

桥 T 型

录音补偿网络的设计

邱德生

录音补偿电路的设计是录音机设计中的一个关键环节,录音补偿电路的性能好坏,直接关系到录音机全通道频响、全通道失真、全通道信噪比等指标的优劣。录音过程中的各种高频损耗、录音电流在高频段需要较大的补偿,桥 T 电路是和需要的录音补偿曲线吻合较好的一个电路。桥 T 电路的设计公式在一般杂志、书籍中很难找到,本文将讨论如何确定录音补偿曲线,并从分析桥 T 网络的电压传递函数 $H(s)$ 着手,给出桥 T 网络的设计公式。

录音补偿曲线的确定

我们知道,磁带录音机放音系统的频率响应是用标准频响测试带来校正的。假如被设计的录音机的放音系统频率响应已由标准频响测试带校正到最佳状态,那末,要获得最佳的全通道频响,就应使所录磁带的剩余带磁通录到与标准频响测试带一致的水平。设此时录音电流为 $i_R(f)$,标准频响测试带经放音放大器放音输出电压为 $v_0(f)$,则应有 $v_{01}(f) = K(f)i_R(f)$, $K(f)$ 表示磁头、放音放大器等录音-放音转换中总的传递函数。定义

$$A_1(f) = \frac{v_{01}(f)}{v_{01}(315)}$$

则

$$A_1(f) = \frac{K(f)i_R(f)}{K(315)i_R(315)}$$

定义

$$A_2(f) = \frac{v_{02}(f)}{v_{02}(315)}$$

$v_{02}(f)$ 为用恒流录音磁带经同一放音放大器放音时的输出电压, i_0 为恒定录音电流,则

$$A_2(f) = \frac{v_{02}(f)}{v_{02}(315)} = \frac{K(f)i_0}{K(315)i_0}$$

由此可得

$$\frac{A_1(f)}{A_2(f)} = \frac{i_R(f)}{i_R(315)}$$

对此式两边求对数,则

$$20\lg A_1(f) - 20\lg A_2(f) = 20\lg \frac{i_R(f)}{i_R(315)}$$

为简便起见,设

$$A_1 = 20\lg A_1(f)$$

$$A_2 = 20\lg A_2(f)$$

$$A_i = 20\lg \frac{i_R(f)}{i_R(315)}$$

则

$$A_1 - A_2 = A_i$$

A_i 为录音时需要的录音电流补偿量, A_1 为标准频响测试带经放音放大器放音的输出频响, A_2 为恒流录音后经同一放音放大器的输出频响。

$A_i = A_1 - A_2$ 为一个极其简单实用的公式, A_1 与 A_2 一般在磁头的产品样本中给出,

或经过测试后得到。在实际设计时,往往需要知道录音电压补偿量。设电压补偿量为 Δv ,由图 1 可知,

$$v_R = i_R \sqrt{R^2 + Z^2}$$

式中 R 为恒流电阻, Z 为磁头阻抗。

$$\Delta v = 20\lg \frac{v_R}{v_{R15}} = 20\lg \frac{i_R \sqrt{R^2 + Z^2}}{i_{R15} \sqrt{R^2 + Z_{15}^2}}$$

一般 $R \gg Z_{15}$, 所以

$$\Delta v = A_i + 20\lg \sqrt{1 + \frac{Z^2}{R^2}}$$

从以上分析可知,从 A_1 、 A_2 、 $20\lg \sqrt{1 + \frac{Z^2}{R^2}}$ 可得录音放大器电压补偿量 Δv 。这里需要注意两点:(1)因为磁头电感在高频时要下降,所以 Z 与 f 不成正比关系, Z 应从产品样本中给出的 $Z-f$ 曲线直接得出或通过实际测量得出。(2) A_2 不但是 f 的函数,而且是偏磁电流 i_B 的函数。 i_B 不同, A_2 也不同, i_B 的确定,对 A_i 影响极大, i_B 要综合全通道失真、全通道频响考虑其大小。

表 1 给出了苏州磁头厂生产的 R-42B11 磁头的的数据,测试偏磁电流为 $280\mu A$,频率为 $80kHz$,放音测试带为 MTT216,录音测试带为 MTT501。

表 1

$f(kHz)$	2	4	6.3	8	10	12.5	14
$A_1(dB)$	9.5	11.5	12.4	11.8	11.3	10.6	10
$A_2(dB)$	10	10.5	7.5	5.6	2.5	-1.5	-4.5
$Z(k\Omega)$	1.84	3.43	5.1	6	7.2	8.7	10.85
r^*	0.3	0.34	0.72	0.96	1.33	1.83	2.59
$\Delta_i(dB)$	-0.5	1	4.9	6.2	8.8	12.1	14.5
$\Delta_v(dB)$	-0.4	1.34	5.62	7.16	10.13	13.93	17.09

$$* r = 20\lg \sqrt{1 + Z^2/R^2}$$

桥 T 网络分析

使用桥 T 型录音补偿网络的放大器如图 2 所示。分析该放大器只需分析该放大器的反馈系数 $F(s)$ 即可, 因为, 一般总可使 $|K_v F(s)| \gg 1$, 所以该放大器的电压传递函数

$$H(s) = \frac{1}{F(s)}$$

设

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)}$$

列出反馈网络的节点电位方程为

$$-\frac{1}{R_1} \dot{v}_1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_L} + sC_2 \right) \dot{v}_2 - sC_2 \dot{v}_3 = 0 \quad (1)$$

$$-sC_1 \dot{v}_1 - sC_2 \dot{v}_2 + \left[s(C_1 + C_2) + \frac{1}{R_2} \right] \dot{v}_3 = 0 \quad (2)$$

从式(1)、式(2)可推出

$$F(s) = \frac{R_L}{R_1 + R_L} \cdot \frac{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s R_2 (C_1 + C_2) + 1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s [R_2 (C_1 + C_2) + R_1' C_2] + 1}$$

式中

$$R_1' = \frac{R_1 R_7}{R_1 + R_L}$$

设

$$k = \frac{R_L}{R_1 + R_L}$$

$$R_2 = R, R_1 = mR, C_2 = C, C_1 = nC$$

则

$$F(s) = k \frac{s^2 mnR^2 C^2 + sRC(n+1) + 1}{s^2 kmnR^2 C^2 + sRC(km+n+1) + 1} \quad (3)$$

$F(s)$ 总可表示为

$$F(s) = k \frac{(s - s_{01})(s - s_{02})}{(s - s_{p1})(s - s_{p2})}$$

确定 $s_{01}, s_{02}, s_{p1}, s_{p2}$ 在极零图中的位置, 即可知道 $F(s)$ 的幅频特性及相频特性。

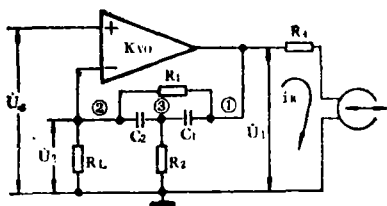


图 2

下面分析一下 $F(s)$ 的极零点分布。分子多项式的根的判别式为

$$[(n+1)^2 - 4mn]R^2 C^2$$

式中, 如

$$(n+1)^2 - 4mn < 0$$

即

$$m > \frac{(n+1)^2}{4n}$$

则分子的根为共轭复数。实际电路中, 为了得到所需的提升量, 必有

$$m \gg \frac{(n+1)^2}{4n}$$

所以零点 s_{01}, s_{02} 必为一对共轭复根。

分母的根的判别式为

$$[(km+n+1)^2 - 4kmn]R^2 C^2$$

因为 $R^2 C^2$ 大于 0, 所以只需考虑 $(km+n+1)^2 - 4kmn$, 因为

$$(km+n+1)^2 - 4kmn = (km-n)^2 + 2(km+n) + 1 > 0$$

所以 $F(s)$ 的极点为一对负实数。设

$$s_{01} = s_{02} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

则

$$\alpha = \frac{n+1}{2mn} \cdot \frac{1}{RC}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{mn}RC}$$

设 $s_{p1} = -\omega_{p1}$, $s_{p2} = -\omega_{p2}$, 并且 $j\omega$ 代 s

$$F(j\omega) = \frac{k \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{2\alpha}{\omega_0} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right)}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{p2}} \right)}$$

定义

$$Q = \frac{\omega_0}{2\alpha}$$

$$20 \lg |F(j\omega)| = 20 \lg k + 20 \lg \left| 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0} \right| - 20 \lg \left| 1 + j \frac{\omega}{\omega_{p1}} \right| - 20 \lg \left| 1 + j \frac{\omega}{\omega_{p2}} \right|$$

上式中各因子幅频特性的波特图如图 3 所示。各因子

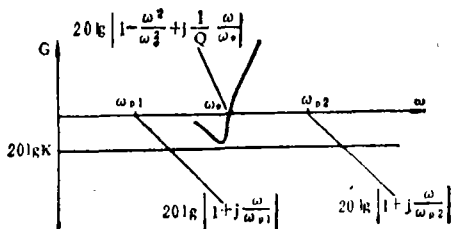


图 3

相加后, 得 $F(j\omega)$ 的幅频特性如图 4 所示。

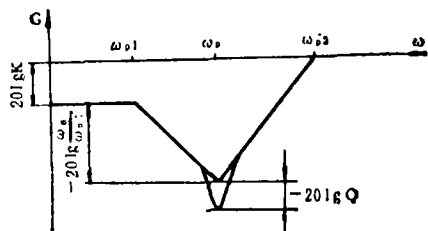


图 4

用同样方法, 可作 $F(j\omega)$ 的相频特性曲线, 如图 5 所示。

由图 4 可知, 3dB 转折频率主要由

$$20 \lg \left| 1 + j \frac{\omega}{\omega_{p1}} \right|$$

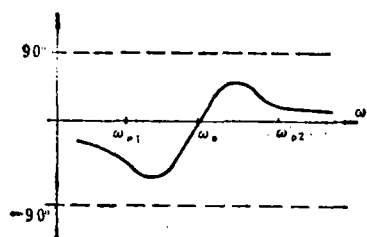


图 5

确定,所以极点 ω_{p1} 即为转折频率。 ω_0 处的幅值即

$$|F(\omega_0)| \approx 20 \lg \frac{\omega_0}{\omega_{p1}} + 20 \lg Q - 20 \lg K$$

设提升量为 A , 根据上式

$$A = Q \frac{\omega_0}{\omega_{p1}}$$

式中

$$Q = \frac{\omega_0}{2\alpha} = \frac{\sqrt{mn}}{n+1}$$

由此,可给出下面一组公式

$$\omega_{p1} = \frac{km+n+1 - \sqrt{(km+n+1)^2 - 4kmn}}{2kmn} \cdot \frac{1}{RC} \quad (4)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{mn}RC} \quad (5)$$

$$A = \frac{\sqrt{mn}}{n+1} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_{p1}} \quad (6)$$

式(4)计算很复杂,但实际上由于 $m \gg n$, 所以

$$\sqrt{(km+n+1)^2 - 4kmn} \approx km+1 \quad (7)$$

但式(7)不能直接用来计算 ω_{p1} , 如用式(7), 则 ω_{p1} 的分子中 km 将消去, 会带来很大的计算误差, 式(7)用来计算 ω_{p2} 误差不大。因为

$$\omega_{p1}\omega_{p2} = \frac{\omega_0^2}{k}$$

所以

$$\omega_{p1} = \frac{\omega_0^2}{\omega_{p2}} \cdot \frac{1}{k} \quad (8)$$

$$\omega_{p2} = \frac{km+n+1 + \sqrt{(km+n+1)^2 - 4kmn}}{2kmn} \approx \frac{2(km+1)+n}{2kmn} \quad (9)$$

把式(5)、式(9)代入式(8)得

$$\omega_{p1} = \frac{2}{2(km+1)+n} \cdot \frac{1}{RC} \quad (10)$$

由式(5)、式(6)、式(10)可以很方便地分析一个已知桥 T 电路。

桥 T 网络的设计

上面给出了已知一个电路, 如何分析电路的公式。

但如果已知 ω_{p1} 、 ω_{p2} 、 A , 如何来设计一个电路呢?

将式(5)除以式(4)代入式(6), 经整理后可得到

$$m = \frac{1}{k} \left[A \left(\frac{k\omega_{p1}^2}{\omega_0^2} + 1 \right) - 1 \right] (n+1)$$

设

$$P = \frac{1}{k} \left[A \left(\frac{k\omega_{p1}^2}{\omega_0^2} + 1 \right) - 1 \right] \quad (11)$$

则

$$m = P(n+1) \quad (12)$$

把式(12)代入式(6)可得:

$$n = \frac{\omega_{p1}^2}{\omega_0^2} A^2 / \left(P - \frac{\omega_{p1}^2}{\omega_0^2} A^2 \right) \quad (13)$$

求出 m 、 n 后, 由下面公式, 即可求出电路中各参数

$$RC = \frac{1}{\sqrt{mn}\omega_0} \quad (14)$$

$$R_1 = \frac{R_L(1-k)}{k} \quad (15)$$

$$R_2 = \frac{R_1}{m} \quad (16)$$

$$C_2 = \frac{RC}{R_1} \quad (17)$$

$$C_1 = nC_2 \quad (18)$$

下面用表 1 给出的 Δv 及式(11)~式(18)来设计一个实际电路, 电路如图

6 所示。

设计要求为 $k=0.1$,

$f_{p1}=5\text{kHz}$, $f_0=14\text{kHz}$,

$A=8$ 解: 由式(11)~

(18), 可求出 $P=71.02$, n

$=0.13$, $m=80.24$, $RC=$

3.52×10^{-6} , 取 $R_2=4.7$

$\text{k}\Omega$, 则 $R_1=42.3\text{k}\Omega$, $R_2=527\Omega$ $C_1=868\text{pF}$, $C_2=$

6679pF 。

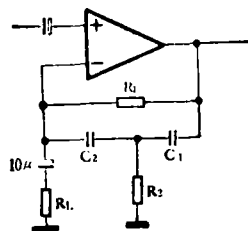


图 6

表 2

$f(\text{kHz})$	2	4	6.3	8	10	12.5	14
Δv (目标值)	-0.4	1.34	5.62	7.16	10.13	13.93	17.09
CAA 结果(桥 T)	-0.83	-2.5	-5.43	-7.92	-11.36	-15.45	-17.75
实测结果	桥 T	-0.8	-2.6	-5.5	-7.8	-11	-14.8
	桥 T 连放大器	0.8	2.5	5.2	7.6	10.7	15.2

注: CAA 计算频率点为: 2、3.915、6.325、7.662、10.22、12.38、13.63kHz。CAA 及测量是在元件取系列后进行的。

可控多路开关的通道结构

初 铭 志

自动测试系统问世后,随着应用的日益广泛,要求自动测试的对象也日趋复杂。例如,对较复杂电子产品的测试,系统中就需要连接多台激励信号源和响应测量仪器,而且除精度和速度的要求外,还有多点、多参量、多功能的要求。由于系统规模的不断扩大,测试复杂程度的提高,一些将激励和测量仪器直接连于被测装置(device under test, 缩写为 DUT)的简单方法,无法实现系统中各种仪器与 DUT 之间信号的自动连接和切换。因此必须有一个自动化的开关装置,才能完成系统对多个激励源和多个测量仪器的连接以及对一个 DUT 的多点和多个 DUT 的测试。这种装置就是带有通用接口的可控开关。或称多路开关、扫描器、矩阵开关、或开关网络等。它是系统与 DUT 之间不可缺少的信号通道,因此必须有与系统相匹配的结构和性能。

基本通道结构

(一)一般开关结构(见图 1)

这种开关结构可完成一个输入对一个输出的连接,主要用于控制信号的切换。例如,连接系统中独立于其它激励源和测量仪器的电源或控制信号到 DUT,将 DUT 的输出连于负载或监视器,启动系统中一个独立单元——监视器或传感器等。由于每个开关是相互独立的,因此可同时闭合多个开关。此外,如果用户乐于完成其外部接线的话,这种最基本的开关结构可构成任何一种其它类型的开关结构。



图 1

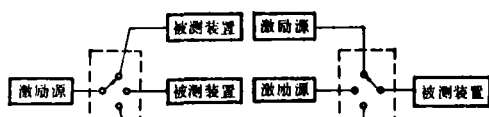
上述元件数值取系列值后如下: $R_1=43\text{k}\Omega$, $R_2=510\Omega$, $C_1=820\text{pF}$, $C_2=6200\text{pF}$ 。表 2 列出了计算机辅助分析及实测数据(315kHz 输出为 0dB)。

由式(4)、(5)、(6)可知,确定一组 ω_{p1} 、 ω_0 、 A 后,方程组(4)、(5)、(6)只有一组唯一解,所以改变一个元件的数值,将引起三个量一起改变,因此桥 T 电路的设计计算尤为重要,单靠实验,很难获得最佳效果。

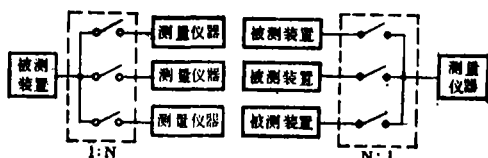
由 ω_{p1} 的近似公式(10)可知,在 RC 乘积及 m 不变的情况下,单改变 n 可引起 ω_0 及 A 改变,但对 ω_{p1}

(二)扫描和多路开关结构(见图 2)

这是小系统中最常用的两种结构,通过这两种结构能实现一台仪器对多个 DUT 或多台仪器对一个 DUT 的连接。对于 1:N 的结构可完成一个信号源到 N 个激励点或一个被测点到 N 台测量仪器的连接(例如:将一个 DUT 的输出连于交流电压表和频率表)。N:1 的结构是用以连接 N 个信号源到一个 DUT 输入或 DUT 的 N 个输出到一台测量仪器。扫描开关结构的历史最久,在早期的一些没有计算机控制的小系



(a) 扫描开关



(b) 多路开关

图 2

统中用得最多,而且是由仪器的功能实现其顺序控制,完成多点巡检测试。在系统中它相当于一个多点选择开关,形式有两种:第一种是非短路型——在进行新的连接前断开已存在的连接。第二种是短路型——在断开已存在的连接前进行新的连接。两种形式在自动测试系统中均可实现,除说明外,一般认为是非短路型。

影响不大,也就是说,改变 C_1 ,可引起 ω_0 及 A 改变, n 取 1 时, Q 取得最大值。

由表 2 可知,4kHz 处误差较大,这主要由于在计算 ω_{p1} 时,忽略了 $20\lg\left|1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}+j\frac{1}{Q}\cdot\frac{\omega}{\omega_0}\right|$ 的影响。其实,此因子在 ω_{p1} 处,在上述例子中,有 1dB 左右的影响,设计中应加以考虑。 Q 越大, ω_0/ω_{p1} 越小,此因子影响越大,在 $A\approx 10$, $\omega_0/\omega_{p1}\approx 3$ 时,取 $\Delta v=4\text{dB}$ 时,频率为 ω_{p1} ,误差将更小。