工作频带的方法。推导了双激励换能器的等效电路, 计算了在前后压电陶瓷堆分别串联不同电阻时换能器发射电压响应起伏随频率的变化关系, 并通过有限元数值仿真证明, 在前后压电陶瓷堆上串联合适的电阻, 可以有效降低换能器发射电压响应在工作频带内的起伏。最后制作了工作频带在 14~34 kHz 的双激励超声换能器, 测试了该换能器在串联不同电阻时的发射电压响应随频率的变化关系。实验测试结果表明在前后压电陶瓷堆串联电阻, 可以有效地降低换能器的发射响应起伏, 换能器在 14~34 kHz 的工作频带内发射电压响应的起伏由原来的 12 dB 降低到 7.3 dB, 换能器工作频带内的发射响应起伏得到明显的改善。研究结果对双激励宽带换能器的设计具有一定的意义。

**关键词** 双激励换能器, 发射响应起伏, 等效电路, 有限元

## 1 引言

宽带换能器在水下探测中具有重要的应用价值<sup>[1~4]</sup>, 如何拓宽复合棒换能器的工作带宽一直是换能器研究者关注的热点<sup>[5~7]</sup>。主要的宽带换能器有匹配层换能器<sup>[8,9]</sup>、三谐振换能器<sup>[10,11]</sup>、双激励换能器<sup>[12]</sup>、纵-弯耦合振动换能器<sup>[13,14]</sup>等。目前对于宽带换能器的研究主要是针对换能器频带的展宽方法, 而对于工作带宽内的起伏关注较少。在工程应用中, 换能器发射响应的起伏直接影响换能器的工作性能, 为此, 部分学者提出了降低起伏的方法。Yao 和

Bjorno<sup>[7]</sup>提出通过优化换能器辐射头的尺寸来降低工作频带内发射电压响应起伏, 制作了工作频带为 28~54 kHz, 起伏为 6 dB 的纵-弯耦合振动换能器; Saijyou 和 Okuyama<sup>[13]</sup>以复合棒换能器为基础, 通过控制辐射头上部压电圆盘的弯曲振动与压电陶瓷晶堆的纵向振动之间的相位差来降低带宽内的起伏, 经过相位优化实现了 2 倍频程带宽内发射响应起伏约 12 dB。上述方法虽然能起到一定效果, 但对发射响应的起伏要求较高的场合, 应用上述方法降低发射响应的起伏则比较困难。

双激励换能器的两个谐振频率主要由前后压电

**引用格式:** 张光斌, 邓云云, 张小凤, 等. 抑制宽带双激励换能器发射响应起伏的电学方法. 中国科学: 技术科学, 2016, 46: 1157~1165  
Zhang G B, Deng Y Y, Zhang X F, et al. Electrical method for depressing the transmitting response fluctuation of the broadband doubly excited transducer (in Chinese). Sci Sin Tech, 2016, 46: 1157~1165, doi: 10.1360/N092015-00370

陶瓷堆控制, 即前压电陶瓷堆控制较高的谐振频率, 后压电陶瓷堆控制较低的谐振频率。通过调整相应压电陶瓷堆的尺寸可改变换能器两个谐振频率的位置, 进而改变换能器的工作带宽。但是对于宽带换能器来说, 一般发射响应起伏与带宽是矛盾的, 即带宽越宽, 发射响应起伏越大; 带宽越窄, 发射响应起伏越小。为了有效抑制双激励宽带换能器在工作频带内的起伏, 本文提出一种采用串联电阻控制双激励换能器发射电压响应起伏的方法, 并运用等效电路<sup>[15,16]</sup>和有限元数值仿真<sup>[17]</sup>, 对换能器发射响应的起伏进行了分析。

## 2 双激励宽带换能器的结构

双激励换能器主要由后质量块、后压电陶瓷堆、中间质量块、前压电陶瓷堆、辐射头、电阻  $R_1$  和电阻  $R_2$  等组成, 其结构如图 1 所示。

图 1 中后压电陶瓷堆控制换能器的第一个谐振频率, 前压电陶瓷堆控制换能器的第二个谐振频率。双激励换能器通常具有如图 2 中虚线所示的发射响应曲线, 即换能器的发射响应在两个谐振频率处的发射响应幅值较大, 而中间部分幅值较小, 发射电压响应曲线在工作频带内起伏较大。为了降低在共振

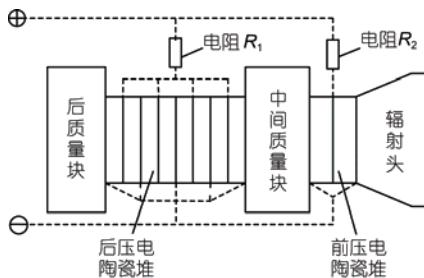


图 1 双激励换能器结构示意图

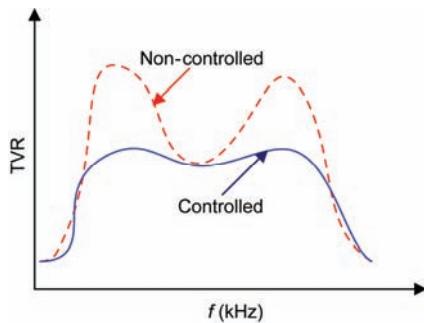


图 2 (网络版彩图)双激励换能器发射电压响应起伏示意图

频率处的发射响应, 考虑在前后压电陶瓷堆上分别串联 1 个电阻, 通过调整电阻的大小来降低两个谐振频率处的发射电压响应值, 最后通过优化电阻的大小实现双激励换能器工作频带内较低的发射响应起伏, 控制效果示意图如图 2 实线所示。

## 3 换能器发射响应起伏控制的理论分析

为了验证上述方法的可行性, 建立了双激励换能器的等效电路模型和有限元模型, 仿真了前后压电陶瓷堆分别串联不同电阻时, 换能器发射电压响应的变化规律。

### 3.1 等效电路

双激励换能器等效电路如图 3 所示。

图 3 中  $Z_{ij}$  依次分别为换能器后质量块、后压电陶瓷堆、中间质量块、前压电陶瓷堆、辐射头喇叭部分及圆台部分的等效机械阻抗,  $Z_W$  为换能器在水中的辐射阻抗。其中

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{13} = j\rho_1 C_1 S_1 \tan(K_1 \cdot L_1 / 2), \\ Z_{12} &= \rho_1 C_1 S_1 / (\sin(K_1 L_1)), \end{aligned} \quad (1)$$

式中,  $\rho_1$ ,  $C_1$ ,  $S_1$  分别为后质量块的密度、声速和横截面积,  $K_1$  为波数,  $L_1$  为后质量块的长度。

$$\begin{aligned} Z_{21} &= Z_{23} = j\rho_2 C_2 S_2 \tan(K_2 \cdot L_2 / 2), \\ Z_{22} &= \rho_2 C_2 S_2 / (\sin(K_2 L_2)), \end{aligned} \quad (2)$$

式中,  $\rho_2$ ,  $C_2$ ,  $S_2$  分别为后压电陶瓷堆的密度、声速和横截面积,  $K_2$  为波数,  $L_2$  为后压电陶瓷堆长度。

$$\begin{aligned} Z_{31} &= Z_{33} = j\rho_3 C_3 S_3 \tan(K_3 \cdot L_3 / 2), \\ Z_{32} &= \rho_3 C_3 S_3 / (\sin(K_3 L_3)), \end{aligned} \quad (3)$$

式中,  $\rho_3$ ,  $C_3$ ,  $S_3$  分别为中间质量块的密度、声速和横截面积,  $K_3$  为波数,  $L_3$  为质量块长度。

$$\begin{aligned} Z_{41} &= Z_{43} = j\rho_4 C_4 S_4 \tan(K_4 \cdot L_4 / 2), \\ Z_{42} &= \rho_4 C_4 S_4 / (\sin(K_4 L_4)), \end{aligned} \quad (4)$$

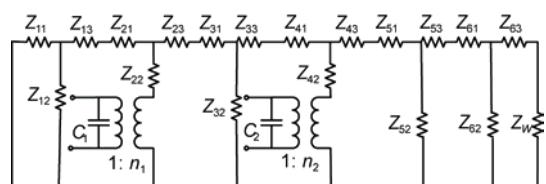


图 3 双激励换能器等效电路图

式中,  $\rho_4, C_4, S_4$  分别为前压电陶瓷堆的密度、声速和横截面积,  $K_4$  为波数,  $L_4$  为前压电陶瓷堆长度.

$$\begin{aligned} Z_{51} &= -j \frac{\rho_5 C_5 S_5}{K_5 L_5} \left[ \sqrt{\frac{S_6}{S_5}} - 1 \right] - j \rho_5 C_5 S_5 \cot(K_5 L_5) \\ &\quad - \frac{\rho_5 C_5 \sqrt{S_5 \cdot S_6}}{j \sin(K_5 L_5)}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$Z_{52} = \rho_5 C_5 \sqrt{S_5 \cdot S_6} / j \sin(K_5 L_5),$$

$$\begin{aligned} Z_{53} &= j \frac{\rho_5 C_5 S_6}{K_5 L_5} \left[ 1 - \sqrt{\frac{S_5}{S_6}} \right] - j \rho_5 C_5 S_6 \cot(K_5 L_5) \\ &\quad - \frac{\rho_5 C_5 \sqrt{S_5 \cdot S_6}}{j \sin(K_5 L_5)}, \end{aligned}$$

式中,  $\rho_5, C_5, S_5$  分别为辐射头喇叭部分的密度、声速和横截面积,  $K_5$  为波数,  $L_5$  为质量块长度.

$$\begin{aligned} Z_{61} &= Z_{63} = j \rho_6 C_6 S_6 / \sin(K_6 \cdot L_6 / 2), \\ Z_{62} &= \rho_6 C_6 S_6 / (j \sin(K_6 L_6)), \end{aligned} \quad (6)$$

式中,  $\rho_6, C_6, S_6$  分别为辐射头圆台部分的密度、声速和横截面积,  $K_6$  为波数,  $L_6$  为质量块长度.

在前后压电陶瓷堆上分别串联电阻  $R_2, R_1$  后, 换能器的等效电路如图 4 所示.

图 4 中  $Z_G$  是图 3 中  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$  并联再与  $Z_{13}$  串联之后的等效阻抗, 其表达式为

$$Z_G = Z_{13} + \frac{Z_{11} \cdot Z_{12}}{Z_{11} + Z_{12}}. \quad (7)$$

采用二端口网络矩阵可将图 4 电路化简如图 5 所示. 图中  $A, B$  矩阵是并联关系, 为方便矩阵计算, 将  $A, B$  矩阵分别表示为二端口网络, 如图 6 和 7 所示.

对图 6 做电路分析可得:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{A_1} V_1 + Y_{A_2} V_2, \\ I_2 &= Y_{A_3} V_1 + Y_{A_4} V_2, \end{aligned} \quad (8)$$

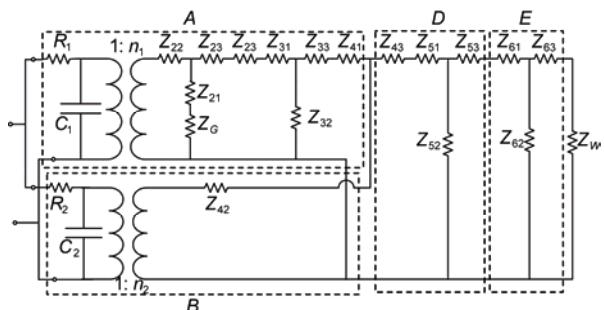


图 4 控制双激励换能器发送电压响应起伏的等效电路

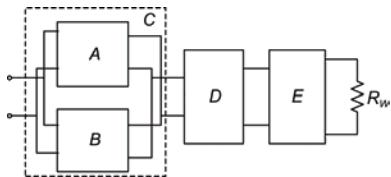


图 5 二端口网络矩阵等效电路

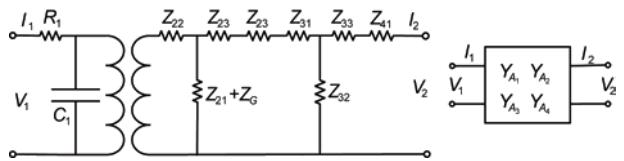


图 6 A 部分的等效电路及其二端口网络

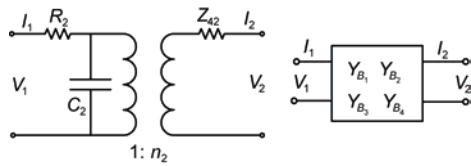


图 7 B 部分的等效电路及其二端口网络

$$\begin{aligned} Y_{A_1} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = \frac{1}{R_1 + \frac{Z_{E_1} \times Z_X / n_1^2}{Z_{E_1} + Z_X / n_1^2}}, \\ Y_{A_2} &= \frac{n_1 R Z_{E_1} \times Z_{3X}}{R_1 (Z_{2X} + Z_{31} + Z_{23}) \times Z_{4X}}, \\ Y_{A_3} &= \frac{n_1 \times (Z_X - Z_{22})}{Z_X (Z_{33} + Z_{41})} \times \frac{\frac{Z_{32} (Z_{33} + Z_{41})}{Z_{33} + Z_{41} + Z_{32}}}{\frac{Z_{23} + Z_{31}}{Z_{32} (Z_{33} + Z_{41})} + \frac{Z_{52} + Z_{41} + Z_{33}}{Z_{52} + Z_{41} + Z_{33}}} \quad (9) \\ &\quad \times \frac{\frac{Z_{E_1} \times Z_X}{n_1^2 \times Z_{E_1} + Z_X}}{R_1 + \frac{Z_{E_1} \times Z_X}{n_1^2 \times Z_{E_1} + Z_X}}, \\ Y_{A_4} &= \frac{1}{Z_{4X}}, \end{aligned}$$

其中,

$$\begin{aligned} Z_{E_1} &= \frac{1}{jwC_1}, \\ RZ_{E_1} &= \frac{R_1 \times Z_{E_1}}{R_1 + Z_{E_1}}, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
Z_X &= Z_{22} + \frac{\left( Z_{23} + Z_{31} + \frac{(Z_{33} + Z_{41}) \times Z_{32}}{Z_{32} + Z_{33} + Z_{41}} \right) \times (Z_{21} + Z_G)}{\left( Z_{23} + Z_{31} + \frac{(Z_{33} + Z_{41}) \times Z_{32}}{Z_{32} + Z_{33} + Z_{41}} \right) + (Z_{21} + Z_G)}, \\
Z_{2X} &= \frac{(n_1^2 RZ_{E_1} + Z_{22}) \times (Z_{21} + Z_G)}{n_1^2 \times RZ_{E_1} + Z_{22} + Z_{21} + Z_G}, \\
Z_{3X} &= \frac{Z_{32} (Z_{31} + Z_{23} + Z_{2X})}{Z_{31} + Z_{23} + Z_{2X} + Z_{32}}, \\
Z_{4X} &= Z_{41} + Z_{33} + Z_{3X}.
\end{aligned} \tag{11}$$

同理，对图 7 作电路分析可得：

$$\begin{aligned}
Y_{B_1} &= \frac{1}{R_2 + Z_Y}, \\
Y_{B_2} &= \frac{n_2 \times RZ_{E_2}}{R_2 (n_2^2 \times RZ_{E_2} + Z_{42})}, \\
Y_{B_3} &= \frac{n_2 \times Z_Y}{R_2 (n_2^2 \times RZ_{E_2} + Z_{42})}, \\
Y_{B_4} &= \frac{1}{Z_{42} + n_2 \times RZ_{E_2}},
\end{aligned} \tag{12}$$

其中，

$$\begin{aligned}
Z_Y &= \frac{Z_{E_2} \times Z_{42}}{Z_{E_2} \times n_2^2 + Z_{42}}, \\
Z_{E_2} &= \frac{1}{jwC_2}, \\
RZ_{E_2} &= \frac{R_2 \times Z_{E_2}}{R_2 + Z_{E_2}}.
\end{aligned} \tag{13}$$

将二端口网络 A, B 并联后得到等效导纳参数矩阵 C，其中，

$$\begin{aligned}
Y_{C_1} &= Y_{A_1} + Y_{B_1}, \\
Y_{C_2} &= Y_{A_2} - Y_{B_2}, \\
Y_{C_3} &= Y_{A_3} - Y_{B_3}, \\
Y_{C_4} &= Y_{A_4} + Y_{B_4}.
\end{aligned} \tag{14}$$

进一步，将导纳参数矩阵 C 转化为传输矩阵得：

$$\begin{aligned}
C_1 &= Y_{C_4} / Y_{C_3}, \\
C_2 &= 1 / Y_{C_3}, \\
C_3 &= Y_{C_1} \times Y_{C_4} / Y_{C_3} - Y_{C_2}, \\
C_4 &= Y_{C_1} / Y_{C_3}.
\end{aligned} \tag{15}$$

图 5 中传输矩阵 D 的矩阵参数可表示为

$$D = [D_1, D_2; D_3, D_4], \tag{16}$$

其中，

$$\begin{aligned}
D_1 &= 1 + \frac{Z_{43} + Z_{52}}{Z_{52}}, \\
D_2 &= \frac{Z_{52} (Z_{43} + Z_{51}) + Z_{42} \times Z_{53} + Z_{53} (Z_{43} + Z_{51})}{Z_{52}}, \\
D_3 &= \frac{1}{Z_{52}}, \\
D_4 &= 1 + \frac{Z_{53}}{Z_{52}}.
\end{aligned} \tag{17}$$

同理，传输矩阵 E 的矩阵参数可表示为

$$E = [E_1, E_2; E_3, E_4], \tag{18}$$

其中，

$$\begin{aligned}
E_1 &= 1 + \frac{Z_{61}}{Z_{62}}, \\
E_2 &= \frac{Z_{61} \cdot Z_{62} + Z_{62} \cdot Z_{63} + Z_{61} \cdot Z_{63}}{Z_{62}}, \\
E_3 &= \frac{1}{Z_{62}}, \\
E_4 &= 1 + \frac{Z_{63}}{Z_{62}}.
\end{aligned} \tag{19}$$

将传输矩阵 C, D, E 级联后得到换能器完整的二端口网络模型如图 8 所示。

$$Q = C \cdot D \cdot E, \tag{20}$$

$$L = Q \cdot [1, jX_W; 0, 1] = [L_1, L_2; L_3, L_4], \tag{21}$$

式中， $X_W$  为换能器在水中辐射阻抗的虚部。

该二端口网络的电压传输系数为

$$Z_{th}^V = \frac{u}{V} = \frac{1}{L_1 \times R_W + L_2}, \tag{22}$$

式中， $u$ 、 $V$  分别为二端口网络模型的输出端口电压和输入电压。

当换能器尺寸远大于声波在水中的波长时，换能器可看成无限大刚性障板上的活塞辐射器，其指向性指数可以表示为

$$DI = \frac{\rho_W \cdot C_W \cdot S_t (K_W \cdot R_t)^2}{R_W}, \tag{23}$$

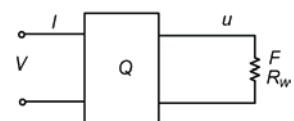


图 8 换能器完整的二端口网络模型

式中,  $\rho_w$  为水的密度,  $C_w$  为水中声速,  $K_w$  为波数,  $R_t$  为换能器辐射面半径,  $S_t$  为换能器辐射面积。故该换能器的发射电压响应级可表示为

$$S_{VL} = 20\log_{10}\left(346 \times \sqrt{DI \cdot R_w} \times |Z_{th}^V|\right) + 120. \quad (24)$$

利用式(24), 仿真了双激励换能器在不同电阻  $R_1$ ,  $R_2$  情况下的发射电压响应曲线, 结果如图 9 所示。

图 9(a)是双激励换能器的前压电陶瓷堆不串联电阻, 即  $R_2=0 \Omega$ , 后压电陶瓷堆分别串联电阻  $R_1=0, 100, 200, 300 \Omega$  时发射电压响应的变化情况。从图 9 中可以看出,  $R_1$  越大, 第一谐振频率点的发射电压响

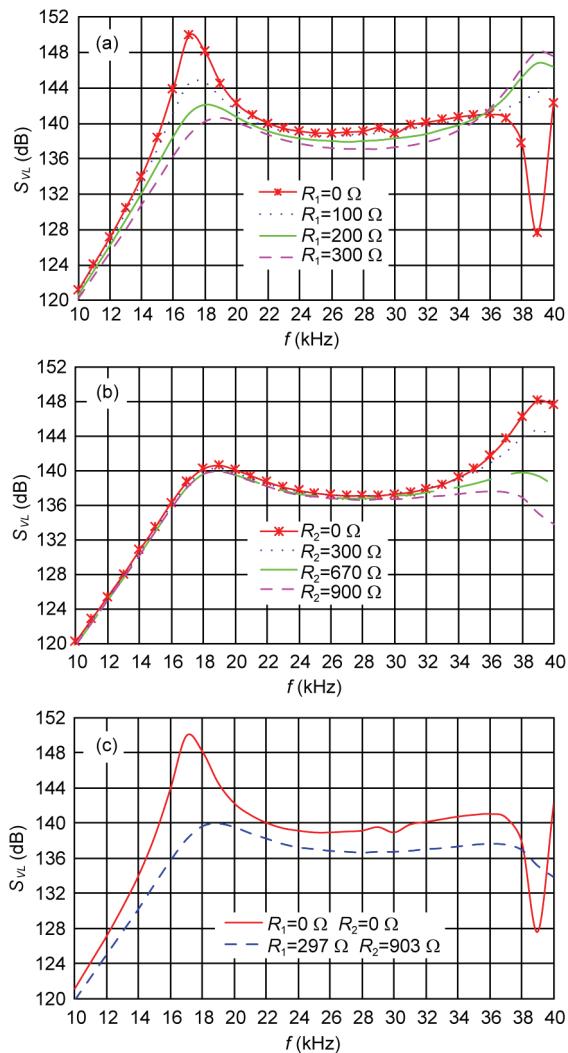


图 9 (网络版彩图)换能器发射电压响应的理论曲线

(a)  $R_2=0 \Omega, R_1=0, 100, 200, 300 \Omega$  时; (b)  $R_1=300 \Omega, R_2=0, 300, 670, 900 \Omega$  时; (c)  $R_1=297 \Omega, R_2=903 \Omega$  时

应衰减的越多, 而其他频率点的衰减较小, 因此通过调整  $R_1$  的大小可以控制第一谐振点发射电压响应的大小。

图 9(b)是双激励换能器的后压电陶瓷堆串联电阻  $R_1=300 \Omega$ , 前压电陶瓷堆分别串联电阻  $R_2=0, 300, 670, 900 \Omega$  时发射电压响应的变化情况。从图中可以看出  $R_2$  越大, 第二谐振频率点的发射电压响应越小, 因此通过调整  $R_2$  的大小可以控制第二谐振点发射电压响应的大小。

结合上述方法, 在前后压电陶瓷堆分别串联不同的电阻, 并调整两个电阻的大小, 经过优化, 得到发射响应起伏最小时的电阻值, 计算结果如图 9(c)所示。图 9(c)中实线为不加电阻时的发射响应曲线, 虚线为分别在前后压电堆串联的电阻为  $R_2=903 \Omega, R_1=297 \Omega$  时的发射响应曲线。从图中的理论计算结果可以看出, 在工作频带 14~39 kHz 范围内, 换能器的发射响应起伏明显降低。

### 3.2 有限元分析

由于在等效电路模型的计算中, 对双激励换能器作了一些简化处理, 比如忽略了预应力螺杆, 压电陶瓷圆环简化为圆片等, 这些近似可能会对计算结果有影响。为了更好地仿真连接不同电阻对双激励换能器发射电压响应的影响, 应用有限元软件 ANSYS, 建立了双激励换能器的有限元模型, 结果如图 10 所示。

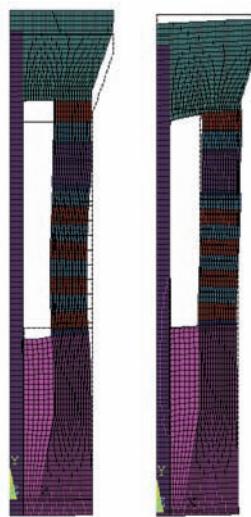


图 10 (网络版彩图)双激励换能器模态分析结果示意图

根据所建立的双激励换能器的有限元模型, 首先对换能器进行模态分析, 数值仿真结果显示, 双激励换能器的一阶振动模态频率为 16.98 kHz, 二阶振动模态频率为 35.18 kHz。接着, 对换能器的发射电压响应进行了仿真, 结果如图 11 所示。

图 11(a)为在前压电陶瓷堆不串联电阻, 在后压电陶瓷堆分别串联电阻为  $R_1=100, 200, 300 \Omega$ , 换能器的发射电压响应。

从图 11(a)中的有限元仿真结果可以看出, 电阻  $R_1$  有效降低了第一谐振频率处的发射电压响应值, 且降低幅度与电阻  $R_1$  成正比。因此可以通过调节电阻  $R_1$  来控制第一个谐振峰的发射电压响应幅值。

同样在后压电陶瓷堆串联电阻  $R_1=300 \Omega$ , 前压电陶瓷堆串联电阻分别为  $R_2=0, 300, 670, 900 \Omega$ , 仿真换能器的发射电压响应如图 11(b)所示。从图 11(b)中可以看出, 电阻  $R_2$  降低了第二个谐振频率处的发射电压响应值, 降低幅度与电阻  $R_2$  成正比, 故可以通过调节电阻  $R_2$  来控制第二个谐振峰的发射电压响应幅值。有限元仿真结果与理论计算结果一致。

通过优化电阻  $R_1$  和  $R_2$  的值, 可以得出当  $R_1=297 \Omega$ ,  $R_2=903 \Omega$  时, 双激励换能器的发射响应起伏, 结果如图 11(c)中的虚线所示。图 11(c)中实线为换能器不串联电阻的发射电压响应起伏。从图 11(c)可以看出, 与不串联电阻相比, 换能器的发射响应起伏由 9.7 dB 降低至 5.1 dB。

### 3.3 电声效率

对于发射换能器, 换能器向外辐射的总声功率总是小于输入换能器的电功率。换能器的声源级和发射电压响应级可以用下式来表示:

$$\begin{aligned} SL &= 170.8 + DI + 10 \log_{10} P_e + 10 \log_{10} \eta_{ea}, \\ TVR &= 170.8 + DI + 10 \log_{10} G + 10 \log_{10} \eta_{ea}, \end{aligned} \quad (25)$$

式中,  $DI$ ,  $P_e$ ,  $G$ ,  $\eta_{ea}$  分别为换能器的指向性指数、电功率、电导和电声效率。

可知, 当换能器未串联电阻时:

$$10 \log_{10} \eta_{ea1} = TVR_1 - 170.8 - DI - 10 \log_{10} G_1. \quad (26)$$

换能器前后压电陶瓷堆分别串联电阻后:

$$10 \log_{10} \eta_{ea2} = TVR_2 - 170.8 - DI - 10 \log_{10} G_2. \quad (27)$$

双激励换能器串联电阻前后的电声效率可分别表示为

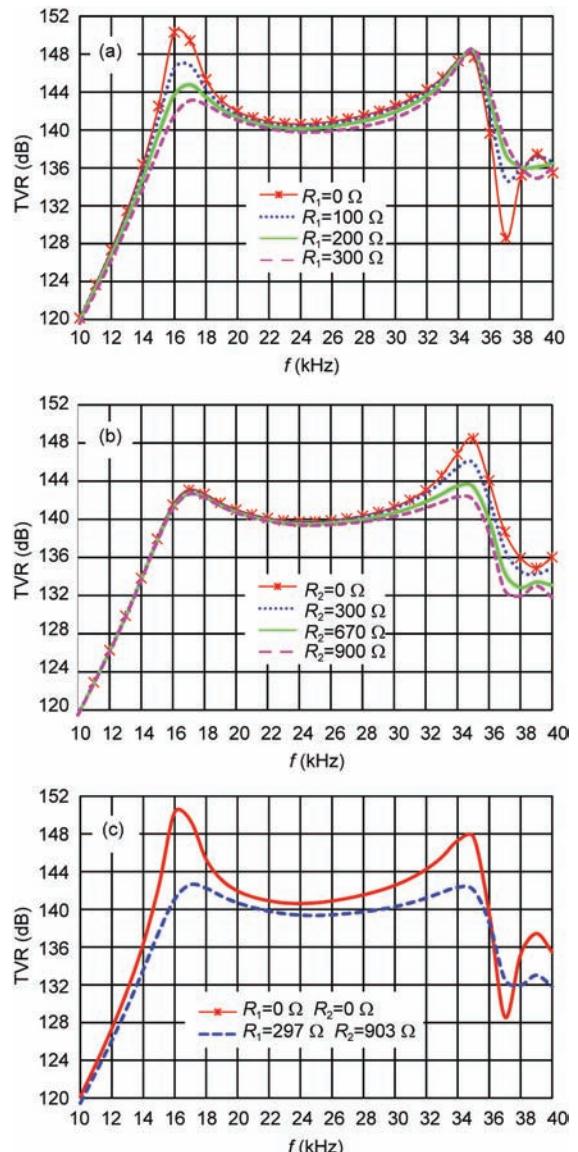


图 11 (网络版彩图)换能器发射电压响应仿真曲线

(a)  $R_2=0 \Omega$ ,  $R_1=0, 100, 200, 300 \Omega$  时; (b)  $R_1=300 \Omega$ ,  $R_2=0, 300, 670, 900 \Omega$  时; (c)  $R_1=297 \Omega$ ,  $R_2=903 \Omega$  时

$$\begin{aligned} \eta_{ea1} &= \frac{1}{G_1} \times 10^{\frac{TVR_1 - 170.8 - DI}{10}}, \\ \eta_{ea2} &= \frac{1}{G_2} \times 10^{\frac{TVR_2 - 170.8 - DI}{10}}. \end{aligned} \quad (28)$$

利用式(28)仿真了双激励换能器串联电阻前后的电声效率随频率的变化曲线, 结果如图 12 所示。

图 12 中, 实线为双激励换能器串联电阻前的电声效率, 虚线为在双激励换能器前后压电陶瓷堆上

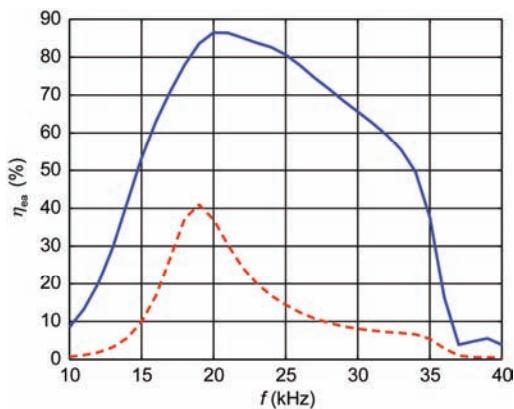


图 12 (网络版彩图)换能器串联电阻前后的电声效率

分别串联电阻  $R_2=903\ \Omega$ ,  $R_1=297\ \Omega$  时的换能器的电声效率。从图中可看出, 在 14~34 kHz 的工作频带内, 双激励换能器串联电阻后的电声效率比未串联电阻时的电声效率要低, 换能器在谐振频率附近工作时, 电声效率衰减幅度较大, 在非谐振工作频带电声效率衰减较小, 达到了降低发射响应起伏的效果。

#### 4 宽带双激励换能器的设计与实验测试

根据理论计算和有限元仿真结果, 制作了工作频带为 14~34 kHz 的宽频带双激励换能器原理样机, 如图 13 所示。

在前后压电陶瓷堆分别串联不同的电阻, 在六面消声水池中对换能器的发射响应进行了实验测试, 结果如图 14 所示。图 14(a)为前压电陶瓷堆串联电阻  $R_2=900\ \Omega$  时, 改变电阻  $R_1$  的值, 换能器的发射电压响应曲线。图 14(b)为后压电陶瓷堆串联电阻  $R_1=300\ \Omega$  时, 改变  $R_2$  的值, 换能器的发射电压响应曲线。图

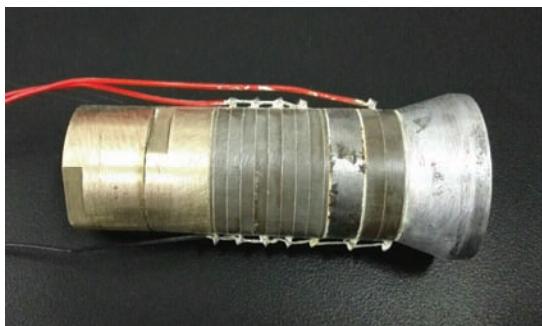


图 13 (网络版彩图)双激励换能器样机

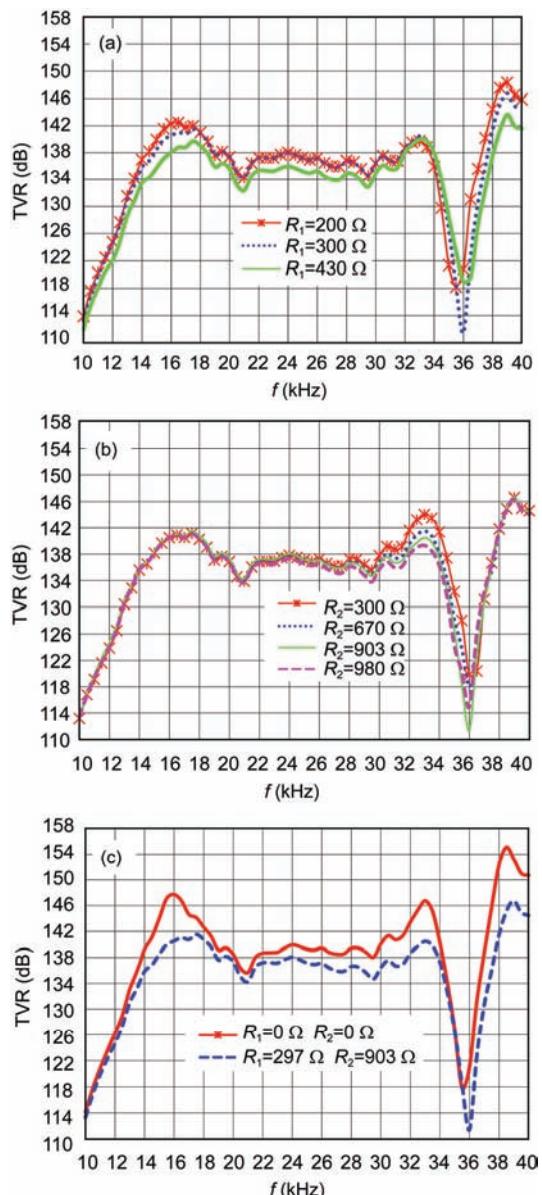


图 14 (网络版彩图)换能器发射电压响应测试曲线

(a)  $R_2=900\ \Omega$  时, 改变  $R_1$  的值; (b)  $R_1=300\ \Omega$  时, 改变  $R_2$  的值; (c)  $R_1=297\ \Omega$ ,  $R_2=903\ \Omega$  时

14(c)是换能器分别在  $R_1=0\ \Omega$ ,  $R_2=0\ \Omega$  和  $R_1=297\ \Omega$ ,  $R_2=903\ \Omega$  条件下测量的发射电压响应曲线。

从图 14 的实验测试结果可以看出, 在 14~34 kHz 的工作频带内, 双激励换能器自身的发射电压响应起伏为 12 dB; 当前后压电陶瓷堆分别串联电阻  $R_2=903\ \Omega$ ,  $R_1=297\ \Omega$  时, 换能器在工作频带内的发射电压响应起伏为 7.3 dB, 发射电压响应起伏明显降低。

## 5 结论

针对双激励换能器发射电压响应在通带内起伏较大的问题, 本文提出了有效降低起伏的方法, 即通过在前后压电陶瓷堆串联合适的电阻来有效降低起伏, 改善换能器在工作频带内工作性能的方法。通过等效电路理论计算和有限元数值仿真证明, 在前后压电陶瓷堆串联合适的电阻, 可以有效降低换能器

的发射电压响应的起伏。制作了双激励宽带压电换能器原理样机并进行了水池实验测试。实验测试结果表明, 利用在前后压电陶瓷堆串联电阻的方法, 可以使双激励换能器在 14~34 kHz 的工作频段内, 发射响应起伏从 12 dB 降低到 7.3 dB, 换能器的发射响应在工作频带内的起伏明显降低。该研究对于水下宽频带换能器的设计具有重要的意义。

## 参考文献

- 1 Zhang R, Zhang W, He C, et al. Design of capacitive micromachined ultrasonic transducer (CMUT) linear array for underwater imaging. *Sensor Rev*, 2016, 36: 77–85
- 2 Fang H J, Chen Y, Wong C M, et al. Anodic aluminum oxide-epoxy composite acoustic matching layers for ultrasonic transducer application. *Ultrasonics*, 2016, 70: 29–33
- 3 Liu D, Yue Q, Deng J, et al. Broadband and high sensitive time-of-flight diffraction ultrasonic transducers based on PMNT/epoxy 1–3 piezoelectric composite. *Sensors*, 2015, 15: 6807–6817
- 4 Jun T. Low frequency broadband submarine acoustic actuator based on cymbal transducer. *Mater Res Innov*, 2014, 18: 412–418
- 5 Roh Y, Chhith S. Design of a wideband multimode tonpilz transducer with a nonuniform piezoelectric layer stack. *Acoust Soc Am*, 2011, 130: 2506
- 6 Pan Y Z, Mo X P, Chai Y, et al. A new design on broadband flexextensional transducer. *Appl Acoustics*, 2011, 72: 836–840
- 7 Yao Q S, Bjorno L. Broadband tonpilz underwater acoustic transducers based on multimode optimization. *IEEE T Ultrason Ferr*, 1997, 44: 1060–1066
- 8 刘慧生, 莫喜平. 纵向换能器宽带研究设计进展. *声学技术*, 2014, 6: 564–571
- 9 Manh T, Nguyen A T T, Johansen T F, et al. Microfabrication of stacks of acoustic matching layers for 15 MHz ultrasonic transducers. *Ultrasonics*, 2014, 54: 614–620
- 10 刘望生, 俞宏沛, 周利生. 具有连续纵向激励模态宽带水声换能器研究. *应用声学*, 2007, 5: 257–261
- 11 Butler S C. Triply resonant broadband transducers. *IEEE T Ultrason Ferr*, 2002, 4: 2334–2341
- 12 李志强, 张运强, 陈元民, 等. 双激励纵弯耦合宽带复合棒水声换能器. *应用声学*, 2013, 32: 473–479
- 13 Saijyou K, Okuyama T. Design optimization of wide-band Tonpilz piezoelectric transducer with a bending piezoelectric disk on the radiation surface. *J Acoust Soc Am*, 2010, 127: 2836–2846
- 14 夏铁坚, 郝浩琦. 一种深水宽带换能器. *声学技术*, 2012, 1: 64–66
- 15 Ramesh R, Ebenezer D D. Equivalent circuit for broadband underwater transducers. *IEEE T Ultrason Ferr*, 2008, 55: 2079–2083
- 16 栾桂冬, 张金铎, 王仁乾. 压电换能器和换能器阵. 北京: 北京大学出版社, 2005
- 17 Hawkins D W, Gough P T. Multiresonance design of a Tonpliz transducer using finite element method. *IEEE T Ultrason Ferr*, 1996, 43: 782–790

## Electrical method for depressing the transmitting response fluctuation of the broadband doubly excited transducer

ZHANG GuangBin<sup>1</sup>, DENG YunYun<sup>1</sup>, ZHANG XiaoFeng<sup>1</sup>, LIN ShuYu<sup>1</sup> & WANG Feng<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Shaanxi Key Laboratory of Ultrasonics, College of Physics and Information Technology, Shaanxi Normal University, Xi'an 710062, China;

<sup>2</sup> College of Computer and Information, Hehai University, Nanjing 211100, China

For the problems of the high transmitting response fluctuation of the broadband transducer, a method is proposed to depress the fluctuation and expand the work bandwidth of the transducer in this paper. By connecting two resistances in series with the upper piezoelectric ceramic stack and the lower stack of the doubly excited transducer respectively, the fluctuation of the transmitting response of the doubly excited transducer can be depressed. The equivalent circuit of the doubly excited transducer is derived and the relationship between transmitting response and frequency is obtained when different resistances are connected in series with the upper stack and the lower stack, respectively. The results are validated by finite element numerical simulation. Based on theoretical calculation, the doubly excited transducer which works at the frequency range from 14 to 34 kHz is produced and measured. The dependence of transmitting voltage response on the frequency is measured when different resistances are connected in series with the upper stack and the lower stack. The experimental results show that the proposed method can depress the transmitting response fluctuation. The transmitting response fluctuation of doubly excited transducer decreased from 12 to 7.3 dB in the bandwidth, which ranges from 14 to 34 kHz. The method proposed in this paper will have certain significance for the design of doubly excited broadband transducer.

**doubly excited transducer, transmitting response fluctuation, equivalent circuit, finite element method**

doi: 10.1360/N092015-00370