用于低频振荡器的维恩电桥的分析*

黄 志 洵

1891 年，维恩 (M. C. Wien) 提出了一种用作电容比较的电桥电路[1]．它的基本构成元件是串联阻容(R_1、C_1) 和并联阻容(R_2、C_2)组成的 Γ 形网络．频率很低时 ($f \to 0$)，C_2 的电抗很大，因而 C_2 可略去不计；这时，C_1 造成输出电压超前于输入电压．频率逐渐升高，超前角逐步减小．另一方面，频率很高时 ($f \to \infty$)，C_1 的电抗很小，因而 C_1 可略去不计；这时输出电压落后于输入电压．频率逐渐降低，落后角逐步减小．在某个频率 f_0，Γ 形网络的相移为零．这样的电路被称为“维恩电桥”，我国习惯上译为“文氏电桥”．

根据维恩桥的零相移特性，显然可用于测频技术，并可用于滤波器、选频放大器、振荡器等处．又可在气体热导率测量中作频率响应分析[2]，在真空测量技术中作定温电阻真空计[3]，等等．

1939 年，特曼 (Terman) 等论述了双支路电桥(除 Γ 形网络外还包含一个纯电阻性负反馈支路 R_3、R_4) 用于低频振荡器的方法[4]，第一次提出用白炽灯泡(作 R_4) 改善振荡器的频率稳定度、振幅稳定度、失真度等项指标．但是，文献 [4] 以及后来出现的某些资料，论述不够清楚，也缺乏工程计算所需要的较完善的理论公式．

本文对包含 R_3、R_4，用于低频振荡器的维恩桥的性质，作了一些基本的数学分析和计算；对从事仪器设计的同志，可能有一些帮助．

一、基本概念

维恩电桥的基本部分，包含 6 个元件，即图 1 中的

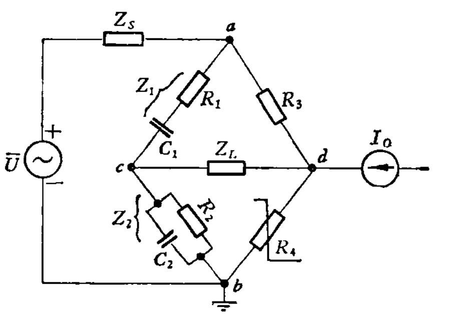

图 1 维恩电桥的基本部分

R_1、C_1、R_2、C_2、R_3、R_4．$\bar{U}$ 是输入到电桥的信号源电压；Z_S 是信号源阻抗；Z_L 是电桥输出端的负载阻抗；I_0 代表实际上可能存在的一个直流电流源；R_4 的特殊符号表示它可能是一个非线性电阻．

图 1 的表示是完整的，但为了分析和处理方便起见，有必要把图 1 稍作简化．

首先，规定 $z_L = \infty$，即 cd 两点间开路．这对于电子管维恩电桥振荡器、场效应晶体管维恩电桥振荡器而言，是符合实际的．

其次，近似地取 $Z_S = 0$、$I_0 = 0$、$R_4 =$ 常数．这些假定虽与实际情况有出入，但为了更好地揭示出文氏电桥的某些重要规律，仍不妨先作这样的假定．

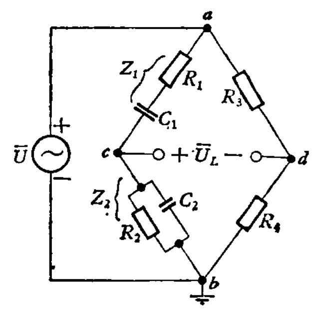

图 2 维恩电桥

因此，我们将处理图 2 的维恩电桥．为方便起见，规定几个符号：

$$m = \frac{R_1}{R_2},$$

$$n = \frac{C_2}{C_1},$$

$$\beta_{(-)} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

如果把图 2 的电路改画为图 3 形态的等效电路，在 $\bar{U}$ 一定时可得到相同的 $\bar{U}_L$．由图 3 可见，当

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}},$$

等效电感 L 与电容 C_1 发生串联谐振，流过 acb 支路的电流最大，因而 $|\bar{U}_{cb}|$ 最大．同时，整个电路成为纯电

* 1973 年 4 月 7 日收到．

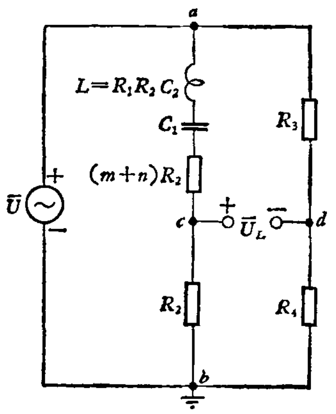

图 3 等效电路

阻性质的惠斯顿桥(Wheatstone bridge)，$\bar{U}_L$ 与 $\bar{U}$ 之间没有相移．因此，ω_0 称为“零相移频率”．很容易证明：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{\sqrt{mn}}{R_1C_2} = \frac{1}{\sqrt{mn}\,R_2C_1}. \quad (1)$$

规定：

$$y = \frac{\omega}{\omega_0},$$

y 称为“相对失谐”；以后，电桥的一系列特性，可表为 y 的函数．

输出电压 $\bar{U}_L$ 可以写成为：

$$\bar{U}_L = \bar{U}_{cb} - \bar{U}_{db} = \bar{U}_{cb} + (-\bar{U}_{db}).$$

用矢量图(图 4)可看清 U_L 与 y 的关系．当 $y=1$，U_L 并不是最大，而是最小．

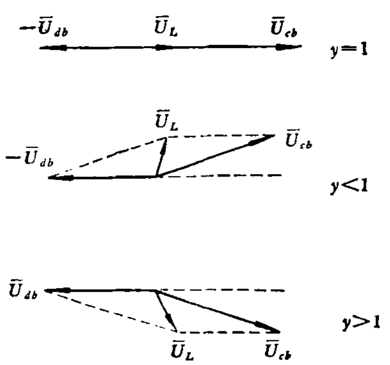

图 4 矢量图

显然，$y=1$ 只是电桥的“零相移条件”，而不是电桥的“平衡条件”．当 $U_L=0$，电桥达到平衡．为此，首先要满足 $y=1$，其次还要满足：

$$(m+n)R_2R_4 = R_2R_3,$$

亦即

$$\frac{R_3}{R_4} = m+n;$$

因而，用图 3 很快地得出了电桥的平衡条件．然而，必须注意的是：等效电路的使用，是有一定限制的，不能用它去求电桥的一切参量．

用于低频振荡器的维恩电桥，工作在 $y=1$，$\frac{R_3}{R_4} \neq m+n$ 的条件下；故 $U_L \neq 0$，而只是达到最小值 U_{L0}．

二、电压传输系数

根据图 2，可以证明：

$$\tilde{\beta} = \frac{\bar{U}_L}{\bar{U}} = \frac{\frac{R_3}{R_4} - \frac{Z_1}{Z_2}}{1+\frac{Z_1}{Z_2}}\,\beta_{(-)}.$$

然而

$$\frac{Z_1}{Z_2} = (m+n) + j\sqrt{mn}\left(y - \frac{1}{y}\right),$$

故得

$$\tilde{\beta} = \frac{\frac{R_3}{R_4} - (m+n) + j\sqrt{mn}\left(\frac{1}{y} - y\right)}{(1+m+n) - j\sqrt{mn}\left(\frac{1}{y} - y\right)}.$$

由上式可得电压传输系数的模：

$$\beta = \sqrt{\beta_{(-)}^2 - \frac{2\beta_{(-)}(1+m+n) - 1}{(1+m+n)^2 + mn\left(\frac{1}{y} - y\right)^2}}. \quad (2)$$

这是一个方便的公式；它提供的函数图象见图 5．

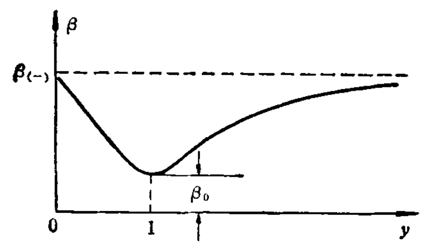

图 5 函数 $\beta(y)$ 图象

根据 (2) 式可知，若

$$\beta_{(-)} = \frac{1}{2(1+m+n)},$$

则有 $\beta = \beta_{(-)}$；这时，β 与 y 无关，不具备频率选择性．因此实际上须取

$$\beta_{(-)} > \frac{1}{2(1+m+n)}. \quad (3)$$

另一方面，获得最佳频率选择性(即 $\beta \sim y$ 曲线最尖锐)的条件是：

$$\beta_{(-)} = \frac{1}{1+m+n}.$$

这时有：

$$\beta = \frac{\eta\left(\frac{1}{y} - y\right)}{\sqrt{1 + q^2\left(\frac{1}{y} - y\right)^2}}, \quad (4)$$

式中

$$q=\frac{\sqrt{mn}}{1+m+n},\tag{5}$$

$$\eta=\frac{\sqrt{mn}}{(1+m+n)^2}.\tag{6}$$

后面将证明，当 $m=n=0.5$，η 最大（比 $m=n=1$ 时大）。图 6 是改变 m、n 值而进行计算得到的结果.

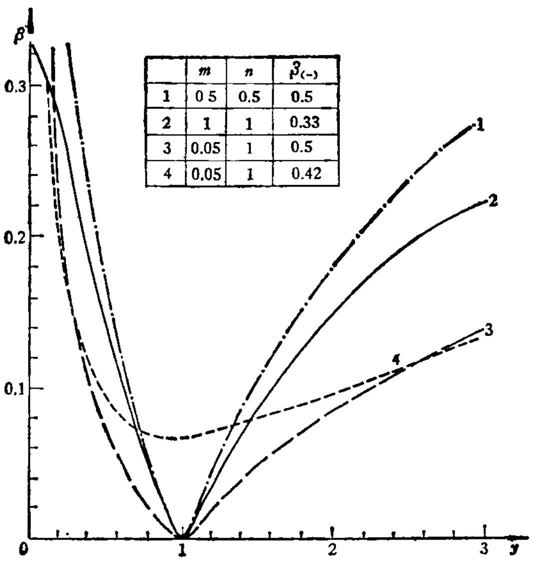

图 6　改变 m、n 值而得到的函数 $\beta(y)$ 图象

众所周知，象维恩电桥、双 T 电桥这样的网络，可以用在选频放大器中，也可以用在振荡器中。根据不同的用途，设计考虑方法也不能绝对相同。例如，用作振荡器的维恩电桥，有一个重要的特点，即 $y=1$ $(\omega=\omega_0)$ 时要有输出电压。命 β_0 为 $\omega=\omega_0$ 时的电压传输系数：

$$\beta_0=\frac{U_{L0}}{U}=\frac{\frac{R_3}{R_4}-(m+n)}{1+m+n}\,\beta_{(-)}.$$

根据上式可得：

$$\frac{R_3}{R_4}=\frac{1+m+n}{1-(1+m+n)\frac{U_{L0}}{U}}-1.\tag{7}$$

表 1　R_3/R_4 比值表

U_{L0} (mV)		0	10	100	200
$\frac{U_{L0}}{U}$		0	10^{-3}	10^{-2}	2×10^{-2}
$\frac{R_3}{R_4}$	$m=1$, $n=1$	2	2.01	2.1	2.2
	$m=0.05$, $n=1$	1.05	1.06	1.09	1.14

利用这个公式，可以在给定 U_{L0}、U、m、n 的情况下，算出必需的 $\frac{R_3}{R_4}$ 比值。例如，取 $U=10V$，则可列出一个表（表 1）。

由表 1 可知，$\frac{R_3}{R_4}$ 比 $(m+n)$ 大得越多，电桥离开平衡越远。

三、相　　移

电压传输系数可写成：

$$\bar{\beta}=\beta\,\Phi_\beta.$$

式中 Φ_β 代表电桥输出电压相对于输入电压的相位移．不难证明：

$$\Phi_\beta=\mathrm{tg}^{-1}\left\{\frac{q\left(\frac{1}{y}-y\right)}{1-\beta_{(-)}(1+m+n)\left[1+q^2\left(\frac{1}{y}-y\right)^2\right]}\right\}.\tag{8}$$

当 x 很小时，$\mathrm{tg}^{-1}x\cong x$；故可取 $y\cong1$ 的 Φ_β 表达式为：

$$\Phi_\beta\cong\frac{q\left(\frac{1}{y}-y\right)}{1-\beta_{(-)}(1+m+n)\left[1+q^2\left(\frac{1}{y}-y\right)^2\right]}.\tag{9}$$

为了改善振荡器的频率稳定性，要求提高 $y=1$ 处 $\Phi_\beta\sim y$ 特性曲线的斜率．可以证明：

$$\left[\frac{\partial\Phi_\beta}{\partial y}\right]_{y\cong1}\cong\frac{2q}{\beta_{(-)}(1+m+n)-1}.\tag{10}$$

由于用作振荡器的维恩电桥工作在下述状态：

$$\beta_{(-)}\lesssim\frac{1}{1+m+n}.\tag{11}$$

因此相位特性在 $y=1$ 处的斜率是负值．

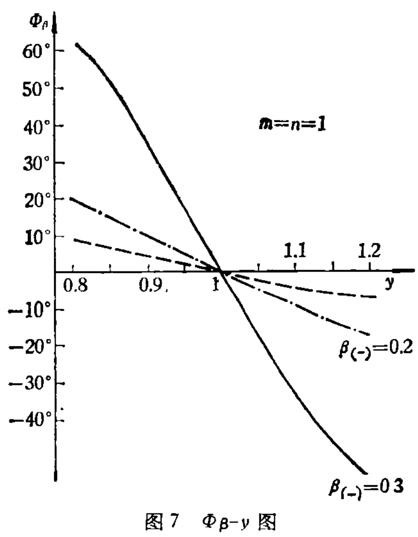

图 7　Φ_β-y 图

在满足不等式（11）时，$\beta_{(-)}$ 越大，斜率越大．图 7 是计算结果，虚线是不存在 R_3、R_4 的情况［也就是惠尔（Whale）按单路 Γ 形网络分析的情况[5]］．显然可见，R_3、R_4 的引入，改善了电桥的性能．此外，$\beta_{(-)}$ 越接近$(1+m+n)^{-1}$，效果越好，因为可以弥补 m、n 选择不当而带来的缺点（图 8）．

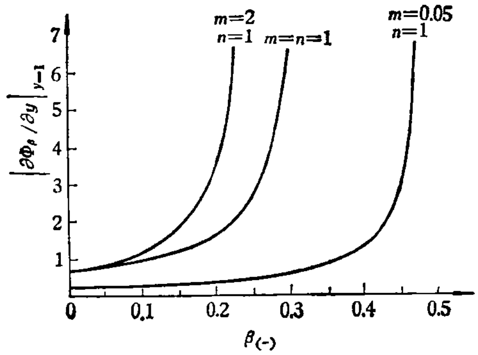

图 8 $\left|\dfrac{\partial\Phi_\beta}{\partial y}\right|_{y=1}-\beta$ 图

四、质 量 因 数

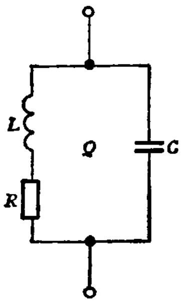

图 9 并联谐振电路

图 9 所示的并联谐振电路，如果以一恒流源给它馈电，则输入电流与回路两端电压之间的相角差是：

$$\Phi=\mathrm{tg}^{-1}\left\{\frac{\omega L(1-\omega^2 LC)-\omega CR^2}{R}\right\}.$$

命 $\omega_0^2=\dfrac{1}{LC}$，$y=\dfrac{\omega}{\omega_0}$，$Q=\dfrac{\omega_0 L}{R}$，可得：

$$\Phi=\mathrm{tg}^{-1}\left\{Q(1-y^2)-\frac{y}{Q}\right\}.$$

当 Φ 比较小时，有

$$\Phi\cong\left\{yQ(1-y^2)-\frac{y}{Q}\right\}.$$

如果 Q 比较大，就有

$$\left[\frac{\partial\Phi}{\partial y}\right]_{y=1}\cong-2Q,$$

故可定义质量因数为[6]：

$$Q=\frac{1}{2}\left|\left[\frac{\partial\Phi}{\partial y}\right]_{y=1}\right|.$$

可见，相位特性曲线斜率越陡，Q 越大．

对维恩电桥而言，如果取

$$Q=\frac{1}{2}\left|\left[\frac{\partial\Phi_+}{\partial y}\right]_{y=1}\right|,\tag{12}$$

式中 Φ_+ 是仅考虑 $R_1C_1R_2C_2$ 支路（没有 R_3、R_4）时，Γ 形网络的相移．这时，根据本文的符号有：

$$Q=q=\frac{\sqrt{mn}}{1+m+n}.\tag{13}$$

因此，当 $m=n=1$，$Q=\dfrac{1}{3}=0.33$；当 $m=n=0.5$，$Q=\dfrac{1}{4}=0.25$．可见，这样定义时 Q 值很小．这可能正是人们没有对 RC 电路的质量因数给予重视的原因之一．

按（12）式来定义 Q 值固然是没有问题的．但是，能不能根据图 2 的完整维恩电桥（包含 R_3、R_4）来定义 Q 值呢？如果取

$$Q=\frac{1}{2}\left|\left[\frac{\partial\Phi_\beta}{\partial y}\right]_{y=1}\right|,\tag{14}$$

就得到

$$Q=\frac{q}{1-\beta_{(-)}(1+m+n)}.\tag{15}$$

绘出 $Q\sim\beta_{(-)}$ 函数图象，得图 10．据此，可作如下讨论：

1．当 $\beta_{(-)}=(1+m+n)^{-1}$，$Q\to\infty$；这与前面所述"$\beta\sim y$ 曲线变尖锐"是符合的．

2．只要 $0<\beta_{(-)}<(1+m+n)^{-1}$，就有 $Q>q$；这结果能很好地解释 R_3、R_4 支路的存在，对于提高维恩电桥质量有重大作用．

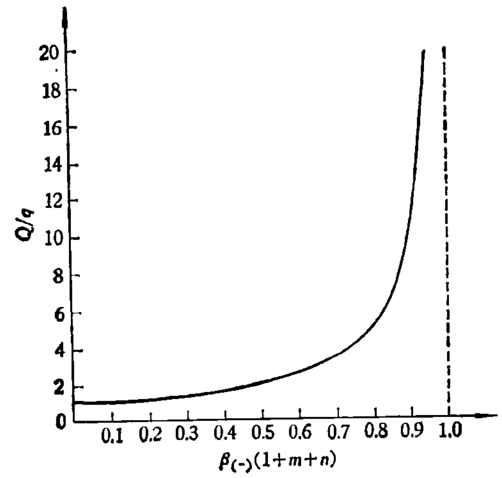

图 10 $Q\sim\beta_{(-)}$ 函数图象

3. 当 $\beta_{(-)} = \frac{1}{2}(1+m+n)^{-1}$，按公式(2)，$\beta$ 与 y 无关；按公式(15)，$Q=2q$. "不具备频率选择性"与"有 Q 值"在概念上矛盾！

4. 当 $m=n=1$，或 $m=n=0.5$，由(15)式都得到 $Q\to\infty$，看不出区别．实际上是有区别的，见图6．这是(15)式的又一缺点！

在以上讨论中，两条符合实际，两条有矛盾．那么，对于图2的维恩电桥，究竟能否按(14)式定义 Q 值呢？就成为一个问题．

产生问题的原因首先在于：图2的 $\beta\sim y$ 曲线，形状是下凹的，见图6．然而，LC 迴路的谐振曲线，形状是上凸的．因此，严格说来只能根据 $\beta_{(+)}\sim y$ 曲线，定义维恩桥的 Q 值，即(12)式．

问题还在于：前面的定义是由 LC 谐振电路出发的，在推导过程中假定了 $Q\gg 1$；然后，又以这样的定义去处理 $Q\cong 1$ 的问题．LC 电路在低 Q 情况下是很复杂的，例如谐振频率取决于电阻在两臂的分布．所以，上述定义方法是很粗糙的．

假定：

1. LC 电路的损耗电阻全部集中在电感 L 里面，其值为 R.

2. 谐振的定义是电流、电压同相．

3. 质量因数的定义是 $Q=\frac{\omega_0 L}{R}$（ω_0 为谐振角频率）．

那么，就可以证明：

$$\omega_0=\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{R}{L}\right)^2},$$

$$\left[\frac{\partial\Phi}{\partial y}\right]_{y=1}=\frac{-2Q^3}{Q^2+1}.$$

命

$$\xi=\left[\frac{\partial\Phi}{\partial y}\right]_{y=1},$$

则得

$$2Q^3+\xi Q^2+\xi=0. \tag{16}$$

因此，为得到 Q 就要解三次代数方程式．这样得出的结果较精确．

另一种处理方法是：在 $5\geqslant Q\geqslant 1$（即 $10\geqslant|\xi|\geqslant 1$）的条件下，有

$$\xi=0.2(6-11Q),$$

即

$$Q=0.545-0.455\xi. \tag{17}$$

这样处理的误差小于2%．

根据以上分析，就知道从定义式(14)出发，为什么会同时产生合理的与不合理的结果．

联立(7)式和(15)式，可以证明：

$$Q=\eta\frac{U}{U_{L0}}. \tag{18}$$

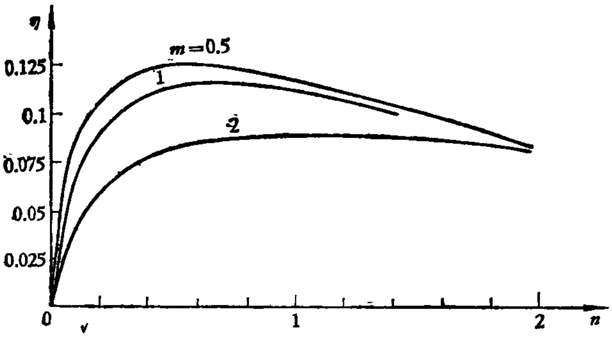

图11　η 与 m, n 的关系

显然，使 U、U_{L0} 一定，那么使 η 最大的条件，就是使 Q 最大的条件．

数值计算能使我们更清楚地看出维恩电桥的特性．取 $m=n=0.5$，得到最大的 η 值：

$$\eta=\eta_{\max}=0.125.$$

另一方面，取 $m=n=1$，则得：

$$\eta=0.88\eta_{\max}=0.11$$

可见，"最大质量因数电桥"($m=n=0.5$)并不是"对称电桥"($R_1=R_2$、$C_1=C_2$)．

图11给出 η 与 m、n 的关系．

五、电桥对振荡波形失真的影响

根据图2，规定符号：

$$\bar\beta_{(+)}=\frac{\bar U_{cb}}{\bar U}=\beta_{(+)}\Phi_{+}$$

并规定

$$\beta_{(+)0}=\beta_{(+)}|_{y=1}=\frac{1}{1+m+n}, \tag{19}$$

则可证明：

$$\beta_{(+)}=\frac{\beta_{(+)0}}{\sqrt{1+q^2\left(\frac{1}{y}-y\right)^2}}. \tag{20}$$

可以认为：把电阻分压器支路(R_3、R_4)和正反馈支路(R_1、C_1、R_2、C_2)合在一起考虑电桥性能的方法，比之于把 R_3、R_4 放到放大器里去考虑的方法，前者具有明显的优点，其中之一就是有了从理论估计振荡器失真的可能性[7]：

$$K_{f0}=HK_{fa},$$

式中 K_{fa} 是放大器的谐波失真，K_{f0} 是振荡器的谐波失真．H 是一个系数，其值应小于1，它说明反馈使放大器失真减小的程度．

当总传输系数为 $\bar\beta$ 的 RC 电桥与电压增益为 $\bar K$ 的放大器相连时，有

$$H=\frac{1}{|1-\bar K\bar\beta|}.$$

我们希望 H 越小越好，即 $|1-\bar{K}\bar{\beta}|$ 越大越好．由于

$$\bar{\beta}=\bar{\beta}_{(+)}-\beta_{(-)},$$

故有

$$H=\frac{1}{|1-\bar{K}\bar{\beta}_{(+)}+\bar{K}\beta_{(-)}|}.$$

从此式可知，不能认为维恩电桥振荡器的波形失真与 R_3、R_4 无关．试验也证明是有很大关系，而不是"无关"．

但是，$\beta_{(-)}$ 是根据 $y=1\ (\omega=\omega_0)$ 的稳态振荡调好了的，然后可以指定 $y=2$、3，看 H 值的情况．所以，可根据稳态振荡条件

$$(K\beta)_{\omega_0}=1,$$

而取

$$\beta_{(-)}=\beta_{(+)0}-\frac{1}{K_0}.$$

这时有

$$H=\frac{1}{K_0|\beta_{(+)0}-\bar{\beta}_{(+)}|}.$$

在这个式子里 $\beta_{(-)}$ 不出现．不过，并不能据此而认为失真与 R_3、R_4 无关．

由于上式中 $\bar{\beta}_{(+)}$ 是矢量，所以

$$|\beta_{(+)0}-\bar{\beta}_{(+)}|\neq\beta_{(+)0}-\beta_{(+)}.$$

可以证明

$$|\beta_{(+)0}-\bar{\beta}_{(+)}|=\beta_{(+)0}\frac{q\left(\frac{1}{y}-y\right)}{\sqrt{1+q^2\left(\frac{1}{y}-y\right)^2}}.\quad(21)$$

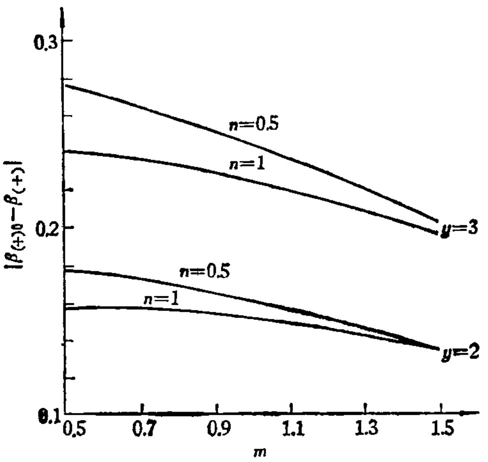

图 12　$|\beta_{(+)0}-\beta_{(+)}|\sim m$ 关系

据此，可以绘出我们计算得到的图象，见图 12．可知：在放大器一定（K_0 一定）时，为了减小振荡失真，在设计电桥参数时应注意以下问题：

1．n 值取 0.5 比取 1 好；尤其对抑制 3 次谐波而言更是如此．

2．m 值取 0.5 比取 1 好，也是对抑制 3 次谐波而言较为明显．对 2 次谐波而言，在取 $n=1$ 时抑制作用较差，取 $n=0.5$ 则抑制作用较好．

另外，可以看到一种情况．根据

$$K_0|\beta_{(+)0}-\bar{\beta}_{(+)}|=\frac{1}{H}.$$

如要求 $H<1$，必须

$$K_0>\frac{1}{|\beta_{(+)0}-\bar{\beta}_{(+)}|}.\quad(22)$$

由图 12 知，一般 $|\beta_{(+)0}-\bar{\beta}_{(+)}|<0.3$，故要求 $K_0>3$．实际上，K_0 可以比 3 大得多，故振荡器失真一定小于放大器失真．

当然，对于不同用途的振荡器，要求的失真度不同．作正弦信号发生器时，失真越小越好．今天优良的振荡器失真度低达 0.01%．另一方面，对于象定温电阻真空计那样的振荡器，失真度要求大大降低，只要在 10% 以下就可以了．因此，对前一种设计工作而言，要求在理论概念上搞得更清楚．

六、电桥元件准确性的影响

很明显，电桥元件的不精确和不稳定，将造成电桥在大批生产中表现出性能不一致和工作状态不稳定．例如，很容易证明：

$$\frac{d\omega_0}{\omega_0}=-\frac{1}{2}\left\{\frac{dR_1}{R_1}+\frac{dR_2}{R_2}+\frac{dC_1}{C_1}+\frac{dC_2}{C_2}\right\}.\quad(23)$$

上式表明，零相移频率的准确性和稳定性，决定于 R_1、R_2、C_1、C_2 这四个元件的准确性和稳定性．例如，每个元件误差为 1%，频率误差就可能是 2%．

从维恩电桥振荡器的振幅稳定来看，要求维恩电桥的电压传输系数稳定．但当 R_1、R_2、C_1、C_2 存在不准确或不稳定时，$\beta_{(+)0}$ 值将出现不准确或不稳定：

$$d\beta_{(+)0}=\frac{1}{(1+m+n)^2}\left\{m\left(\frac{dR_1}{R_1}-\frac{dR_2}{R_2}\right)+n\left(\frac{dC_2}{C_2}-\frac{dC_1}{C_1}\right)\right\}.\quad(24)$$

另外，当 R_3、R_4 存在不准确或不稳定时，$\beta_{(-)}$ 将出现不准确或不稳定

$$d\beta_{(-)}=\frac{R_3/R_4}{(1+R_3/R_4)^2}\left\{\frac{dR_3}{R_3}-\frac{dR_4}{R_4}\right\}.\quad(25)$$

这样，总的电压传输系数的不准确或不稳定，可用下式来计算：

$$d\beta=d\beta_{(+)0}-d\beta_{(-)}\quad(26)$$

下面，讨论减少 $d\beta$ 的方法．

1．严格控制元件质量，减小 $\frac{dR_1}{R_1}$、$\frac{dR_2}{R_2}$、$\frac{dC_1}{C_1}$、$\frac{dC_2}{C_2}$、$\frac{dR_3}{R_3}$、$\frac{dR_4}{R_4}$；

2．使 $\frac{dR_1}{R_1}$ 与 $\frac{dR_2}{R_2}$、$\frac{dC_1}{C_1}$ 与 $\frac{dC_2}{C_2}$、$\frac{dR_3}{R_3}$ 与

（下转 320 页）

理解，要不要在辩证唯物主义指导之下，加以审查和重新认识和解释．这是一场侵袭和反侵袭，复辟和反复辟的斗争，这是捍卫无产阶级革命成果，保证无产阶级江山永不变色，保卫无产阶级专政斗争的组成部分．

列宁指出“**为了坚持这个斗争，为了把它进行到底并取得完全胜利，自然科学家就应该做一个现代的唯物主义者，做一个以马克思为代表的唯物主义的自觉拥护者，也就是说应当做一个辩证唯物主义者．**”（609页）毛主席根据马克思主义关于无产阶级专政的学说，总结了国际、国内革命斗争经验，提出了无产阶级专政下继续革命的理论，为我党制定了一条整个社会主义历史阶段的基本路线．毛主席还指出无产阶级必须在上层建筑其中包括各个文化领域中对资产阶级实行全面的专政．最近又作了关于理论问题的重要指示．我们要认真学习毛主席最近这一重要指示，学习马克思、恩格斯、列宁关于无产阶级专政的论述，深刻认识社会主义社会阶级斗争的长期性、复杂性，不断地主动地向一切剥削阶级的意识形态发动进攻，用马列主义、毛泽东思想占领整个上层建筑其中包括各个文化领域．对自然科学理论中以各种面目出现的资产阶级、修正主义反动哲学观点、流派进行揭露和批判，用辩证唯物主义分析、认识自然科学中的各种问题，让辩证唯物主义占领整个自然科学理论阵地．在各个方面把无产阶级专政下的继续革命进行到底．

（上接 260 页）

的经验，研究《神灭论》，不仅可以激励我们破除迷信，解放思想，敢于斗争，敢于胜利，而且还能帮助我们进一步认清两条思想路线斗争的长期性和重要性．宗教虽然发端于人类的蒙昧时期，但它的发展和兴盛却完全是反动统治阶级利用的结果．它的根除，不仅在于科学的发展，更取决于阶级的消灭．二十世纪七十年代，距离《神灭论》的问世已经近一千五百年了．可是，苏修叛徒集团竟吹捧“基督教同在社会主义与共产主义原则上改造社会关系的过程的和谐、适应和协调”，在十月革命的故乡大肆推行“共产主义基督教”．林彪也恬不知耻地挥舞“受于天”的黑旗．这一切，都清楚地说明了垂死的反动派，总要用“神权”、“天命”作武器同无产阶级在上层建筑领域进行拚死的较量．包括宗教迷信等在内的旧思想、旧习惯势力也顽强地阻碍着社会主义新生事物的成长．无产阶级要用马克思主义唯物论最终战胜唯心主义有神论，还要经过长期艰巨的努力和反复激烈的斗争．

列宁早就指出：无产阶级专政的任务之一，就是“**要把十八世纪末叶战斗的无神论的文献翻译出来，广泛地传播到人民中去**”，“**不倦地进行无神论的宣传和斗争**”[1)]．我们一定要认真学好无产阶级专政的理论，总结历史的和现实的斗争经验，宣传无神论，批判有神论，在上层建筑其中包括各个文化领域对资产阶级实行全面的专政，在清除剥削阶级垃圾、巩固无产阶级专政的斗争中，把我国建成社会主义的现代化强国！

1）列宁，《论战斗唯物主义的意义》，《列宁选集》第四卷，人民出版社，（1972），605.

（上接 306 页）

$\frac{dR_4}{R_4}$，大小相等而符号相反，从而使 $d\beta_{(+)0} \cong 0$、$d\beta_{(-)} \cong 0$.

3．使 $d\beta_{(+)0}$ 与 $d\beta_{(-)}$，大小和符号都相同．例如，当元件的品质造成 $\beta_{(+)0}$ 增大，就人为地减小 R_3，使 $\beta_{(-)}$ 增大同样数值．

以上诸法都是可行的，而方法 3 是最方便的．例如，取 $R_1 = 200$ 欧、$R_2 = 3600$ 欧、$R_3 = 57.8$ 欧、$R_4 = 35.7$ 欧、$C_1 = 0.047$ 微法、$C_2 = 0.04$ 微法，则可证明：若 $\frac{dm}{m} = \frac{dn}{n} = +6\%$，而 R_4 没有误差；那么，只要把 R_3 减至 52 欧，即使 $\frac{dR_3}{R_3} = -10\%$，就可实现 $d\beta_{(+)0}$ 与 $d\beta_{(-)}$ 的互相抵销，而使 $d\beta = 0$．实际上，把 R_3 取为 58 ± 8 欧，即 50～66欧可调，就把问题解决了．因此，大批生产中常令 R_3 可变．

参 考 文 献

[1] Wien, M. C., *Ann. d. Physik*, **44** (1891), 681.
[2] Tarmy, B. L., and Bonilla, C. F., *Prog. in Inter. Res. on Thermodynamic and Transport Properties*, (1962), 404—411.
[3] 石井博、中山胜矢，《真空度测定》，(1964).
[4] Terman, F. E., et. al., *P. I. R. E.*, **26** (1938), 226—236.
[5] Whale, H. A., *Electronics*, **21** (Feb. 1948), 178.
[6] H. Brown, D. A., *Electronic Engineering*, **25** (1953), 294—298.
[7] Mehta, V. B., *Electronic Engineering*, **39** (1967), 582—585.