

宽频带超声换能器的原理与设计

夏启清 林维正 魏墨鑫

(同济大学声学研究所)

1988年12月24日收到

本文着重讨论了厚度模压电超声宽频带换能器的原理与设计;采用网络模型对其进行了计算模拟;并制做了一些实验换能器。理论与实验做了比较,结果基本相符。

一、引言

宽频带换能器,主要指换能器在较宽的频率范围内,具有较平的幅度响应及线性相位响应,便于传送窄脉冲信号,因而亦有较高的时域分辨率。

对于宽带换能器,人们已经进行了许多研究,提出了不少结构类型和设计方案。

从结构上来看,大致可分为两类。一类具有规则的压电晶片及电极配置,通过改善电声匹配来降低系统 Q 值,以增宽工作频带及提高传送效率;或通过多片叠合使窄带合成宽带输出。另一类则具有异常结构,通过改变晶片形状或电极配置来减除后极板处振动及边缘衍射的影响;或通过多个振动模式元复合以使各振型在辐射面耦合来获得宽带特性。

对于异常结构,一般只作定性分析;或采用数值分析方法。对于规则结构,则大多借用窄带的分析与设计方法。随着带宽的增加,误差也愈大。

本文将分析厚度模发收纵波型压电超声宽带换能器,其3dB带宽为2倍频程左右。首先,借助等效电路形式,对换能器进行宽带谐振分析与宽带匹配设计;其后,采用传输网络模型进行计算模拟;最后,给出设计与制作实例。

二、分析与设计

对于宽带换能器,为提高灵敏度,改善宽带特性,通常采用下列方法:①选用低 Q 压电材料;②加后背衬,已有很多文章分析并介绍制造工艺;③加前端声阻抗变换,当晶片与负载声阻抗相差较大时,为减少声能损失,应予以匹配。比较典型的有J. H. Goll于1979年提出的水负载探头的多层匹配方案^[1]。在中心频率处效果较好,但宽带特性不够理想;④电端匹配。S. J. H. Van Kervel等于1983年提出的所谓最佳设计方案^[2]中提出串接变化

$$n = \sqrt{\frac{Re}{r_s}}$$

(Re 为等效电负载耗阻, r_s 为源内阻)的变压器及一电感 $L_s = \frac{1}{\omega_0^2 C_0}$ 。该方法的匹配带宽亦极有限。

本文将利用切比雪夫函数的宽带特性,对前端声阻抗变换及电端匹配进行重点设计。任意阶匹配设计将使换能器达到满意的宽带匹配效果。

下面对宽带换能器进行分析设计。

对于低 Q 材料单压电晶片厚度振动模,其材料运动粘滞损耗不容忽略。由此求得压电晶片电声三端口等效网络的阻抗矩阵^[3]。考虑到

信号源、负载及有关电声匹配,该矩阵可进一步等效为一有耗材料(一级近似,由材料 Q_M 值来表征)的扩展 K. L. M. 等效电路。如图 1 所示。

1. 机械谐振

该部分可视为一加载的传输线型谐振器。由输入阻抗的定义及 Forster 电抗定理^[4], 可以推得

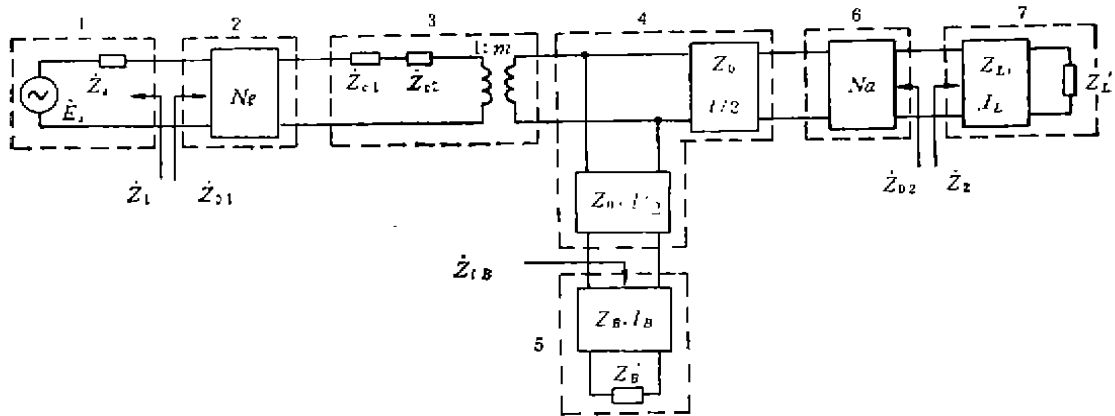


图 1 扩展 K. L. M. 等效电路

1. 信号源; 2. 电匹配; 3. 电声耦合; 4. 机械谐振; 5. 后背衬; 6. 声阻抗变换; 7. 负载。

- (i). 终端短路。即 $Z_L = 0$ 时, $f'_0 = f_0$, $Q_s = Q_0$; (1)
- (ii). 终端开路。即 $Z_L = \infty$ 时, $f'_0 = f_0/2$, $Q_s = Q_0$; (2)
- (iii). 终端匹配。即 $Z_L = Z_0$ 时, $f'_0 = f_0/2$, $Q_s \downarrow$. (3)
- (上式中, f'_0 、 f_0 分别为谐振器中心频率及晶片半波反共振频率, Q_s 、 Q_0 分别为谐振器及晶片力学的品质因素。)

由此可见,终端匹配,可使机械谐振器带宽增加,而中心频率下移 ($\rightarrow f_0/2$)。

2. 电声耦合谐振

该部分可看作是具有耦合的机械谐振负载 Z'_s 的电谐振器。通过 Mason 等效电路形式(如图 2 a),可进一步简化为图 2 c、d 所示两集总参数等效电路。其元件值可通过测量及模拟计算得出。

显然,要使电宽带激励信号在宽频带内高效地传送到机械谐振支路上的损耗与幅射阻 R_i 上,应在电输入端与信号源间进行宽带匹配。

3. 后背衬

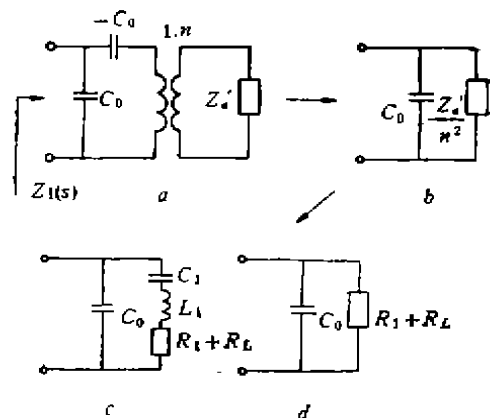


图 2 电声谐振等效电路

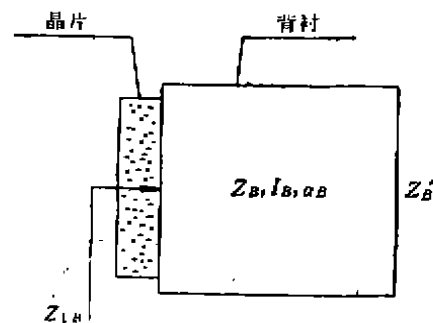


图 3 后背衬

后背衬的引入,会损失部分声能,但可增加带宽,且一般不影响首波灵敏度。

4. 前端声阻抗宽带匹配

要增加换能器带宽和灵敏度,根据二、-1. 节的分析,应使 Z_L 接近 Z_0 , 即与负载声阻抗匹配。对于声阻抗较低的负载(如水,生物体及非金属材料等),应予以变换。

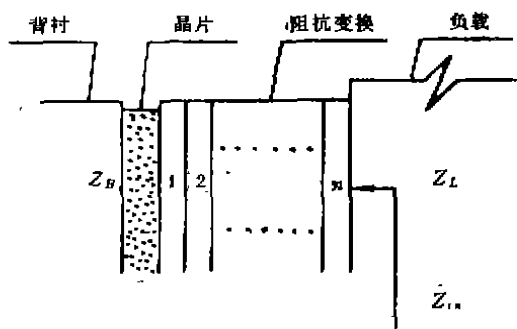


图 4 声阻抗变换

选用四分之一波长层作为阻抗变换器的基本元件(假定无耗), n 阶变换器的总传递矩阵为

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^n \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_i \sin \theta \\ j \sin \theta / Z_i & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

在 $Z_i \cdot Z_{n-i+1} = R$ 反对称情况下 ($R = Z_0 / Z_L$ 为阻抗变换比), 变换器的工作传输函数关系为

$$|F|^2 = \frac{1}{|r|^2} = \frac{1}{1 + \frac{(A_{11}\sqrt{R} - A_{22}\sqrt{R})^2}{4}} = 1 + P_n^2\left(\frac{\cos \theta}{\mu_0}\right) \quad (5)$$

令 $P_n^2(x) = \epsilon^2 T_n^2(x)$, 则为切比雪夫带通型 $1/4$ 波长阶梯阻抗变换器, 其工作衰减特性由低通原型经 $x = \cos \theta / \mu_0$ 变换而得,

$$L_A = 10 \lg [1 + \epsilon^2 T_n^2(\cos \theta / \mu_0)] \quad (6)$$

由阻抗比 R , 相对带宽 $W (= 2(\omega_2 - \omega_1) / (\omega_2 + \omega_1))$, 带内纹波衰减 L_A , 通过下列关

应用声学

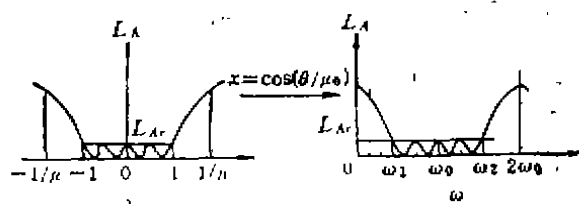


图 5 切比雪夫 $\lambda/4$ 阶梯阻抗变换器衰减特性

系式

$$\epsilon^2 = 10^{L_A/10} - 1, \mu_0 = \sin\left(\frac{\pi W}{4}\right) \quad \text{及}$$

$$\frac{(R-1)^2}{4R} = \epsilon^2 T_n^2\left(\frac{1}{\mu_0}\right) = \epsilon^2 \text{ch}^2\left(n \text{ch}^{-1} \frac{1}{\mu_0}\right)$$

可确定变换器阶数 n , 该变换器的相对工作带宽为

$$W_{L_A(\text{dB})} = \frac{4}{\pi} \sin^{-1} \frac{1}{\text{ch}\left(\frac{1}{n} \text{ch}^{-1} \sqrt{\frac{(R-1)^2}{4R \cdot (10^{L_A/10} - 1)}}\right)} \quad (7)$$

令 $s = j \tan \theta$, 解(6)式可以得出反射系数

$$|\Gamma|^2 = 1 - |F|^2 = \epsilon^2 T_n^2\left(\frac{\sqrt{1-s_0^2}}{\sqrt{1-s^2}}\right) / \left(1 + \epsilon^2 T_n^2\left(\frac{\sqrt{1-s_0^2}}{\sqrt{1-s^2}}\right)\right) \quad (8)$$

$$\text{及 } \Gamma(s) = \pm \frac{P(s)}{Q(s)} = \prod_{i=1}^n \frac{s-s'_i}{s-s_i} \quad (9)$$

式中, s'_i, s_i 分别为反射系数 $\Gamma(s)$ 在左半平面的零、极点。由此, 可得端口输入阻抗

$$z_{in} = \frac{1 + \Gamma(s)}{1 - \Gamma(s)} \quad (10)$$

应用 Richards 定理^[9], 可以从 z_{in} 中综合出一个个单位元件亦即变换器的各阶梯阻抗值。

5. 电宽带匹配

根据二、-2. 节的分析, 图 2c, d 所示等效电路可看作信号源的复阻抗负载 $z_i(s)$ 。现寻求一个无损网络, 来实现信号源与复负载间的

宽带匹配。(如图 6 所示)

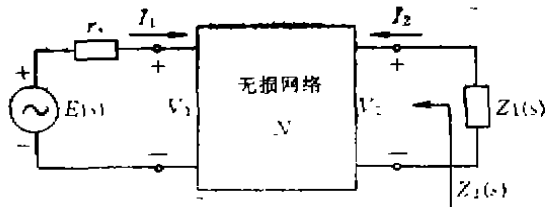


图 6 匹配网络的引入

根据 Youla 宽带匹配原理^[6]，由 $z_1(s)$ 的零点结构，可以得到电宽带匹配网络的末端阻抗 (s 为复频率)

$$Z_2(s) = \frac{f(s)}{b(s) - s'_{22}(s)} - z_1(s) \quad (11)$$

式中， $f(s) = 2r_1(s) \cdot b(s)$ ， $r_1(s)$ 为 $z_1(s)$ 的类厄米部分；

$b(s) = \prod_{\mu=1}^j \frac{s - s_{\mu}}{s + s_{\mu}}$ ， s_{μ} 为 $r_1(s)$ 在 s 开右半平面上极点； $s'_{22}(s)$ 为辅助散射参数，与增益函数 G 的关系为

$$G(\omega^2) = G(-s^2) = 1 - |s'_{22}(s)|^2$$

另外， $s'_{22}(s) = \pm \eta(s)s_0(s)$ ， $\eta(s)$ 为一全通函数， $s_0(s)$ 为由增益特性决定的最小相移函数。对于切比雪夫响应，有

$$\begin{cases} G(-s^2) = \frac{H_n}{1 + \epsilon^2 T_n^2(-js)} & (H_n \text{ 为直流增益}) \\ s_0(s)s_0^*(s) = (1 - H_n) \frac{1 + \epsilon^2 T_n^2(-js)}{1 + \epsilon^2 T_n^2(-js)} \\ s_0(s) = \frac{s^n + \hat{C}_{n-1}s^{n-1} + \dots + \hat{C}_1s + \hat{C}_0}{s^n + C_{n-1}s^{n-1} + \dots + C_1s + C_0} \end{cases}$$

$1 + \epsilon^2 T_n^2(-js)$ 在左半平面内根为

$$\begin{aligned} s_{k+1} = & -\text{sha} \sin \frac{(2k+1)\pi}{2n} \\ & + j \text{cha} \cos \frac{(2k+1)\pi}{2n} \\ & (k = 0, 1, \dots, n-1) \end{aligned}$$

上列式中有关系

$$\begin{cases} a = \frac{1}{n} \text{sh}^{-1} \frac{1}{\epsilon}, \quad d = \frac{1}{n} \text{sh}^{-1} \frac{1}{\hat{\epsilon}}, \\ \epsilon = (10^{\frac{L_{AR}}{10}} - 1)^{\frac{1}{2}}, \quad \hat{\epsilon} = \frac{\epsilon}{(1 - H_n)^{\frac{1}{2}}} \end{cases} \quad (12)$$

a. 对于图 2c 所示等效负载，经过适当变换(见图 7)

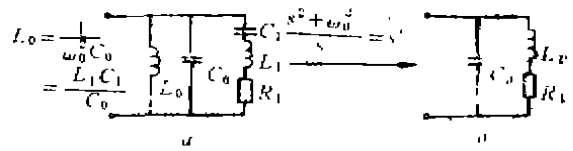


图 7 图 2c 变换

可得

$$z_1(s) = \frac{sL_1 + R_1}{s^2L_1C_0 + sR_1C_0 + 1} \quad (13a)$$

$$r_1(s) = \frac{R_1}{(s^2L_1C_0 + sR_1C_0 + 1)(s^2L_1C_0 - sR_1C_0 + 1)} \quad (13b)$$

根据 $r_1(s)/z_1(s)$ ，它具有三阶第二类传输零点 $z_1(\infty) = 0$ ，可得

$$\begin{aligned} b(s) &= \prod_{\mu=1}^j \frac{s - s_{\mu}}{s + s_{\mu}} = \frac{s^2 - \tau_1s + \tau_2^2}{s^2 + \tau_1s + \tau_2^2} \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \beta_m(s - s_0)^m = 1 - 2\tau_1s^{-1} \\ &\quad + 2\tau_1^2s^{-2} + 2\tau_1^2(\tau_2^2 - \tau_1^2)s^{-3} \\ &\quad + O(s^{-4}) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} f(s) &= 2r_1(s)b(s) = \frac{\tau_1\tau_2^2}{C_0} \\ &\quad \cdot \frac{1}{(s^2 + \tau_1s + \tau_2^2)} \\ &\quad \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \varphi_m(s - s_0)^m \\ &= \frac{\tau_1\tau_2^2}{C_0} s^{-4} + O(s^{-5}) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} s'_{22}(s) &= \pm \eta(s)s_0(s) = \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_m(s - s_0)^m \\ &= 1 + (\hat{C}_{n-1} - C_{n-1})s^{-1} \\ &\quad + [(\hat{C}_{n-2} - C_{n-2}) - C_{n-1} \\ &\quad \cdot (\hat{C}_{n-1} - C_{n-1})]s^{-2} \\ &\quad + [(\hat{C}_{n-3} - C_{n-3}) - C_{n-1}(\hat{C}_{n-2} \\ &\quad - C_{n-2}) - (C_{n-2} - C_{n-1}^2)(\hat{C}_{n-1} \\ &\quad - C_{n-1})]s^{-3} + O(s^{-4}) \end{aligned} \quad (16)$$

式中， $\tau_1 = R_1/L_1$ ， $\tau_2 = 1/\sqrt{L_1C_0}$ 。由第二类零点的制约关系

$$\begin{cases} \alpha_m = \beta_m & m = 0, 1, \dots, k-1 \\ (\beta_k - \alpha_k)/\varphi_{k+1} \geq 0 \quad (k \text{ 为零点阶数}) \end{cases}$$

$$\text{可得关系 } \frac{\text{sh} \hat{a} - \text{sha}}{\sin \frac{\pi}{2n}} = -2\tau_1 \quad (17)$$

$$\text{sha}_- \leq \text{sha} \leq \text{sha}_+ \quad (18)$$

$$n \geq \frac{\pi}{2} / \cos^{-1} \sqrt{\frac{3\tau_1^2 + 2\tau_2^2}{4\tau_1^2 + 8\tau_2^2 - 2}} \quad (19)$$

式中

$$\text{sha}_{\pm} = \tau_1 \sin \frac{\pi}{2n}$$

$$\cdot \left(1 \pm \sqrt{\frac{1 + (4\tau_1^2 + 8\tau_2^2 - 2)\cos^2 \frac{\pi}{2n} - (3\tau_1^2 + 2\tau_2^2)}{2\tau_1^2 \sin^2 \frac{\pi}{2n}}} \right)$$

设计思路如图 8 所示。

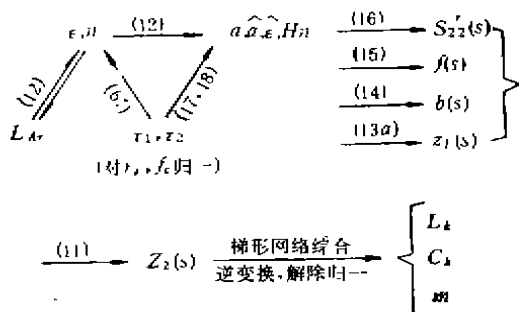


图 8 图 2c 电路匹配网络设计流程图

b. 对于图 2d. 所示等效负载, 类似地, 可得

$$z_1(s) = R/(1 + sRC) \quad (20a)$$

$$r_1(s) = R/[(1 + sRC)(1 - sRC)] \quad (20b)$$

它具有一阶第二类传输零点, 另外有

$$\begin{aligned} b(s) &= \sum_{m=0}^{\infty} \beta_m (s - s_0)^m \\ &= \frac{s - \tau}{s + \tau} = 1 \\ &\quad - \frac{2\tau}{s} + O(s^{-2}) \end{aligned} \quad (21)$$

$$f(s) = \sum_{m=0}^{\infty} \varphi_m (s - s_0)^m$$

应用声学

$$\begin{aligned} &= -\frac{2\tau}{C} \frac{1}{(s + \tau)^2} \\ &= -\frac{2\tau}{C} s^{-2} + O(s^{-3}) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} s'_{22}(s) &= \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_m (s - s_0)^m \\ &= \pm \eta(s) s_0(s) = \pm \prod_{\mu=1}^l \\ &\quad \cdot \frac{s - s_{\mu}}{s + s_{\mu}} s_0(s) \\ &= \pm \left\{ 1 - \left[2 \sum_{\mu} s_{\mu} - (C_{n-1} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - C_{n-1} \right) \right] s^{-1} + O(s^{-2}) \right\} \end{aligned} \quad (23)$$

式中, $\tau = 1/RC$, 若 s 为对截止频率 ω_c 的归一复频率, 则有 $\tau = 1/\omega_c RC$. 仍有约束关系可以得出有关关系式

$$\text{sh} \hat{a} \geq \text{sha} - 2 \sin \frac{\pi}{2n} \cdot \left(\tau - \sum_{\mu} s_{\mu} \right) \quad (24)$$

及

$$\begin{cases} H_n = 1 & \text{当 } \text{sha} < 2\tau \sin \frac{\pi}{2n} \\ H_n \leq 1 - e^{2\text{sh}^{-1} \left\{ n \text{sh}^{-1} \left[\text{sh} \left(\frac{1}{n} \text{sh}^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) - 2\tau \sin \frac{\pi}{2n} \right] \right\}} & \\ \text{当 } \text{sha} \geq 2\tau \sin \frac{\pi}{2n} \end{cases} \quad (25)$$

设计思路如图 9 所示。

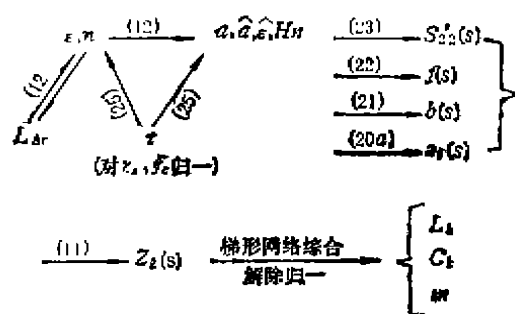


图 9 图 2d 电路匹配网络设计流程图

三、计算机模拟

1. 等效网络模型与传输矩阵

以图 1 所示扩展 K. L. M. 等效电路作为等效网络模型 (其它规则结构可以此作为基本单元通过适当级、并联等来得到)。此模型可等效为一系列级联的二端口网络。令 N_i 为二端口网络的传递矩阵

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix},$$

则总传递矩阵为

$$a. \text{ 发射 } N_e = N = N_2 N_3 N_4 N_5 \quad (26)$$

$$b. \text{ 接收 } N_r = N^{-1} \quad (27)$$

$$c. \text{ 一发一收 } N_{er} = N N_7 N^{-1} \quad (28)$$

$$d. \text{ 自发自收 } N_s = N N_7 N_1 N^{-1} \quad (29)$$

2. 计算方案

a. 传递函数 $H(\omega)$ 。

$$H(\omega) = \frac{V_2}{E_s} = \frac{Z_2}{AZ_2 + B + CZ_1 Z_2 + DZ_1} \quad (30)$$

b. 脉冲响应 $h(t)$ 。

$$h(t) = F^{-1}[H(\omega)] \quad (31)$$

c. 工作衰减 $L_s(\omega)$ 及相频特性 $\varphi_s(\omega)$

$$L_s(\omega) = 10 \lg \left\{ |H(\omega)|^2 \left| \frac{Z_2}{4Z_1} \right| \right\},$$

$$\varphi_s(\omega) = \arg \left\{ H(\omega) \sqrt{\frac{Z_2}{4Z_1}} \right\} \quad (32)$$

d. 特征衰减 $L_0(\omega)$ 及相频特性 $\varphi_0(\omega)$

$$L_0(\omega) = 20 \lg \left\{ \left| \sqrt{AD} + \sqrt{BC} \right| \right\},$$

$$\varphi_0(\omega) = \arg \left\{ \sqrt{AD} + \sqrt{BC} \right\} \quad (33)$$

e. 输入输出阻抗 Z_{01}, Z_{02}

$$Z_{01} = \frac{AZ_2 + B}{CZ_2 + D}, \quad Z_{02} = \frac{DZ_1 + B}{CZ_1 + A} \quad (34)$$

f. 输入输出特性阻抗 $Z_{0,1}, Z_{0,2}$

$$Z_{0,1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}, \quad Z_{0,2} = \sqrt{\frac{DB}{CA}} \quad (35)$$

上列式中, Z_1, Z_2 分别为源及负载阻抗。 E_s 为

源, V_2 为输出电压。

3. 计算机模拟程序及框图(略)。

4. 模拟实例

压电晶片采用中科院上海硅酸盐所研制的偏铌酸铅压电陶瓷。该材料具有较低的声阻抗率、 Q_M 值及经向机电耦合系数。比较适合制作低阻抗材料检测用的发收纵波型厚度模振动的宽频带超声换能器。下面是模拟结果。

a. 单压单片发射。空载, 这时中心频率即为半波反共

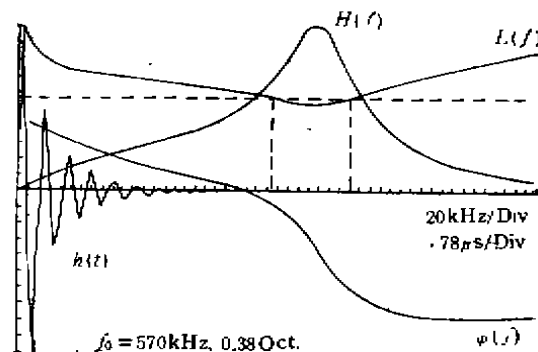


图 10 晶片自由振动

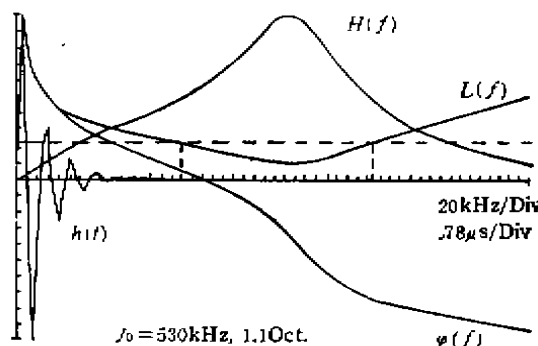


图 11 加负载 ($z_L = 3.11 \times 10^6 \text{ Ral.}$)

振频率, 通带很窄, 灵敏度极低 (如图 10)。

b. 加负载 ($z_L = 3.11 \times 10^6 \text{ Ral.}$)。这时中心频率下降, 带宽及灵敏度增加 (如图 11)。

c. 水负载。加后背衬 ($z_B = 14 \times 10^6 \text{ Ral.}$, $L_B > 20 \text{ dB}$), 加三阶电匹配 ($f_c \leq 1 \text{ MHz}$)。此时通带大大增宽 (如图 12)。

d. 加二层四分之一波长阻抗变换层, 这时带宽有所下降, 但灵敏度有较大提高, 约 5 dB (如图 13)。

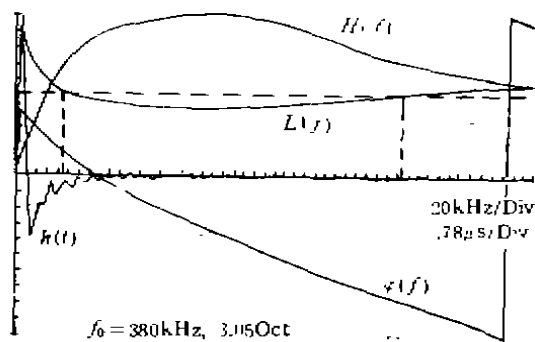


图 12 水负载,加背衬,电匹配

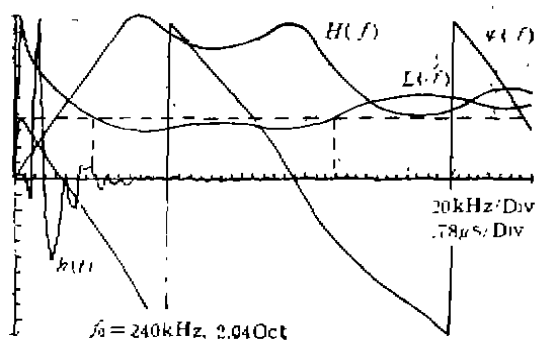
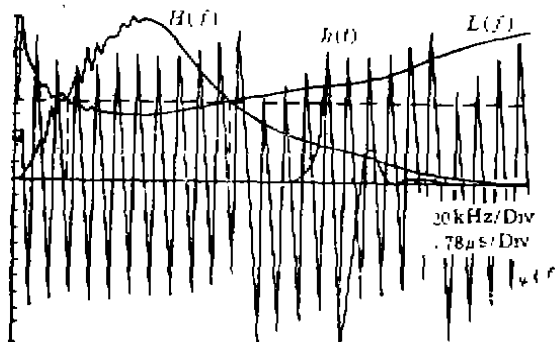


图 13 加前端阻抗变换

图 14 一发一收, (试样 $z_t = 3.11 \times 10^6 \text{ Ra.l.}$)

c. 一发一收, 试样 $z_t = 3.11 \times 10^6 \text{ Ra.l.}$, 这时中心频率降至半波反共振频率的一半以下, 带宽较宽 ($n_{3dB} \geq 2 \text{ oct.}$) (含材料频散影响)(如图 14)。

四、制做实例

图 15 所示厚度为 2.76mm、直径为 40mm 应用声学

的偏铌酸铝压电晶片制做的宽带换能器的结构、条件与三、-4-e 模拟换能器相同 (加三阶电匹配、后背衬, 但是, 由于选材困难, 没有采用前端阻抗变换层)。图 16 为 CTS-25 型超声检测仪实测接收波形。

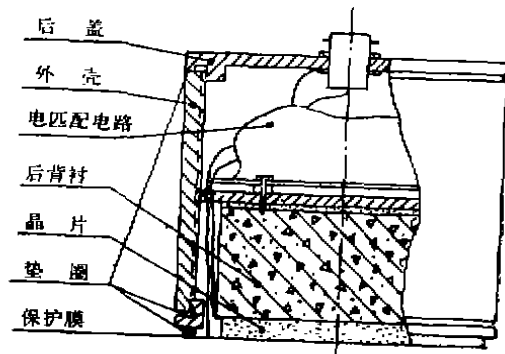


图 15 宽带换能器结构

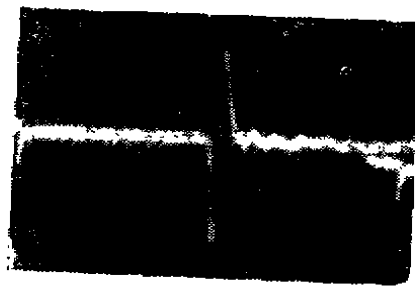


图 16 实测接收波形

应用微机分别对激励信号 $h_e(t)$ 及接收信号 $h_r(t)$ 进行采样与频谱分析 (见图 17a, b), 然后求出换能器系统的时、频域响应 (见图 17c)。结果表明, 3 分贝带宽达 2 倍频程, 中心频率为 275kHz, 与计算机模拟结果相符。

五、结 论

1. 本文所提出的一套宽带换能器的分析与设计方案, 其适用带宽可达二倍频程。其中, 压电晶片的谐振特性及电声宽带匹配是提高带宽及灵敏度的主要因素。

2. 计算机等效网络模拟是对宽带换能器进行分析、辅助设计、特性参数计算的有效手段。

3. 采用上述方法设计制做的换能器, 其 3 dB 带宽可达 2 倍频程, 通带内具有线性相位响

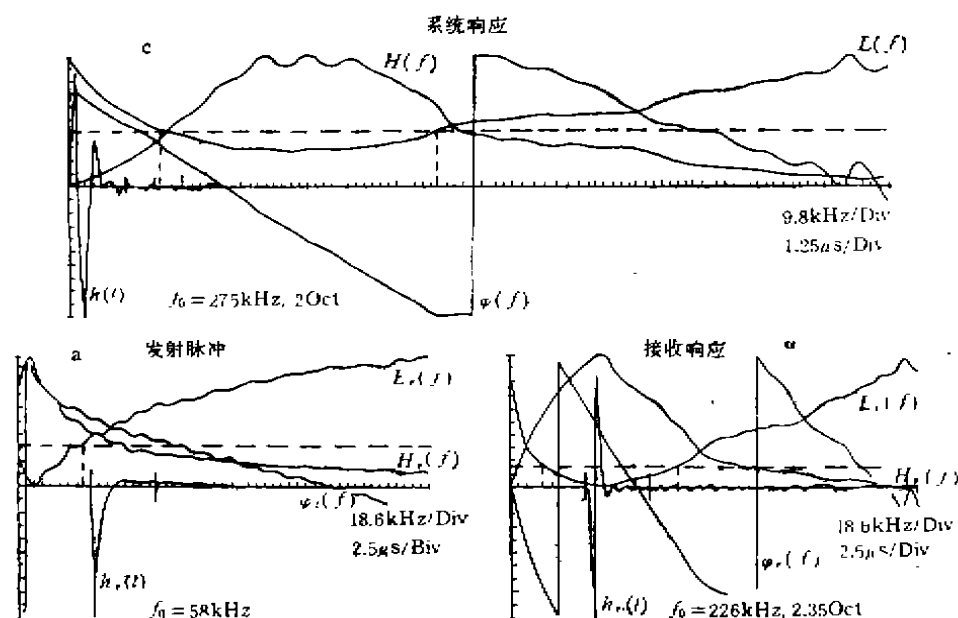


图 17 信号分析

a. 激励信号; b. 接收信号; c. 系统响应

应。对于单位冲激发射电压所得的声时域波形为一周左右,与理论及模拟结果基本相符。

参 考 文 献

- [1] Goll J. H., *IEEE Trans.*, SU-26-6 (1979), 385—393.
- [2] Van Kerrel S. J. H., et. al., *Ultrasonics*, 21-3 (1983), 134—140.
- [3] Ristic Velimir M., *Principle of Acoustic Devices*, Wiley, New York, 1983, Chap. 5
- [4] 吴万春, 梁昌洪, *微波网络及其应用*, 国防工业出版社, 1980, 74.
- [5] 同[4], 85
- [6] Youla D. C., *IEEE Trans. on Circuit Theory*, CT-11-1 (1964).

数字式声呐的高效率前置 A/D 转换器

李启虎 赵国英 陈玉凤

(中国科学院声学研究所)

1989 年 4 月 20 日收到

A/D 转换是数字式声呐的最基本的前置处理之一,要充分利用 A/D 的动态必须确保输入信号始终处于适当的范围内。本文把 A/D 转换器的噪声分为量化噪声和饱和噪声。在输入噪声为高斯信号的假定下,分析了总噪声和 A/D 转换器各参数的关系,提出一种带反馈的 AGC 模型和采用数据压缩的 μ -律量化,以便确保 A/D 转换器工作于最佳状态。文中给出了理论分析和实际电路设计。

一、引 言

A/D 转换器是数字式声呐的最基本的前置

处理设备之一^[1-2],根据水声信号处理的特点,往往要求输入有较大的动态。但是 A/D 转换器本身有其固有的动态。为了充分利用这种动态,必须使输入信号经常保持在某一特定范围