抑制声表面波器件中三次行程信号的阻抗失配法

王耀俊
(南京大学声学研究所)

本文介绍了抑制声表面波器件中三次行程信号的阻抗失配法的工作原理，分析了纯电阻负载R_L对电感并联调谐和串联调谐时表面波叉指换能器的声反射损耗L_{11}和声电转换损耗L_{13}的影响，给出了三次行程信号与表面波器件频率响应波纹的关系。

一、引　言

当声表面波入射到接收叉指换能器时，通常只有其中一部分能量被接收而变成电信号(称为主信号)，而另外一些能量通过换能器继续传播，其余的表面波能量将被叉指换能器反射。反射的表面波能量中的一部分又将被发射换能器反射继而被接收换能器接收而变成电信号。此信号通常称为三次行程信号，因为其延迟时间为主信号延迟时间的三倍。

发射换能器和接收换能器之间声波的反射是一种二阶效应，有时它会严重影响声表面波器件的性能。例如，对于雷达中动目标指示器中所采用的声表面波延迟线，三次行程信号实际上是一种假信号，而这种假信号能影响检测真目标的能力；对于声表面波带通滤波器，三次行程信号与主信号的相互干涉会使滤波器通带波纹增加；对多抽头延迟线或编码器件，任意两个叉指换能器之间的三次行程信号造成相关接收的分辨率变差。所以在实际的声表面波器件中必须尽量降低三次行程信号的电平。至今用于抑制三次行程信号的技术颇多[1-5]，其中最简便的是叉指换能器与外电路负载阻抗失配方法。

本文首先简单介绍阻抗失配方法的原理，然后着重分析并联电感调谐和串联电感调谐时负载阻对三次行程信号抑制及器件插入损耗的影响。文中也给出三次行程信号与声表面器件通带波纹的关系。虽然并联或串联电感是换能器和负载阻抗之间的匹配网络的特殊形式，但本文的分析可以推广至任意匹配网络对三次行程信号的影响。

二、一些基本公式

阻抗失配法是通过调节输入、输出叉指换能器的负载阻抗来改变叉指换能器对声波反射损耗的一种方法。以L'_{11}、L''_{11}分别表示输入、输出换能器的反射损耗(单位为dB)，如果忽略声表面波在两换能器之间的传播损耗，则三次行程信号相对于主信号的抑制量TTS(称为三次行程信号抑制)为：

$$TTS=L'_{11}+L''_{11}(\mathrm{dB}) \qquad (1)$$

若输入、输出换能器的结构和负载阻抗相同，则

$$TTS=2L'_{11}=2L''_{11}=2L_{11}\ (\mathrm{dB}) \qquad (2)$$

式中L_{11}为一个换能器的反射损耗。

叉指换能器对入射声波的反射主要决定

于叉指换能器中的压电再生和电极区域、间隙区域阻抗不连续性。采用分裂指的叉指换能器，容易将阻抗不连续性所引起的反射抑制到40dB以上。可是，叉指换能器中由压电再生所引起的反射是双向换能器的固有特性。所谓压电再生，是指声波通过叉指换能器时电场能量和声场能量之间的相互转化。入射声波通过压电效应在叉指电极对上产生电位差，但这个电位差又通过反压电效应重新激发向前后方向发射的声表面波，再生的声波又会在叉指电极上产生电位差，如此循环往复，便形成了入射声波的总体反射。压电再生所引起的声反射与换能器的负载有很大的关系。因此，调节负载阻抗便可能成为抑制由压电再生所引起的三次行程的重要手段。

利用Smith等效电路的交叉场模型[6]可以计算出反射损耗L_{11}及换能器的电声转换损耗L_{13}。图1表示了接收叉指换能器和负载

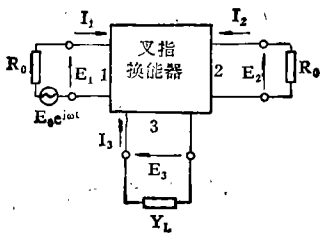


图1. 接收叉指换能器的等效电路图

导纳Y_L的等效电路，其中1，2为声端口，3为电端口，入射声波可用位于1端口的信号源$E_0e^{j\omega t}$表示，E_1，I_1和E_2，I_2分别表示声端口1和2所对应的声作用力和质点振动速度(已转化为相应的电学量)，E_3，I_3为电端口的电压和电流。R_0为基片的声特征阻抗，也已转化为相应的电学量[注]。

若以P_{a1}表示从信号源$E_0e^{j\omega t}$所能提供的平均功率，P_1表示从端口/反射的平均功率，P_3表示传递到负载导纳$Y_L(L_L=G_L+jB_L)$的平均功率，它们可通过下列关系式计算：

$$P_{a1}=\frac{E_0^2}{8R_0},$$

$$P_1=P_{a1}-\frac{1}{2}Re(E_1I_1^*), \tag{3}$$

$$P_3=\frac{1}{2}Re(E_3I_3^*),$$

式中Re代表取实部的符号。根据定义，

$$L_{11}=-10\log\frac{P_1}{P_{a1}}$$

$$=-10\log\left[1-\frac{4R_0}{E_0^2}Re\,(E_1I_1^*)\right], \tag{4}$$

$$L_{13}=-10\log\frac{P_3}{P_{a1}}$$

$$=-10\log\left[\frac{4R_0}{E_0^2}Re\,(E_3I_3^*)\right] \tag{5}$$

根据叉指换能器的导纳矩阵和各端口电压和电流之间的关系，在中心频率ω_0时，可以求得

$$I_1=\frac{E_0\hat{G}_a(a+jb)}{16N^2[(1+a)+jb]} \tag{6}$$

$$E_1=E_0-I_1R_0 \tag{7}$$

$$I_3=-\frac{E_0Y_L}{4N[(1+a)+jb]} \tag{8}$$

$$E_3=\frac{E_0}{4N[(1+a)+jb]}, \tag{9}$$

式中 $a=G_L/\hat{G}_a$，$b=\dfrac{B_L+\omega_0C_T}{\hat{G}_a}$，$\hat{G}_a$为叉指换能器中心频率时辐射导，且$\hat{G}_a=\frac{4}{\pi}N^2\cdot\omega_0C_Sk^2$，$N$为叉指换能器指对数，$C_S$为每对叉指的静态电容，$C_T=NC_S$为叉指换能器的总电容。公式中已把$e^{j\omega t}$因子省去

将(6)、(7)式代入(4)式，将(8)、(9)式代入(5)式，可得

[注] 下面所进行的分析适用于双向叉指换能器。为降低器件的插入损耗和提高对三次行程信号的抑制，也可采用结构较复杂的单向换能器[7]，有关分析不在此介绍。

$$L_{11} = -10\log\frac{1}{(1+a)^2+b^2} \qquad (10)$$

$$L_{13} = -10\log\frac{2a}{(1+a)^2+b^2}, \qquad (11)$$

因为 L_{13} 与器件的插入损耗 IL 有关，L_{11} 与器件的三次行程信号抑制 TTS 有关，所以对于给定的压电基片和叉指换能器结构，器件的 IL 和 TTS 完全决定于负载值 Y_L（这里并没有考虑其它效应如衍射、波束偏向、传播损耗、杂散电阻和电容等引起的损耗）。在实际器件中，为了降低 IL，通常使用调谐电感，这时负载 Y_L 也应包含调谐电感之值。鉴于 L_{11} 和 TTS 在单电感并联调谐和串联调谐时对负载阻有不同的依赖关系，如何选择负载电阻及电感调谐方式在实际使用中显得十分重要。下面讨论对具有纯电阻负载 R_L 的叉指换能器采用并联和串联调谐时 L_{11} 和 L_{13} 与 R_L 的关系。

三、并联调谐

当纯电阻负载 R_L 上并联一电感 L 时，其导纳可表示为

$$Y_L = \frac{1}{j\omega_0 L} + \frac{1}{R_L} \qquad (12)$$

中心频率 ω_0 处调谐时

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C_T},$$

这样(12)式可改写为

$$Y_L = \frac{1}{R_L} - j\omega_0 C_T = G_L - j\omega_0 C_T \qquad (13)$$

这时相应的 $b=0$，$a=\dfrac{G_L}{\hat{G}_s}=\dfrac{1}{R_L\hat{G}_s}$，因此(10)式和(11)式可简化为

$$L_{11} = 10\log\left(1+\frac{1}{R_L\hat{G}_s}\right)^2; \qquad (14)$$

$$L_{13} = 10\log\frac{\left(1+\dfrac{1}{R_L\hat{G}_s}\right)^2 R_L G_s}{2}; \qquad (15)$$

一个具体的叉指换能器并联调谐时 L_{11} 和 L_{13} 与 R_L 的关系如图 2 所示。由图可见，L_{11} 随 R_2 的降低而增大，这说明为了使 TTS 增大，并联调谐时 R_L 应该尽量减小，即采用轻负载比较合适。但随着 R_L 的减小，L_{13} 也随之增大，这表明器件的插入损耗也增大，但是计算表明 L_{11} 比 L_{13} 增大得更快，因为这时

$$L_{11} - L_{13} = 10\log\frac{2}{R_2\hat{G}_s}.$$

另外，由(14)，(15)式可以算出，阻抗匹配时，即 $R_L=\dfrac{1}{\hat{G}_s}$ 时，$L_{11}=6$dB，$L_{13}=3$db，与此相应的三次行程信号抑制为 $TTS=12$ dB.

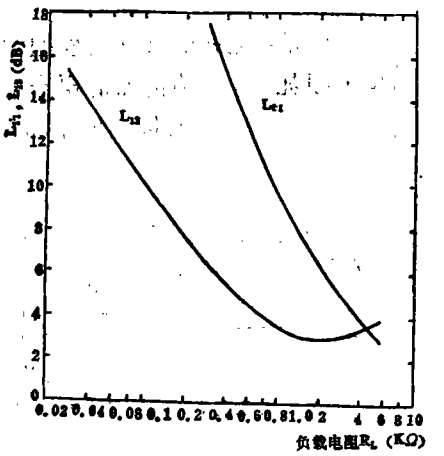


图2. 并联电感调谐时 L_{11}，L_{13} 与 R_L 的关系。压电基片材料为 Y-Z $LiNbO_3$。计算时，取 $f_0=50$ MHz，叉指换能器孔径为1.0cm，叉指对数 $N=2.5$.

四、串联调谐

为了计算串联调谐时的 L_{11} 和 L_{13}，将叉指换能器的等效电路表示成阻抗形式比较方便（如图 3 所示）。这时负载阻抗若写为 $Z_L = j\omega L' + R_L$，L' 为串联电感则相应的负载导纳 Y_L 为

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = G_L + jB_L,$$

$$G_L=\frac{R_L}{R_L^2+(\omega L')^2},\qquad(16)$$

$$B_L=-\frac{\omega L'}{R_L^2+(\omega L')^2}\qquad(17)$$

根据 Smith 交叉场模型得出的中心频率 ω_0 时叉指换能器导纳的公式，可求得叉指换能器相应的阻抗为：

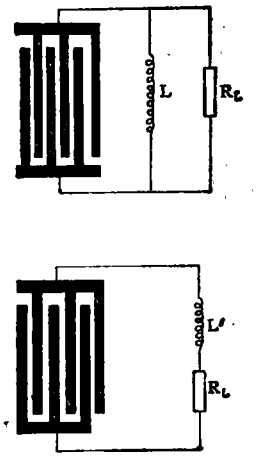


图3. 串联电感调谐时L'和R_L的联接图

$$R_a=\frac{1}{\hat{G}_a(1+Q_r^2)},\qquad(18)$$

$$X_a=-\frac{1}{\omega_0 C_T'},$$

而

$$C_T'=C_T(1+Q_r^{-2}),\qquad(19)$$

式中 Q_r 为叉指换能器的品质因数，$Q_r=\frac{\omega_0 C_T}{\hat{G}_a}$. 这样串联调谐电感数值将为：

$$L'=\frac{1}{\omega_0^2 C_T(1+Q_r^{-2})},\qquad(20)$$

将(20)式代入(16)、(17)，得

$$G_L=\frac{R_L\omega_0^2C_T^2(1+Q_r^{-2})^2}{R_L^2\omega_0^2C_T^2(1+Q_r^{-2})^2+1}\qquad(21)$$

$$B_L=-\frac{\omega_0 C_T(1+Q_r^{-2})}{R_L^2\omega_0^2C_T^2(1+Q_r^{-2})^2+1}\qquad(22)$$

为了计算 L_{11} 和 L_{s1}，必须使用公式(10)和(11)。对于现在所讨论的串联调谐的情况，公式中的 a 和 b 分别为：

$$a=\frac{G_L}{\hat{G}_a}=\frac{R_L\omega_0C_T(1+Q_r^{-2})^2Q_r}{R_L^2\omega_0^2C_T^2(1+Q_r^{-2})^2+1},\qquad(23)$$

$$b=\frac{\omega_0C_T+B_L}{\hat{G}_a}$$

$$=\frac{[R_L^2\omega_0^2C_T^2(1+Q_r^{-2})^2-Q_r^{-2}]Q_r}{Q_r^2\omega_0^2C_T^2(1+Q_r^{-2})^2+1.}\qquad(24)$$

可见，串联调谐时 L_{13} 和 L_{11} 与 R_L 的关系较为复杂。

我们对串联调谐时叉指换能器的 L_{11}, L_{13} 随 R_L 的变化关系也作了计算，结果见图 4。显然，与并联调谐情况相比较，串联调谐时 L_{11}, L_{13} 对 R_L 有不同的依赖关系：L_{11} 随 R_L 的增加而增加。为了增加三次信号的抑制，串联调谐时使用高负载阻抗比较合适。当然，R_L 增大时，L_{13} 也随之增大。故对于具体器件，必须综合考虑，兼顾到IL不能过大。还要指出的是，R_L的合适选取与压电基片材料的选取和叉指换能器结构有密切的关系。

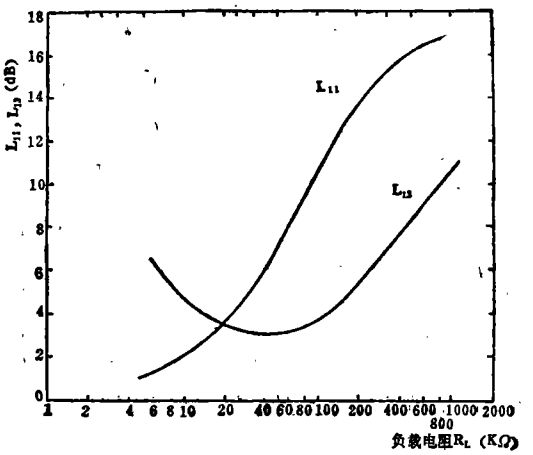


图4. 串联电感调谐时 L_{11}, L_{13} 与 R_L 的关系。压电基片材料为 Y-Z $LiNbO_3$，计算时，叉指换能器参数同图 3 的情况。

五、三次行程信号与表面波器件通带波纹

若以 V_3 表示主信号在输出换能器负载

上所产生的电压，以 V_3' 表示三次行程信号在换能器负载上所产生的电压，V_3'' 可表示为

$$V_3''=V_3'\gamma^2e^{-j2kl} \tag{25}$$

式中 γ 为换能器对入射声波的反射系数，l 为两换能器中心之间的距离，k 为波数。V_3'、V_3'' 的时间因子 $e^{j\omega t}$ 均已略去。因为叉指换能器和负载阻抗会引进附加相移[8]，所以反射声波与入射声波通常不是同位相的，γ 应为复数

$$\gamma=|\gamma|e^{j\phi}. \tag{26}$$

将(26)式代入(25)式，得

$$V_3''=V_3'|\gamma|^2e^{-j(2kl-2\phi)}. \tag{27}$$

反射系数幅值与 L_{11}、TTS 之间的关系为

$$L_{11}=\frac{1}{2}TTS=-20\log|\gamma|, \tag{28}$$

或

$$|\gamma|^2=10^{-L_{11}/10}=10^{-TTS/20}.$$

由于三次反射信号与主信号的叠加，在负载上总的电压为

$$V_3=V_3'+V_3''=V_3'[1+|\gamma|^4+2|\gamma|^2\cos2(kl-\phi)]^{1/2}e^{-j\psi} \tag{29}$$

式中

$$\psi=\mathrm{tan}^{-1}\frac{|\gamma|^2\sin2(kl-\phi)}{1+|\gamma|^2\cos2(kl-\phi)}.$$

(29)式表明，三次反射信号将使输出主信号的频率域的振幅产生附加的波纹，如图5所示。图中虚线表示没有三次反射回波时

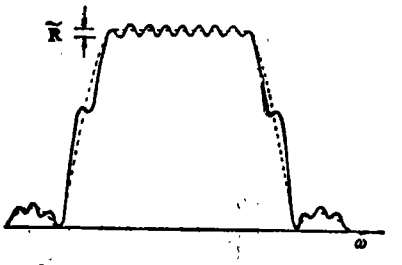


图5. 由三次行程信号所引起的表面波器件频率响应中波纹的示意图

器件的理想的频率响应。在通带域，幅值的最大值为

$$V_{3max}=V_3'(1+|\gamma|^2),$$

V_3 幅值的最小值为

$$V_{3min}=V_3'(1-|\gamma|^2).$$

这样，可求得波纹的峰-峰值$\tilde{R}$的大小

$$\tilde{R}=20\log\left(\frac{V_{3max}}{V_{3min}}\right)=20\log\left(\frac{1+10^{-\frac{TTS}{20}}}{1-10^{-\frac{TTS}{20}}}\right). \tag{30}$$

表1列出了通带波纹$\tilde{R}$随三次行程信号抑制量TTS变化关系。由此表可知，若要使三次行程信号引起的通带波纹$\tilde{R}$小于1dB，TTS必须大小26dB.

表2 $\tilde{R}$与TTS的关系

TTS(dB)	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	35	40	45
$\tilde{R}$(dB)	4.46	3.51	2.78	2.20	1.74	1.38	1.10	0.87	0.69	0.55	0.31	0.17	0.10

根据(29)式也容易求得三次行程信号所引起的通带波纹相邻两峰之间的频率差

$$\Delta f=\frac{v_s}{2l},$$

式中 v_s 为声表面波的传播速度。得到上式时，我们假定两相邻谷点的频率所相应的反射相位角ϕ的改变可以忽略，一般情况下，此假定是成立的。

六、结　论

从上面分析，我们可以得到如下结论：

1) 对给定的压电基片和叉指换能器的结构，器件的插入损耗及三次行程信号的抑制完全决定于负载导纳Y_L。为使声表面波器件具有良好的性能，必须调整器件前后两级

(下转第23页)

以上简单地介绍了应用光的衍射和干涉的方法显示和测量超声波前的方法及其应用。其它各种方法可根据需要而采用之。其应用除了上面介绍的外，还可用于显示和测量各种生物切片、核反应堆堆心，汽轮机叶片等的力学特性。总之，借助于声可有效地扩大人的视觉。

参 考 文 献

[1] HARAN, E. "Visualization and Measurement of Ultrasonic Wavefronts", I, E. E. E. Vol. 67 No. 4,1979

[2] Riley, W. and Klein, W. "Plezooptic coefficient of liquids", J. Acoust. Soc. Amer. Vol. 42,1967

[3] Kelsey, J. and cook, W. "Metamorphosis from Sound to sight", Opt, Spectra NOV 1969

[4] 张守玉，王丽生，"透明固体中声应力的光弹法定量测量"中科院声学所研究报告1982.5

[5] HARAN, M. "Experimental determination of the Raman - Nath parameter using near-and far-optical fields of an ultrasonically produced optical phase grating" J. Acoust. Soc Amer. Vol. 58 1975

[6] cook, B. "Measurement from the optical near-field of an ultrasonically produced phase grating" J. Acoust. Soc. Amer. Vol. 60, 1976

[7] olson, A. and Garden, N. "The effect of supersonic radiation on brom thymal blue" J. Amer. Chem. Soc, Vol. 54, 1932

[8] Calderon, C. et, el, "Differences in the attenuation of ultrasound by mormal benign, and malignant breast tissue" J. Clin ultrasound Vol. 4, 1976

[9] Mezrich, R. and Vilkomerson, D. "ultrasonic phase contrast imaging," Appl phys lett. Vol. 27, 1975

[10] Speaks, J. H. "An absolute Method of calibrating ultrasonic tranducers using Laser interperometry" The Eraluation and calibration of ultrasonic transducers p.106, 11-12 May1977

（上接第30页）

电路的阻抗。

2）使用阻抗失配法可以提高三次行程信号抑制的分贝数。并联和串联调谐时此抑制量与R_L有不同的依赖关系。并联调谐时，负载阻应取低值失配，串联调谐时，负载阻应取高值失配。阻抗失配又会引起声表面波器件插入损耗的增加，故具体设计器件时必须折衷考虑。

3）声表面波带通滤波的通带波纹随三次行程信号抑制的分贝数增加而明显减小（若不考虑引起通带波纹的其它因素）。

吴文虬副教授和章德同志对本文提出过宝贵意见，在此表示感谢。

参 考 文 献

[1] Smith, W. R. et al, IEEE Trans. MTT-17 (1969)865

[2] Wauk, M. T. Appl. Phys. Lett. 20 (1972) 481

[3] Marshall F. G. Electron. Lett. 8 (1972) 311

[4] Lewis, M. F. Electrom. Lett. 8 (1972) 553

[5] potter, B. R. et al, IEEE Trans. MTT-24(1976) 297

[6] W. R. Smith et al, IEEE Trans. MTT-17 (1969) 856

[7] 邱庞川，水永安，魏荣爵 声学学报 8 (1983) 22

[8] 王耀俊，章德 声学技术 2 (1983) No. 2, 1