

声光器件的换能器带宽和镀层厚度的确定*

徐 介 平

(北京工业大学)

提 要

根据压电换能器的 Mason 等效电路,就 36°Y 切 LN/PM 声光器件和 x 切 LN/ TeO_2 声光器件以及各种镀层材料和厚度计算了换能器损耗 TL 随归一化频率 f/f_0 的变化关系,由此可确定各镀层的厚度和器件的换能器带宽,还给出器件的电输入阻抗 Z_i 在阻抗圆图上随 f/f_0 变化的轨迹,它可作为器件性能测试的理论依据。

声光器件的性能主要决定于器件的工作带宽,它包含电声换能器的换能器带宽和声光相互作用的布拉格带宽两部分。文献[1]已对声光相互作用的布拉格带宽作了充分的探讨,本文将着重考虑换能器带宽。关于换能器带宽在文献中虽有过探讨^[2-5],但对于由新型声光相互作用介质钽酸铅和氧化碲所制成的声光器件,其换能器带宽尚未见报道。

一、理 论

声光器件的一般结构和各部分的特征可由图1表示。图中1—4层一般均由真空镀膜得到,镀层4之所以必要,是因为工艺上的原因,它使相互作用介质表面金属化以利键合^[6,7];背吸收层的存在虽可使换能器带宽有所增大,但同时也使有用的(即进入相互作用介质的)超声能量变小。如以下讨论可见,当对各镀层的厚度作适当控制后,无背吸收层时的换能器带宽已相当大,可以满足要求,故在本文中不考虑背吸收层。图1中的各个 ρ , v 和 l

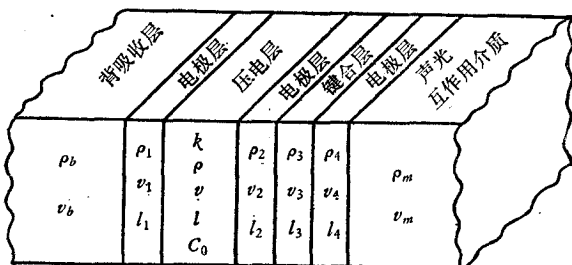


图 1

分别为各层的密度、声速和厚度;对于压电层则还需加上机电耦合系数 k 和静态电容(或称箝形电容) $C_0 \equiv \frac{\epsilon_0 \epsilon^s A}{l}$ (其中 A 为截面积, ϵ^s 为无形变时压电材料的相对介电常数)。

为了使理论能适用于各种情况,引入下列归一化特性参数。对于声光相互作用介质和各镀层,引入相对声阻抗

* 1978年7月24日收到。

$$\begin{aligned} z_m &\equiv Z_{0m}/Z_0 \equiv A\rho_m v_m/A\rho v, \\ z_n &\equiv Z_{0n}/Z_0 \equiv A\rho_n v_n/A\rho v \quad (n=1, 2, 3, 4). \end{aligned} \quad (1)$$

对于各镀层, 引入相对厚度

$$t_n \equiv \frac{f_0}{f_{0n}} = \frac{v}{v_n} \cdot \frac{l_n}{l} = \frac{2f_0}{v_n} l_n \quad (n=1, 2, 3, 4). \quad (2)$$

式中 f_0 和 f_{0n} 分别为压电层和各镀层的半波长频率, 按下式定义:

$$f_0 l \equiv \frac{v}{2}, \quad f_{0n} l_n \equiv \frac{v_n}{2} \quad (n=1, 2, 3, 4). \quad (3)$$

可以证明: 压电层的半波长频率 f_0 即压电层用作压电谐振腔时的反谐振频率 f_a . 利用(3)式容易把压电层的总相移 $\gamma \equiv \beta l$ 和各镀层的总相移 $\gamma_n \equiv \beta_n l_n$ 写成

$$\gamma = \pi \frac{f}{f_0} = \pi \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \gamma_n = \pi \frac{f}{f_{0n}} \quad (n=1, 2, 3, 4). \quad (4)$$

利用(2)式还可将(4)式中的 γ_n 改写成

$$\gamma_n = \gamma t_n \quad (n=1, 2, 3, 4). \quad (5)$$

利用以上引入的特性参数, 任意一个声光器件总可以用下列参数串来表征:

$$(z_1, t_1)-P(k)-(z_2, t_2)-(z_3, t_3)-(z_4, t_4)-z_m. \quad (6)$$

当压电材料沿某些特殊切向, 外加电场只能激发起一种机械振动模式时, 压电换能器可视作如图 2 所示的三端口网络 (外部参量分别为电压 V 和电流 I , 端面处作用力 F_1 和 F_2 , 以及端面处质点振动速度 U_1 和 U_2), 其网络矩阵可由压电换能器的 Mason 等效电路来确定, 从而完全确定了压电换能器的外部特性. 厚度驱动模式压电换能器的 Mason 等效电路如图 3 所示^[8], 其中理想变压器的变压比 ϕ 为

$$\phi = k \sqrt{\frac{Z_0 t \omega_0 C_0}{\pi}}. \quad (7)$$

声光器件的特点在于它实际上只利用一个声端 (称为前端面), 另一个声端 (称为背端面) 经背电极层而被声短路 (不考虑背吸收层, 而空气的声阻抗要比一般固体小五个数量级), 从而图 3 的 Mason 等

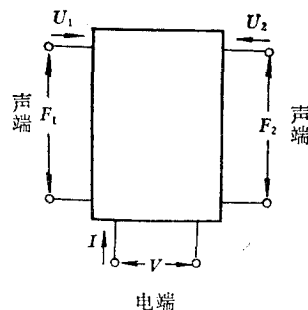


图 2

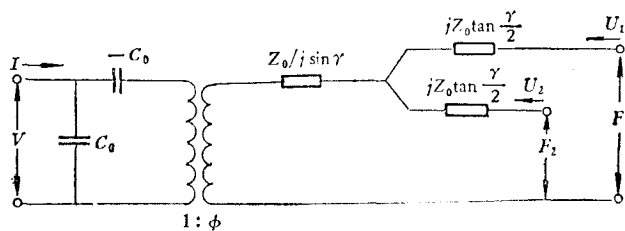


图 3

效电路可变形如图 4 所示, 并成为是一个两端口网络. 注意到各镀层的传递矩阵 $[A_n]$ 可

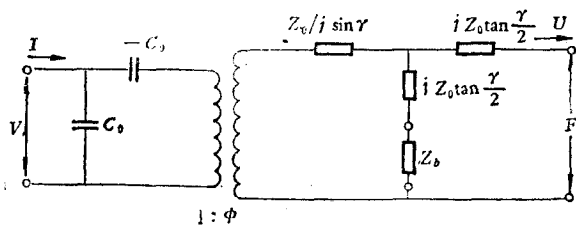


图 4

写成(设镀层亦无热耗散损耗)

$$[A_n] = \begin{bmatrix} \cos \gamma_n & jZ_{0n} \sin \gamma_n \\ \frac{j \sin \gamma_n}{Z_{0n}} & \cos \gamma_n \end{bmatrix}. \quad (8)$$

从而图 4 中的换能器背端面声输入阻抗 Z_b 为

$$Z_b = \frac{A_1 Z_{0b} + B_1}{C_1 Z_{0b} + D_1} = \frac{\cos \gamma_1 \cdot Z_{0b} + jZ_{01} \sin \gamma_1}{\frac{j \sin \gamma_1}{Z_{01}} \cdot Z_{0b} + \cos \gamma_1}.$$

特别当无背吸收层即 $Z_{0b} = 0$ 时,有

$$Z_b = jZ_{01} \tan \gamma_1. \quad (9)$$

由图 4 的等效电路不难写出其传递矩阵为

$$[A_0] = \frac{1}{\phi} \begin{bmatrix} 1 & \frac{j\phi^2}{\omega C_0} \\ j\omega C_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{S} \begin{bmatrix} \cos \gamma + jz_b \sin \gamma & Z_0(z_b \cos \gamma + j \sin \gamma) \\ \frac{j \sin \gamma}{Z_0} & 2(\cos \gamma - 1) + jz_b \sin \gamma \end{bmatrix}, \quad (10)$$

且

$$S = \cos \gamma - 1 + jz_b \sin \gamma, \quad z_b = \frac{Z_b}{Z_0}.$$

从而整个声光器件的总传递矩阵为

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = [A_0] \times [A_2] \times [A_3] \times [A_4]. \quad (11)$$

声光器件的换能器带宽可由此总传递矩阵和如图 5 所示的简单网络完全解决。在图 5 中 E_i 和 R_i 为驱动电源的电动势和内阻, Z_{om} 为声光互作用介质形成的声负载,它吸收超声能量,并在互作用介质中形成超声波,从而完成声光互作用。

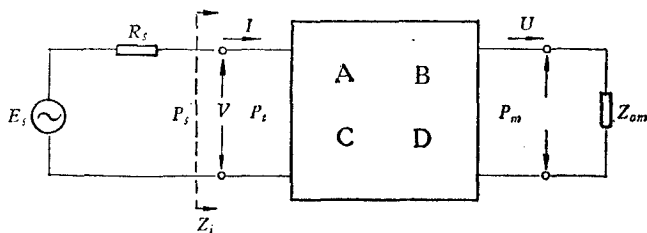


图 5

利用常规的网络分析法,不难得到换能器的电输入阻抗 $Z_i = \frac{V}{I}$ 和电输入导纳 $Y_i = \frac{I}{V}$, 它们分别为

$$Z_i = R_i + jX_i = \frac{a}{b}, \quad Y_i = G_i + jB_i = \frac{b}{a}, \quad (12)$$

其中 a 和 b 的定义为

$$a \equiv AZ_{0m} + B, \quad b \equiv CZ_{0m} + D. \quad (13)$$

按(12)和(13)式,即可由(11)式的总传递矩阵 $[A]$ 计算换能器的归一化电输入阻抗 $z_i \equiv \frac{Z_i}{(1/\omega_0 C_0)}$ (或归一化输入导纳 $y_i \equiv \frac{Y_i}{(\omega_0 C_0)}$) 随归一化频率 f/f_0 的变化关系. 驱动电源所能提供的匹配电功率为 $P_s = E_s^2/4R_s$, 但由于换能器的电输入阻抗 Z_i 是随频率改变的, 一般不能与 R_s 相匹配, 因而只有一部分功率能进入换能器, 这部分透射功率为 $P_t = V^2 G_i = V^2 R_e \left(\frac{b}{a} \right)$, 比值 P_t/P_s 的分贝表示称为匹配损耗 ML ; 另外, 一般说来, 透射功率 P_t 并非全部为 Z_{0m} 所吸收并在互作用介质中形成所需模式的超声波, 有用的超声功率为 $P_m = F^2/Z_{0m}$, 比值 P_m/P_t 的分贝表示称为内转换损耗 CL ; ML 和 CL 之和则称为换能器损耗 TL , 即

$$\begin{aligned} ML &\equiv -10 \log \left(\frac{P_t}{P_s} \right), \\ CL &\equiv -10 \log \left(\frac{P_m}{P_t} \right), \\ TL &\equiv ML + CL = -10 \log \left(\frac{P_m}{P_s} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

而

$$\begin{aligned} \frac{P_t}{P_s} &= \frac{4R_s R_e (a^* b)}{|a + R_s b|^2}, \quad \frac{P_m}{P_t} = \frac{Z_{0m}}{R_e (a^* b)}, \\ \frac{P_m}{P_s} &= \frac{4R_s Z_{0m}}{|a + R_s b|^2}. \end{aligned}$$

可以证明: 当换能器和各镀层均无热耗散损耗且无背吸收层时, $CL \equiv 0$, 故 ML 是 TL 的主要部分^[9].

由(13)和(14)式即可计算 TL (或 ML 和 CL) 随归一化频率 f/f_0 的变化关系, 它充分地反映了电声转换的频率特性, 特别是 TL 变化 3dB 的频率范围称为 3dB 换能器带宽.

ML 的频率特性可通过测定 Z_i 随频率 f/f_0 的变化来确定^[10,11], 特别是当把相对阻抗 $\zeta(f) \equiv Z_i/R_s$ 随 f/f_0 移动的轨迹在 Smith 圆图上画出来更容易看出这一点. 事实上按 Smith 圆图的画法, 从圆图中心到轨迹上任意点的矢径 Γ 满足^[12]

$$\Gamma = \frac{\zeta - 1}{\zeta + 1} = \frac{Z_i - R_s}{Z_i + R_s}.$$

显然, 它即是因阻抗不匹配所引起的电压反射系数, 因而功率透射系数 $\frac{P_t}{P_s} = 1 - |\Gamma|^2$, 按(14)式即有

$$ML = -10 \log (1 - |\Gamma|^2). \quad (15)$$

亦即轨迹上各点离圆图中心的距离 $|\Gamma|$ 直接反映了 ML (或 TL) 的大小, 例如当 $|\Gamma| = 0.707$ 时, 相应的 $ML = 3\text{dB}$. 因而测定 $\zeta(f)$ 可作为声光器件性能测试的重要方法.

二、 $36^\circ Y$ 切 LN/PM 声光器件的换能器带宽

本节考虑由钼酸铅(简作 PM) 材料作成的声光器件, 它要求沿 c 轴传播的纵波, 对于

现有的换能器材料以 $36^\circ y$ 切铌酸锂的机电耦合系数比较大,有关材料的纵波数据如表 1 所示(表中最后一项 α 为声吸收系数)^[4,13,14].

表 1

	材料和切向	ρ (kg/m ³)	v ($\mu\text{m}/\mu\text{s}$)	Z_0 ($10^6\text{kg}/\text{m}^2\cdot\text{s}$)	z	$v/2$ (MHz $\cdot\mu\text{m}$)	k	δ^s	α (dB/cm $\cdot\text{GIz}^2$)
纵 波	LN($36^\circ y$ 切)	4640	7300	33.9		3650	0.49	38.6	
	PM[001]	6950	3632	25.3	0.75				15
	In[101]*	7300	2250	16.4	0.48	1125			80,000
	Ag[111]	10400	3960	41.5	1.22	1980			250
	Au[111]	19300	3400	65.5	1.93	1700			200
切 变 波	LN(x 切)	4640	4800	22.3		2400	0.68	44.3	
	TeO ₂ [110]	5990	616	3.69	0.166				290
	TeO ₂ ($\vartheta_a = 6^\circ$)	5990	651	3.90	0.175				290
	In[101]*	7300	910	6.4	0.287	455			160,000
	Ag[111]	10400	1560	16.4	0.736	780			—
	Au[111]*	18700	930	17.4	0.781	465			1,000

注: 带*者为薄膜数据^[13].

在确定了如(6)式所示的参数串后,即可按第一节中的理论计算归一化输入阻抗 $z_i = \frac{Z_i}{(1/\omega_0 C_0)} = \omega_0 C_0 Z_i$ 随 f/f_0 的关系. 但为了计算 TL 则尚需确定源内阻 R_s 和中间有无匹配网络,在历史上为了减小 ML 曾广泛采用匹配网络,但由于换能器的 Z_i 是随频率变化的,因而总不可能有完善的匹配;近年来经过广泛研究,已趋向于不用任何匹配网络^[3]. 这是因为: (1)单从换能器带宽的角度来看,不用任何匹配网络并使源内阻 $R_s = \frac{1}{(\omega_0 C_0)}$ (或相对源内阻 $r_s = \frac{R_s}{(1/\omega_0 C_0)} = \omega_0 C_0 R_s = 1$) 时,带宽常较采用简单匹配网络时为大; (2)不用匹配网络时虽总有 ML 存在,但当换能器材料的 k 比较大时 ML 一般不大[例如对于 $36^\circ y$ 切 LN($k=0.49$) $ML=2\text{dB}$; 对于 x 切 LN($k=0.68$) $ML=0.5\text{dB}$]; 另外,新发现的声光材料具有较大的声光优值,不需要太大的超声功率. 因此随着新材料的发现,匹配网络的必要性已愈来愈小. 目前声光偏转器和宽带调制器一般均不用匹配网络并使 $r_s=1$, 仅对窄带调制器用一个并联电感作简单匹配,因此,下面将仅计算无匹配网络且 $r_s=1$ 的情况. 另外,由于电缆的特性阻抗和许多仪表所要求的输入、输出阻抗常为 50Ω , 故实际上常取 $R_s = \frac{1}{(\omega_0 C_0)} \simeq 50\Omega$.

现在来考虑各镀层厚度 t_n 的确定问题; 由于 PM 的声阻抗与 $36^\circ y$ 切 LN 的声阻抗比较接近 ($z_m = 0.75$), 当诸 $t_n \rightarrow 0$ 时,换能器带宽已比较大,可以满足要求(见图 6 和表 2 相应部分中 $t_2 = 0.00$ 的情况), 因此 $36^\circ y$ 切 LN/PM 器件中诸 t_n 的选取原则为确定 t_n 的上限使换能器带宽基本上与诸 $t_n = 0$ 的情况相同. 首先来确定 2—4 层(电极层用银,而键合层用铟)的相对厚度 $t_{2,3,4}$: 我们将限制 $t_4 = t_2$ 和 $t_3 = 2t_2$. 限制 $t_4 = t_2$ 可使 LN 和 PM 上的镀银工作一次完成,而由于铟的 $\frac{v}{2}$ 差不多只有银的一半(见表 1),因此如

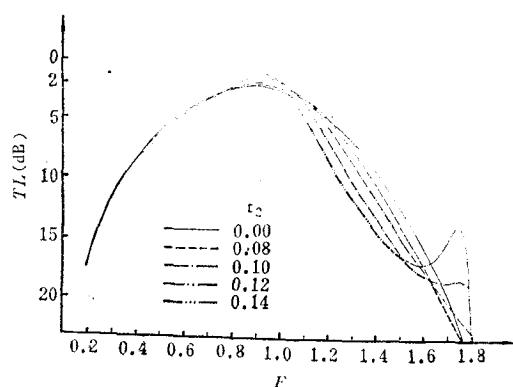
图 6 $P(0.49)-(1.22, t_2)-(0.48, 2t_2)-(1.22, t_2)-0.75$

表 2

对应图号	t_n	F_m	F_L	F_H	F_c	ΔF	$\frac{f_0}{f_c} = \frac{1}{F_c}$	$\frac{\Delta f}{f_c} = \frac{\Delta F}{F_c}$
图 6	$t_2 = 0.00$	0.90	0.53	1.21	0.87	0.68	1.15	0.78
	0.08	0.92	0.535	1.205	0.87	0.67	1.15	0.77
	0.10	0.95	0.55	1.17	0.86	0.62	1.16	0.72
	0.12	0.94	0.59	1.12	0.85	0.53	1.18	0.624
	0.14	0.92	0.63	1.08	0.85	0.45	1.18	0.53
图 7	$t_1 = 0.00$	0.92	0.535	1.205	0.87	0.67	1.15	0.77
	0.04	0.86	0.50	1.15	0.83	0.65	1.20	0.783
	0.06	0.84	0.49	1.125	0.81	0.635	1.23	0.784
	0.08	0.82	0.48	1.10	0.79	0.62	1.27	0.785
图 8	$t_1 = 0.00$	0.92	0.535	1.205	0.87	0.67	1.15	0.77
	0.04	0.83	0.485	1.12	0.80	0.635	1.25	0.794
	0.06	0.80	0.47	1.085	0.78	0.615	1.28	0.79
	0.08	0.77	0.455	1.045	0.75	0.59	1.33	0.786
图 10	$t_3 = 0.00$	0.875	0.66	1.05	0.85	0.39	1.18	0.46
	0.40	0.80	0.58	1.175	0.88	0.595	1.14	0.677
	0.50	0.80	0.555	1.17	0.86	0.615	1.16	0.715
	0.60	0.95	0.535	1.13	0.83	0.595	1.21	0.717
	0.70	0.95	0.515	1.09	0.80	0.575	1.25	0.719
图 11	$t_2 = 0.40$	0.60	0.47	1.03	0.75	0.56	1.33	0.75
	0.50	0.55	0.45	1.05	0.75	0.60	1.33	0.80
	0.60	0.53	0.43	1.31	0.87	0.88	1.15	1.01
	0.70	0.50	0.41	1.26	0.84	0.85	1.19	1.01
图 12	$t_1 = 0.00$	0.53	0.43	1.31	0.87	0.88	1.15	1.01
	0.06	—	0.415	1.27	0.84	0.855	1.18	1.02
	0.08	—	0.41	1.255	0.83	0.845	1.20	1.02
	0.10	0.50	0.405	1.24	0.82	0.835	1.22	1.02

取 $t_3 = t_2$, 则由 (2) 式确定的钢层实际厚度 l_3 太小, 不利于粘合. 图 6 给出 $P(0.49)-(1.22, t_2)-(0.48, 2t_2)-(1.22, t_2)-0.75$, 且 t_2 取一系列数值时的 $TL-F \equiv f/f_0$ 关系曲线, 表

2 中相应部分 (即表 2 中对应于图 6 的那部分) 给出了表征图 6 中诸曲线特征的各个量: F_m 表示 TL 最小处的频率; F_L 和 F_H 分别为 $TL = TL|_{\min} + 3\text{dB}$ 时的两个频率, 它们给出 3dB 换能器带宽的低端和高端频率; $F_c \equiv \frac{F_L + F_H}{2}$ 为中心频率, 而 $\Delta F \equiv F_H - F_L$ 为 3dB 相对带宽 (可注意 TL 并非对 $F = 1$ 或 $f = f_0$ 两边对称, 而有 $F_c < 1$ 或 $f_c < f_0$); 最后两项为由 F_c 和 ΔF 算出的 $\frac{f_0}{f_c}$ 和 $\frac{\Delta f}{f_c}$, 它们应与声光相互作用的布拉格带宽 (参阅文献[1]) 相配合. 由图 6 和表 2 可见, 当 $t_2 \leq 0.08$ 时曲线的形状 (特别在 3dB 带宽范围内) 和 $t_2 = 0.00$ 时的十分接近, 特别带宽 ΔF 基本不变; 但当 $t_2 \geq 0.10$ 以后, 曲线的形状就有明显畸变, 特别带宽 ΔF 将很快变小; 因此我们选定 $t_2 = 0.08$.

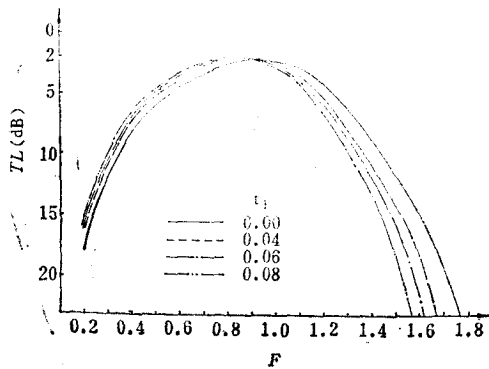


图 7 $(1.22, t_1) - P(0.49) - (1.22, 0.08) - (0.48, 0.16) - (1.22, 0.08) - 0.75$

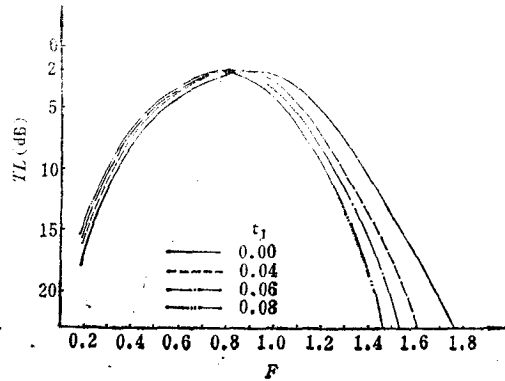


图 8 $(1.93, t_1) - P(0.49) - (1.22, 0.08) - (0.48, 0.16) - (1.22, 0.08) - 0.75$

以下确定 t_1 : 图 7 和表 2 中相应部分给出背电极用银时亦即 $(1.22, t_1) - P(0.49) - (1.22, 0.08) - (0.48, 0.16) - (1.22, 0.08) - 0.75$, 且 t_1 取一系列数值时 $TL-F$ 曲线和各特征量. 可见当 t_1 增大时, 曲线的形状和 ΔF 的大小虽变化甚小, 但整个曲线将向低端移动, 且移动速度还比较大, 事实上即使当 t_2 仅为 0.04 时 f_0/f_c 已为 1.20, 即若器件工作的中心频率为 $f_c = 100\text{MHz}$, 换能器的 f_0 必须为 120MHz . 当 f_0 大时由 (3) 式确定的换能器厚度 l 更小, 鉴于换能器减薄工艺的限制, 我们不希望 f_0 比 f_c 大得太多, 因此选定 $t_1 = 0.04$. 此时有

$$\frac{f_0}{f_c} = 1.20, \quad \frac{\Delta f}{f_c} = 0.783. \quad (16)$$

相对带宽 0.783 已大于倍频程相对带宽 0.667, 因而可以满足要求. 图 8 和表 2 中相应部分给出背电极用金时 (背电极常与空气接触, 用银易于氧化发黑), 亦即 $(1.93, t_1) - P(0.49) - (1.22, 0.08) - (0.48, 0.16) - (1.22, 0.08) - 0.75$, 且 t_1 取一系列数值时的 $TL-F$ 曲线和各特征量, 可见变化趋势与用银时相同, 但向低端移动的速度更快 (这是因为金的声阻抗更大), 当取 $t_1 = 0.04$ 时, 有

$$\frac{f_0}{f_c} = 1.28, \quad \frac{\Delta f}{f_c} = 0.794. \quad (17)$$

图 9 给出 $(1.22, 0.04) - P(0.49) - (1.22, 0.08) - (0.48, 0.16) - (1.22, 0.08) - 0.75$ 的规一

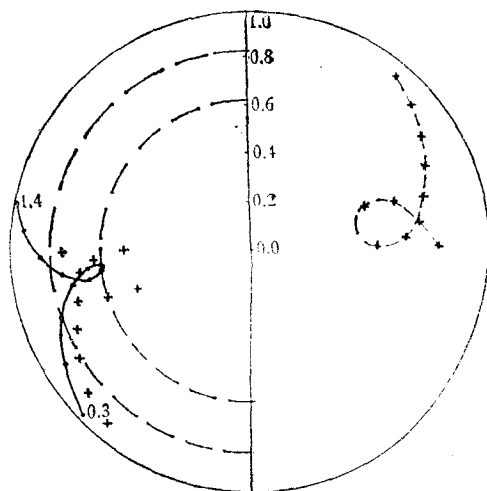


图9 (1.22, 0.04)-P(0.49)-(1.22, 0.08)-(0.48, 0.16)-(1.22, 0.08)-0.75
F=0.3-1.4 步长 0.1

化输入阻抗 $z_i = \omega_0 C_0 Z_i$ 在圆图上随 f/f_0 变化的轨迹, 当取 $r_s = 1$ 时, 它即相对阻抗 $\zeta(f)$ 在圆图上的轨迹, 图中各小黑点表示 f/f_0 由 0.3 起每隔 0.1 至 1.4 时的位置, 两个虚线半圆的半径分别为 $|\Gamma| = 0.618$ (相当于 $TL = ML = 2\text{dB}$) 和 $|\Gamma| = 0.825$ (相当于 $TL = ML = 5\text{dB}$), 故两虚线圆之间的区域即 3dB 换能器带宽, 由图 9 易见 $F_L = 0.50$ 和 $F_H = 1.15$. 如前指出, 此曲线可作为声光器件性能测试的重要依据, 如实际测量结果与此曲线相差很大, 表示制作工艺上有缺陷.

用 CD-4B 型超高频导纳电桥对我校自制的 78-2 号 $36^\circ y$ 切 LN/PM 声光调制器测试了电输入导纳 Y_i (输入电导 G_i 和输入电容 C_i), 原始数据如表 3 所示. 静态电容 $C_0 = 43\text{pF}$, 规一化常数分别为 $f_0 = 62\text{MHz}$ 和 $\omega_0 C_0 = 17\text{m}\Omega$ (或 $\frac{1}{\omega_0 C_0} = 59\Omega$), 算出 f/f_0 以及规一化输入电导 $g_i = \left(\frac{G_i}{\omega_0 C_0}\right)$ 和电纳 $b_i = \left(\frac{B_i}{\omega_0 C_0}\right) = \left(\frac{\omega C_i}{\omega_0 C_0}\right)$, 如表 4 所示. 规一化导

表 3

$f(\text{MHz})$	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70
$G_i(\text{m}\Omega)$	0.50	0.98	1.80	2.62	3.64	6.24	9.42	8.00	5.73	4.70	3.84
$C_i(\text{pF})$	50	50	49	48	49	52	45	30	30	34	37

表 4

$F = \left(\frac{f}{f_0}\right)$	0.32	0.40	0.48	0.57	0.65	0.73	0.81	0.89	0.97	1.05	1.13
g_i	0.03	0.06	0.10	0.15	0.21	0.37	0.55	0.47	0.34	0.28	0.23
b_i	0.37	0.46	0.55	0.63	0.74	0.88	0.85	0.62	0.68	0.83	0.97

纳随 f/f_0 的变化如图 9 中右半边的“+”号所示。由于在 Smith 圆图上归一化阻抗即归一化导纳对圆图中心的反演点,故很容易在 Smith 圆图上画出归一化阻抗随 f/f_0 的变化,如图 9 中左半边的“+”号所示。可见实验结果与理论基本一致,特别是所得 F_L 和 F_H 与理论一致,在改用精度更高的测试仪器后,可望得到更好的结果。

三、 x 切 LN/TeO_2 声光器件的换能器带宽

本节考虑由氧化碲(即 TeO_2) 材料制成的声光器件,将只考虑利用慢切变波的工作模式¹⁾;换能器用 x 切铌酸锂²⁾。有关材料的切变波数据如表 1 所示^[4,13-15]。

对于 TeO_2 声光器件,各镀层相对厚度 t_n 的确定方法与 PM 声光器件完全不同。这是因为 TeO_2 的声阻抗极小,与 x 切 LN 很不匹配 ($z_m = 0.166$),因而即使各镀层的 t_n 均为零,3dB 相对带宽亦仅为 $\Delta F = 0.39$ (见图 10 和表 2 中相应部分)。解决的办法是采取光学中增透膜(减反射层)的办法:增透膜层的厚度为 $\lambda/4$ (用这里的相对厚度的概念,即 $t_n = 0.50$);设介质的折射率为 n ,则当用单层增透膜时膜层材料的折射率应取为 $(n)^{1/2}$;而当用双层增透膜时,膜层材料的折射率应分别取为 $(n)^{1/4}$ 和 $(n)^{3/4}$ 。在这里, TeO_2 的相对声阻抗为 $z_m = 0.166$,我们有 $(z_m)^{1/2} = 0.407$, $(z_m)^{1/4} = 0.638$ 和 $(z_m)^{3/4} = 0.260$;由表 1 可见银(或金,两者相差甚小)的相对声阻抗为 0.736,而铟为 0.287,因而基本上接近双层增透膜。由此可见,对于 TeO_2 声光器件, t_2 和 t_3 应取在 0.5 左右, t_4 则显然应很小(其作用仅在使 TeO_2 表面金属化),我们将取 $t_4 = 0.02$ 。

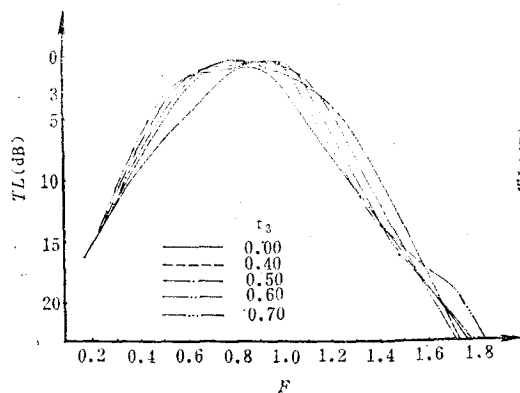


图 10 $P(0.68)-(0.287, t_3)-(0.736, 0.02)-0.166$

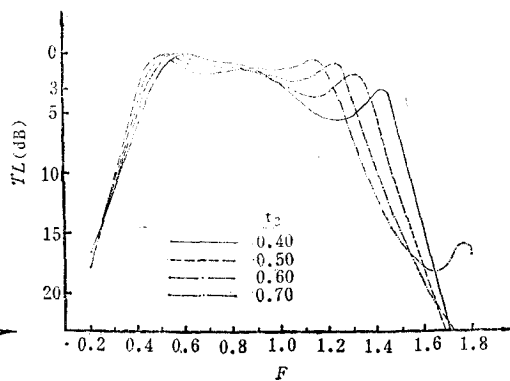


图 11 $P(0.68)-(0.736, t_2)-(0.287, 0.50)-(0.736, 0.02)-0.166$

首先考虑把铟层用作单层增透膜的情况,此时取 $t_1 = t_2 = 0.00$,图 10 和表 2 中相应部分给出 $P(0.68)-(0.287, t_3)-(0.736, 0.02)-0.166$,且 t_3 取一系列数值时的 $TL-F$ 曲线和各特征量,可见当 $t_3 = 0.50$ 时为最佳,此时 $\Delta F = 0.615$,并有

- 1) TeO_2 亦有利用沿 c 轴纵波的工作模式,此时各方面的特性都与上节考虑的 PM 声光器件极为相似。
- 2) x 切 LN 不仅能激发质点振动方向与 x 轴成 -41° 的切变波(相应的 $k = 0.68$),亦能激发质点振动方向与前者垂直的切变波(相应的 $k = 0.15$)^[13],故严格说来不能直接应用 Mason 等效电路来分析(至少 $CL \neq 0$),但因后者的 k 远小于前者,故可近似应用。

$$\left(\frac{f_0}{f_c}\right) = 1.16, \quad \left(\frac{\Delta f}{f_c}\right) = 0.715. \quad (18)$$

采用单层增透虽然可以明显增大换能器带宽, 但如文献[1]指出, TeO_2 声光器件的布拉格带宽常可大至 0.8, 因而单层增透还是不够的. 图 11 和表 2 中相应部分给出 $P(0.68)-(0.736, t_2)-(0.287, 0.50)-(0.736, 0.02)-0.166$, 且 t_2 取 0.4, 0.5, 0.6 和 0.7 时的 $TL-F$ 曲线和各特征量, 可见以 $t_2 = 0.60$ 时的结果为最好; 此外我们曾计算 $t_3 = 0.40$ 和 0.60 而 t_2 取上述数据时的结果, 发现亦以 $t_2 = 0.60$ 为最佳, 但均不如 $t_3 = 0.50$ 的情况.

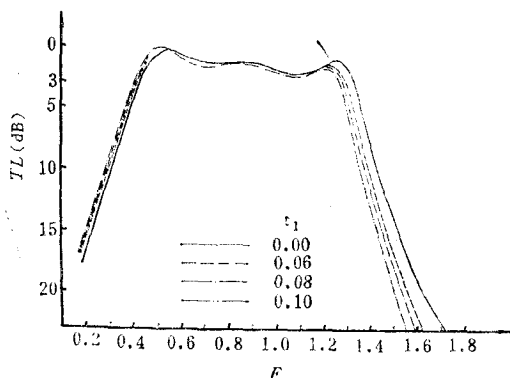


图 12 $(0.736, t_1)-P(0.68)-(0.736, 0.60)-(0.287, 0.50)-(0.736, 0.02)-0.166$

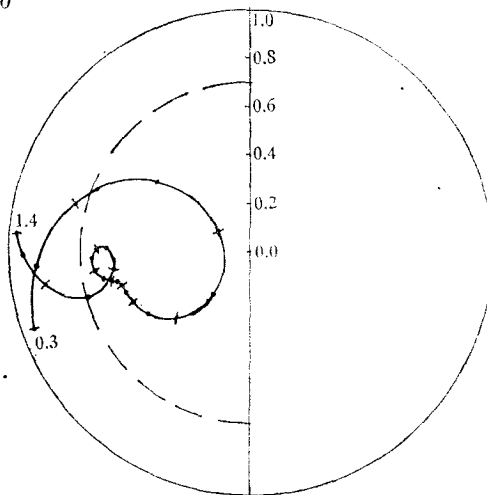


图 13 $(0.736, 0.08)-P(0.68)-(0.736, 0.60)-(0.287, 0.50)-(0.736, 0.02)-0.175$
 $F = 0.3-1.4$ 步长 0.05

现在来考虑背电极层的影响. 图 12 和表 2 中相应部分给出 $(0.736, t_1)-P(0.68)-(0.736, 0.60)-(0.287, 0.50)-(0.736, 0.02)-0.166$, 且 t_1 取一系列数值时的 $TL-F$ 曲线和各特征量, 我们建议取 $t_1 = 0.08$, 此时有

$$\left(\frac{f_0}{f_c}\right) = 1.20, \quad \left(\frac{\Delta f}{f_c}\right) = 1.02. \quad (19)$$

因此采用双层增透后可将相对带宽提高到 1, 从而完全满足要求.

图 13 给出 $(0.736, 0.08)-P(0.68)-(0.736, 0.60)-(0.287, 0.50)-(0.736, 0.02)-0.175$ (即离轴 6° 的 TeO_2 声光偏转器) 的归一化输入阻抗 $\omega_0 C_0 Z_i$ 在圆图上随 f/f_0 变化的轨迹, 当取 $r_s = 1$ 时, 它即为相对阻抗 $\zeta(f)$ 在圆图上的轨迹, 图中各小黑点表示 f/f_0 由 0.3 起每隔 0.05 至 1.4 时的位置. 为清楚起见, 每隔 0.1 在小黑点上加一短划(即用“+”表示), 图 13 中虚线半圆的半径为 $|\Gamma| = 0.707$ (相当于 $TL = ML = 3\text{dB}$), 圆内区域即 3dB 换能器带宽, 由图 13 易见, $F_L = 0.41$ 和 $F_H = 1.25$, 它同样可以作为器件测试的重要依据.

四、结 论

以上对 PM 和 TeO_2 声光器件的换能器带宽以及各镀层厚度的确定作了充分的讨论. 对于 PM 声光器件, 建议取 $t_1 = 0.04$, $t_2 = t_4 = 0.08$ 和 $t_3 = 0.16$, 所能实现的结果如

(16)或(17)式所示;由 f_0/f_c 的数据从 f_c 算出 f_0 后,即可按(3)式算出压电层(即换能器)的厚度 l ,按(2)式由 t_n 算出各镀层的实际厚度 l_n 。对于 TeO_2 器件,建议取 $t_1 = 0.08$, $t_2 = 0.60$, $t_3 = 0.50$ 和 $t_4 = 0.02$, 所能实现的结果如(19)式所示;同样可由(3)和(2)式确定 l 和 l_n 。图9和图13给出的规一化输入阻抗在圆图上的轨迹可作为器件性能测试的重要理论依据。对PM声光器件,还给出了一个测试实例,测试结果与理论基本一致。

蔡峰怡同志制作了PM声光器件,华有年同志测试了电输入阻抗,与姚煜球、江铁良同志作过有益的讨论,特此致谢。

参 考 文 献

- [1] 徐介平, 物理学报, **27** (1978), 421.
- [2] E. K. Sittig, *IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics*, **SU-16** (1969), 2.
- [3] A. H. Meitzler & E. K. Sittig, *J. Appl. Phys.*, **40** (1969), 4341.
- [4] E. K. Sittig, *Physical Acoustics*, Vol. IX, W. P. Mason & R. N. Thurston ed., Academic Press (1972), 221.
- [5] T. M. Reeder & D. K. Winslow, *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, **MTT-17** (1969), 927.
- [6] E. K. Sittig, A. W. Warner & H. D. Cook, *Ultrasonics*, **7** (1969), 108.
- [7] E. K. Sittig & H. D. Cook, *Proc. IEEE*, **56** (1968), 1375.
- [8] D. A. Berlincourt, D. R. Curran & H. F. Jaffe, *Physical Acoustics* Vol. IA, W. P. Mason ed., Academic Press (1964).
- [9] E. K. Sittig, *IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics*, **SU-18** (1971), 231.
- [10] I. Sato & A. Fukumoto, *IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics*, **SU-20** (1973), 287.
- [11] T. Noguchi & A. Fukumoto, *IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics*, **SU-20** (1973), 365.
- [12] S. Ramo, J. R. Whinnery & T. van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, Inc. (1965).
- [13] J. D. Larson III & D. K. Winslow, *IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics*, **SU-18** (1971), 142.
- [14] N. Uchida & N. Niizeki, *Proc. IEEE*, **61** (1973), 1073.
- [15] Z. Turski, L. A. Kraus & Ho-chung Huang, *IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics*, **SU-22** (1975), 402.

THE TRANSDUCER BANDWIDTH OF ACOUSTO-OPTIC DEVICES AND THE DETERMINATION OF THE LAYERS' THICKNESS

XU JIE-PING

(Peking Polytechnic University)

ABSTRACT

According to the Mason's equivalent circuit of piezoelectric transducer, we have calculated the functional relationship between transducer loss TL and normalized frequency f/f_0 for the 36°y -cut LN/PM and the x -cut LN/ TeO_2 acousto-optic devices, with different layer materials and thickness. From these calculations, we can determine the thickness of the various layers rationally and the transducer bandwidth of the devices accurately. We give also the loci of the electric input impedance Z_i with f/f_0 on the Smith chart, which can be used as theoretical foundation of quality tests for the devices.