

换能器的阻抗匹配设计

鲍建东

(海鹰电子有限公司 无锡 214061)

1994年12月23日收到

摘要 本文从基本的电学原理,详细推导出了变压器的互耦阻抗及变压器的阻抗变换关系,提出了换能器阻抗匹配较理想的设计方法,在工程设计中有较好的实用价值.

关键词 换能器,变压器,阻抗匹配

Transducer impedance matching

Bao Jiandong

(Hai Ying electronic co. LTD, Wu.xi 214061)

Abstract Based on the basic electrical principle, this paper derives the coupling impedance and the impedance—transform relation of the transformer. A satisfactory method of the transducer impedance matching is proposed. It has good practical value in engineering design.

Key words Transducer, Transformer, Impedance matching

1 引言

发射型或发射接收型换能器同发射机的匹配,主要解决两个问题:(1)调谐,使电激励源的频率等于换能器的谐振频率。(2)变阻,使换能器输出阻抗等于激励源内阻,以便最有效地将电能转换成声能。

换能器阻抗匹配设计在许多文章和专著中均有论述,皆采用两种方式。一种是电感的串联或并联调谐,这里不赘述;另一种是变压器式,令换能器的阻抗与激励源的内阻之比为变压器的初次级电感之比,本文从基本的电学原理,推导出了变压器精确的阻抗变换关系和换能器阻抗匹配较理想的设计方法。

2 变压器阻抗变换关系

在某—工作频率下,设变压器初级电感为 L_1 ,初级由磁芯材料和绕线等造成的损耗为 R_1 ,则 $Z_1=R_1+j\omega L_1$ 。设变压器次级电感为 L_2 ,次级由磁芯材料和绕线等造成的损耗为 R_2 ,则 $Z_2=R_2+j\omega L_2$ 。设变压器的互耦损耗为 R_M ,互耦电感为 L_M ,则 $Z_M=R_M+j\omega L_M$ 。图1为变压器示意图。

图中 I_1 、 I_2 分别为通过变压器初次级的电流, u_1 、 u_2 分别为变压器初次级两端的电压;设 Z_0 为变压器初级两端所接负载, Z_R 为变压器次级输出阻抗,根据电学原理有

$$\begin{cases} u_1 = I_1 Z_1 - I_2 Z_M = -I_1 Z_0 \\ u_2 = I_2 Z_2 - I_1 Z_M = I_2 Z_R \end{cases} \quad (1)$$

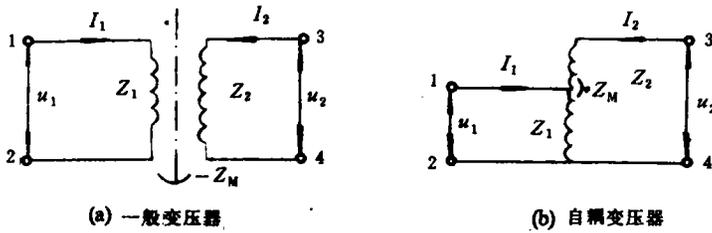


图1 变压器示意图

则变压器次级输出阻抗为

$$Z_R = Z_2 - \frac{Z_M^2}{Z_0 + Z_1} \quad (2)$$

令变压器初级短路即 $Z_0 = 0$, 测出变压器次级的输出阻抗 $Z_{R0} = R_{R0} + j\omega L_{R0}$, 则由(2)式可以得到变压器的互耦阻抗为

$$Z_M = [Z_1(Z_2 - Z_{R0})]^{1/2} \quad (3)$$

如果变压器次级短路, 测出初级输出阻抗为 Z'_{R0} , 则同样可得变压器互耦阻抗 Z'_M 为

$$Z'_M = [Z_2(Z_1 - Z'_{R0})]^{1/2} \quad (4)$$

当变压器初级两端所接负载为 Z_0 , 由(2)、(3)式可得变压器次级输出阻抗为

$$Z_R = \frac{Z_0 Z_2 + Z_1 Z_{R0}}{Z_0 + Z_1} \quad (5)$$

或

$$Z_0 = \frac{Z_1(Z_R - Z_{R0})}{Z_2 - Z_R} \quad (6)$$

(5), (6)式即是变压器的阻抗转换关系。

3 换能器阻抗匹配设计方法

设在某一工作频率 f_0 时, 换能器阻抗为 Z_0 , 其导纳为 $Y_0 = G_0 + jB_0$. 换能器接于变压器初级两端, 要使换能器通过变压器匹配达到调谐 f_0 和阻抗匹配, 必须使变压器输出 Z_R 为纯阻, 且等于激励原内阻 R , (6)可改写成

$$G_0 + jB_0 = \frac{\frac{Z_2}{Z_1} - \frac{R}{Z_1}}{R - Z_{R0}} \quad (7)$$

令 $n = Z_2/Z_1$ 为变压器阻抗变换比, (7)式可近似成

$$n = \frac{R_2 + j\omega_0 L_2}{R_1 + j\omega_0 L_1} \approx \frac{j\omega_0 L_2}{j\omega_0 L_1} = \frac{L_2}{L_1} \quad (8)$$

工程上 n 基本上是个常数. 变压器初级阻抗 Z_1

$= R_1 + j\omega_0 L_1 \approx j\omega_0 L_1$, 若初级短路时的输出阻抗 $|Z_{R0}| \ll R$, Z_{R0} 可以忽略不计, (7)式可以近似成

$$G_0 + jB_0 = n \frac{1}{R} - \frac{1}{j\omega_0 L_1} \quad (9)$$

则有

$$\begin{cases} n = RG_0 \\ L_1 = \frac{1}{\omega_0 B_0} \\ L_2 = \frac{G_0 R}{\omega_0 B_0} \end{cases} \quad (10)$$

对于某一换能器, 只要已知其工作频率 f_0 , 导纳 $G_0 + jB_0$ 及激励源内阻 R , 根据(10)式就可以设计出变压器。

由于(9)式忽略了变压器初级损耗阻及其短路时的输出阻抗 Z_{R0} , 由(10)式设计出的变压器并不能使换能器同发射机达到调谐和阻抗匹配, 且在工程上, 由于批量生产的换能器导纳有一定的离散性, 不可能为每个换能器设计一个匹配变压器. 因此可令(6)式中的输出阻抗 Z_R 等于激励源的内阻 R , 计算出相应的 Z'_0 . 故只要在换能器两端并联上一个补偿电容 C , 如图 2(a); 或串联上一个补偿电感 L , 如图 2(b); 或既并联上一个补偿电容 C , 又串联上一个补偿电感 L , 如图 2(c), 使换能器经过串联或并联电感电容后其等效阻抗为 Z'_0 , 并接于变压器初级两端, 这时变压器次级的输出阻抗即为激励源内阻 R , 换能器与发射机实现了调谐和阻抗匹配。

令 $Z'_0 = R'_0 + 1/j\omega C'_0$ 或 $Y'_0 = G'_0 + jB'_0$. 若 Y_0 和 Y'_0 导部分相差不大, 则采用图 2(a)的补偿电路, 补偿电容由下式决定:

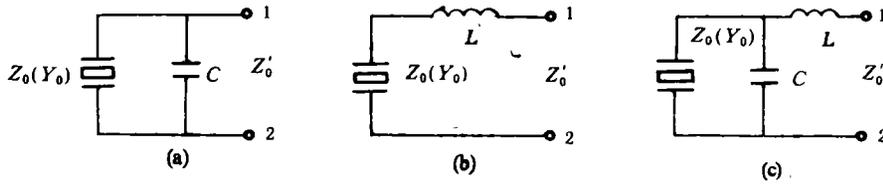


图2 换能器阻抗补偿电路图

$$Y_0 + j\omega_0 C \approx Y'_0 \quad (11) \quad (\Omega) [(或 Y_0 = 11.71 + 6.36j(\text{mS})] \text{要求激励内}$$

$$C = (B'_0 - B_0) / 2\pi f_0 \quad (12) \quad \text{阻 } 100(\Omega).$$

若 Z_0 和 Z'_0 阻部分相差不大, 则采用图 2(b) 的补偿电路, 补偿电感由下式决定.

$$Z_0 + j\omega_0 L \approx Z'_0 \quad (13)$$

$$L = (L'_0 - Z_0) / j2\pi f_0 \quad (14)$$

若 Z_0 和 Z'_0 阻与抗部分都相差很大, 可采用图 2(c) 的补偿电路, 其补偿电容和电感分别由下式决定:

$$\frac{1}{Y_0 + j\omega_0 C} + j\omega_0 L = R'_0 + \frac{1}{j\omega_0 C'_0} \quad (15)$$

则

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{G_0}{G_0^2 + (B_0 + \omega_0 C)^2} = R'_0 \\ \frac{B_0 + \omega_0 C}{G_0^2 + (B_0 + \omega_0 C)^2} - \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C'_0} \end{array} \right\}$$

或

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \frac{1}{2\pi f_0} (\sqrt{\frac{G_0}{R'_0} - G_0^2} - B_0) \\ L = \frac{1}{2\pi f_0} \sqrt{\frac{1}{R'_0 G_0} - 1} - \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C'_0} \end{array} \right. \quad (16)$$

由(11)、(13)、(15)式决定换能器采用何种方式的阻抗补偿电路, 由(12)、(14)、(16)式决定相应的补偿电容或电感, 由此使换能器同发射机达到理想的调谐和阻抗匹配.

4 实例

我们制作了两个工作频率为 350 kHz 的发射接收型换能器, 用 HP4192A 测得其在水中的阻抗分别为 $Z_0 = 68.90 - 28.45j(\Omega)$ 或 $[Y_0 = 12.40 + 5.12j(\text{mS})]$ 和 $Z_0 = 65.93 - 35.82j$

由(10)式根据第一个换能器的数据设计出变压器各参数如下:

$$n = 1.24, L = 88.8 \mu\text{H}, L_2 = 110.1 \mu\text{H}$$

测出变压器实际的各参数如下: $Z_1 = 0.954 + 195.2j(\Omega)$, $Z_2 = 1.056 + 242.2j(\Omega)$, $Z_{R0} = 1.346 + 6.237j(\Omega)$.

可见变压器初级短路时变压器输出阻抗呈感性. 根据(6)式可求得 $Z'_0 = 66.22 - 32.47j(\Omega)$, 或 $Y'_0 = 12.17 + 5.79j(\text{mS})$

对于第一个换能器, Y_0 和 Y'_0 相比, 导相差不大, 纳相差 0.85 mS, 因此只需在换能器两端并联上一个电容, 如图 2(a), 根据(12)式有

$$C = 386.5 \text{ Pf}$$

此时 $Y'_0 = Y_0 + j\omega_0 C = 12.40 + 5.97j(\text{mS})$, $Z'_0 = 65.47 - 31.52j(\Omega)$, 将 Z'_0 代入(5)式求得变压器输出阻抗为

$$Z_R = 101.8 - 0.37j(\Omega)$$

换能器两端并联上 366.5 Pf 的电容后接于变压器的初级两端, 测得变压器的输出阻抗为 $Z_R = 101.4 - 0.35j(\Omega)$, Z_R 基本上为纯阻. 由此可见理论计算和实际测量相符, 换能器同发射机实现了调谐和阻抗匹配. 换能器阻抗匹配后的导纳曲线如图 3.

第二个换能器的 Z_0 和同一种变压器的 Z'_0 相比, 阻部分相差不大, 抗相差 3.35 mS, 换能器采用图 2(b) 的补偿电路. 根据(14)式, 可计算出补偿电感 $L = 15.2 \mu\text{H}$. 换能器一端串

(下转第 31 页)

F_0 的绝对值为

$$|F_0| = \frac{nGBV_1\omega_1}{R_E} \cdot \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(R_0 + \frac{B^2l^2}{R_E}\right)^2 + \left(M_0\omega - \frac{K_0}{\omega}\right)^2} \quad (31)$$

在图 2 中, 扬声器系统的等效力学阻抗 Z_0 为

$$Z_0 = \frac{B^2l^2}{R_E} + R_0 + jM_0\omega - j\frac{K_0}{\omega} \quad (32)$$

Z_0 的绝对值为

$$|Z_0| = \sqrt{\left(R_0 + \frac{B^2l^2}{R_E}\right)^2 + \left(M_0\omega + \frac{K_0}{\omega}\right)^2} \quad (33)$$

扬声器振膜的振速幅值为

$$V_m = \frac{|F_0|}{|Z_0|} \quad (34)$$

将式(31)与式(33)代入式(34)则

$$V_m = \frac{nGBV_1\omega_1}{R_E} \cdot \frac{1}{\omega} \quad (35)$$

上式说明, 当加法器所输出的满足式(16)的声频信号电压 U_0 馈于扬声器系统, 可使扬声器振膜的振速幅值 V_m 与振动角频率 ω 成反比. 因此根据式(4)可知, 扬声器系统轴向远场声压幅值 P_m 为一恒量.

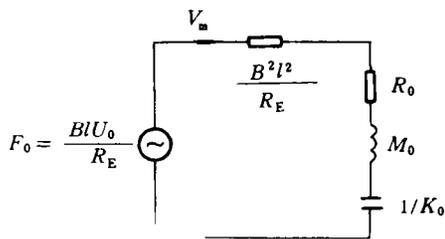


图 A1 低频时扬声器系统的等效力学电路

得到

$$F_0 = \frac{GBl}{R_E} \left[U_a \left(1 + \frac{B^2l^2}{R_0R_E} \right) R \frac{1}{\omega} + j \left(U_a - U_a K \frac{1}{\omega^2} \right) \right] \quad (28)$$

据 U_a 对应 $M_0V_1\omega_1$; U_aR/ω 对应 $R_0V_1\omega_1/\omega$; U_aK/ω^2 对应 $K_0V_1\omega_1/\omega^2$, 设

$$\left. \begin{aligned} U_a &= nM_0V_1\omega_1 \\ U_aR \frac{1}{\omega} &= nR_0V_1\omega_1 \frac{1}{\omega} \\ U_aK \frac{1}{\omega^2} &= nK_0V_1\omega_1 \frac{1}{\omega^2} \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

式中 n 为比例常数. 将式(29)代入式(28)则

$$F_0 = \frac{nGBV_1\omega_1}{R_E} \cdot \frac{1}{\omega} \left[\left(R_0 + \frac{B^2l^2}{R_E} \right) + j \left(M_0\omega - \frac{K_0}{\omega} \right) \right] \quad (30)$$

(上接第 39 页)

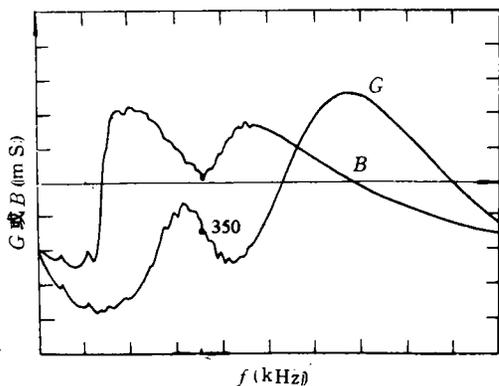


图 3 阻抗匹配后的换能器导纳曲线

联上 $15.2 \mu\text{H}$ 的电感后, $Z'_0 = Z_0 + j\omega L = 65.93 - 32.47j(\Omega)$, 代入(5)式可求得变压器输出阻抗 $Z_R = 99.70 - 0.31j(\Omega)$, 实测 $Z_R = 99.58$ 应用声学

+ $0.26j(\Omega)$. 可见换能器同发射机同样达到了调谐和阻抗匹配, 其导纳曲线类同图 3.

5 结论

在工程设计中, 只要将(5)、(6)、(10)、(12)、(14)和(16)编成程序, 将换能器工作频率 f_0 , 导纳 $G_0 + jB_0$ 及激励源内阻 R 输入计算机, 就可以迅速计算出变压器各参数. 测出根据各参数设计出的变压器 Z_1 , Z_2 和 Z_{R0} , 输入计算机, 就可以迅速计算出各换能器匹配所需的补偿电容或电感及相应的输出阻抗. 理论计算和实测值相吻合. 按此方法设计出的变压器输出阻抗一致性很好, 达到了预期的要求和匹配效果.

因此, 这种设计是换能器阻抗匹配行之有效的的设计方法.