

# 用双斜积分器对正弦电压模数变换

天津大学 于振生

由于双斜式积分器对积分元件以及时钟频率的精度要求不高,就能得到较高的测量精度,因而在数字电压表以及多种电子仪器中得到了广泛的应用。它的另一个突出的优点是具有很强的抗串模干扰的能力,即当采样时间(正向积分)是干扰信号周期的整倍数时,积分器输出端的干扰电压值为零。也就是说干扰信号被完全抑制掉了。从原理上说,双斜积分器的输出值正比于输入信号在采样时间内的平均值。那么不管被测信号是直流还是交流,我们都可以得到代表该信号大小的表征值,尽管当前国内外生产的采用双斜积分器的数字电压表,都是测量直流电压的,并不等于说双斜积分器只能用来做为直流电压的模数变换器。70年代后期,国外一些公司生产的带微处理器的数字LCR测量仪,几乎都是采用双斜积分器直接检测被测阻抗上的交流电压的。下面就数字RLC测量仪的测量原理分析双斜积分器是如何检测交流电压的,以及直接用双斜积分器作为模数变换器,做成交流数字电压表的可能性和存在的问题。

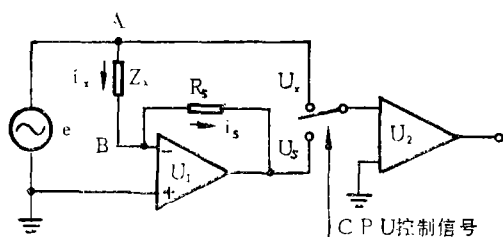


图 1

目前,带微处理器的数字RLC测量仪采用的典型测量原理如图1所示。图中e为

正弦信号源,  $Z_x$  为被测阻抗,  $R_s$  为标准电阻,  $U_x$ 、 $U_s$  分别代表被测阻抗和标准电阻上的电压。 $U_1$ 、 $U_2$  为运算放大器。 $U_x$  和  $U_s$  分别为  $Z_x$  和  $R_s$  上的电压。B 点为虚地点。由图可知  $U_x = Z_x \cdot i_x$ ,  $U_s = R_s \cdot i_s$ 。由于  $i_x = i_s$  所以,

$$\frac{U_x}{U_s} = \frac{Z_x}{R_s}$$

$$Z_x = R_s \cdot \frac{U_x}{U_s} \dots \dots (1)$$

$Z_x$  是阻抗,所以  $\frac{U_x}{U_s}$  是复数比。为了得到比值中的实部和虚部,一般都采用所谓“自由轴”的测量方法,如图2所示。这种方法是在某一时刻由CPU确定一个方向X做为坐标系的一个轴,然后分别测量  $U_x$  和  $U_s$  在这个轴上的投影值 a、c。在另一时刻由CPU控制使坐标轴旋转  $90^\circ$ ,再测  $U_x$  和  $U_s$  在这个轴上的投影值 b、d。将 a、b、c、d 四个值代入式(1)可得到

$$Z_x = R_s \cdot \frac{U_x}{U_s}$$

$$= R_s \cdot \frac{a + jb}{c + jd}$$

$$= R_s \cdot \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} + R_s \cdot j \frac{bc - ad}{c^2 + d^2} \dots (2)$$

假设被测件为电感,则  $Z_x = R_x + j\omega L_x$ , 由(2)式可得到

$$L_x = \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{bc - ad}{c^2 + d^2}$$

$$R_x = R_s \cdot \frac{ac + bd}{c^2 + d^2}$$

因为  $R_s$  为标准电阻,是个已知量。 $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  为测量时选择的频率值,也是已知

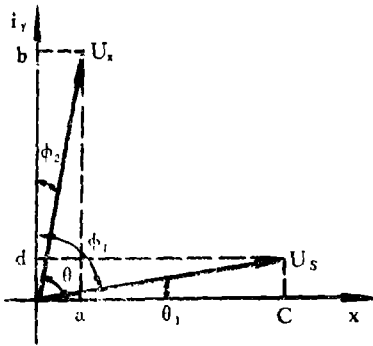


图 2

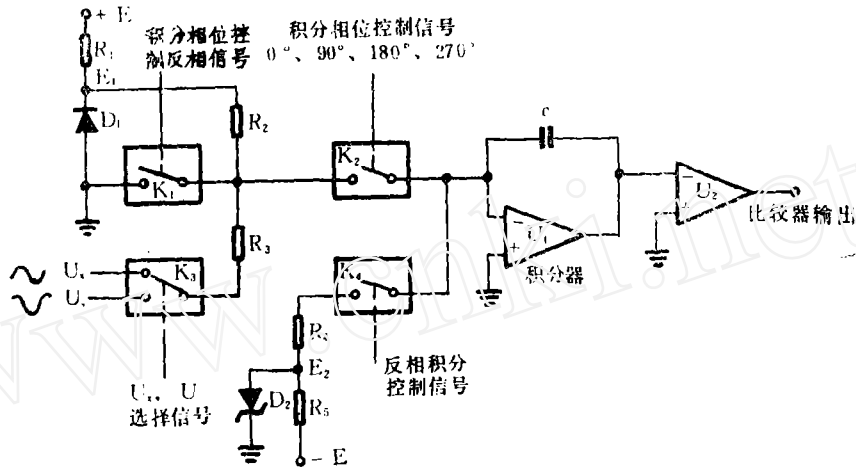


图 3

为积分器提供一个固定的直流电平，以便在采样其间使积分器能向一固定方向积分。D<sub>2</sub>也是稳压管，为反向积分提供一基准电压。

现假设k<sub>3</sub>接到u<sub>x</sub>处，k<sub>1</sub>，k<sub>2</sub>控制信号为0°。由于相位控制信号是与u<sub>x</sub>同频率的方波信号，所以k<sub>1</sub>、k<sub>2</sub>开关的闭合和断开的时间正好是测量信号的半个周期。控制信号为0°只是相对于CPU发出参考信号说的，它与U<sub>x</sub>并不一定同相，而是个随机的关系。其波形关系示于图4。

在图4中只画了一个积分周期的情况。T<sub>1</sub>为采样时间，一般设置为20ms。其目的是为了抑制50Hz工频信号的干扰。T<sub>2</sub>为变换时间，正比于被测电压的大小。由图4可以看出，对应U<sub>x</sub>电压的t<sub>1</sub>—t<sub>2</sub>那些半

量，所以只要得到a、b、c、d这4个值就可以算出测量阻抗的参数值。

在数字RLC测量仪中，检测a、b、c、d这4个值的电原理图示于图3。

图中U<sub>1</sub>、C构成了双斜积分器。U<sub>2</sub>为零比较器，其输出信号标志着测量过程的结束。K<sub>1</sub>、K<sub>2</sub>为积分相位控制开关，实质上是个相敏检波器。其控制信号由CPU提供，k<sub>3</sub>为u<sub>s</sub>、u<sub>x</sub>信号选择开关。D<sub>1</sub>是稳压管。

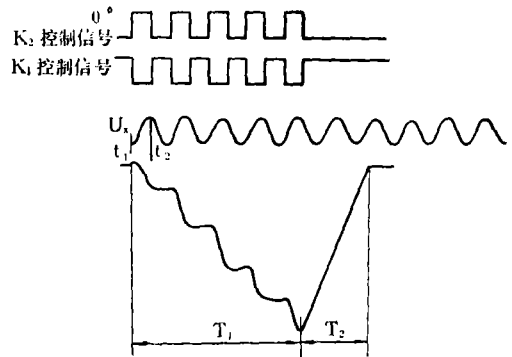


图 4

周期电压，加到了积分器上。这些半周期不恰好是u<sub>s</sub>的正半周，也不恰好是它的负半周。在这个图中，u<sub>s</sub>幅值对应图2中的矢量u<sub>x</sub>，k<sub>2</sub>开关的控制信号对应坐标轴。积分器在采样时间T<sub>1</sub>内输出电压的大小

(除去所加的直流电压)就对应  $U_x$  在坐标轴上的投影值。在  $T_1$  时间内积分器的输出电压为

$$\begin{aligned} u_{c1} &= -\frac{N}{C} \int_{t_1}^{t_2} \left( \frac{U_{xm}}{R_3} \cdot \sin \omega t + \frac{E_1}{R_2} \right) dt \\ &= -\frac{N}{C\omega} \int_{-\theta}^{\pi-\theta} \left( \frac{U_{xm}}{R_3} \cdot \sin \omega t + \frac{E_1}{R_2} \right) d\omega t \\ &= -\frac{NT}{C2\pi} \left( -\frac{U_{xm}}{R_3} \cos \omega t \right) \left. \begin{matrix} \pi-\theta \\ \theta \end{matrix} + \frac{E_1}{R_2} \right|_{-\theta}^{\pi-\theta} \end{aligned}$$

$$= \frac{NT}{C2\pi} \left( \frac{U_{xm}}{R_3} \cdot 2\cos\theta + \frac{E_1}{R_2} \pi \right)$$

式中  $N$  为采样期间  $T_1$  内, 加到积分器上测量电压半周期的个数。  $T$  为测量电压的周期, 所以  $NT=T_1$ , 代入上式得

$$\begin{aligned} U_{c1} &= \frac{T_1}{C2\pi} \left( \frac{U_{xm}}{R_3} \cdot 2\cos\theta + \frac{E_1}{R_2} \pi \right) \\ &= \frac{T_1 U_{xm}}{R_3 C \pi} \cdot \cos\theta + \frac{E_1 \cdot T_1}{2R_2 C} \end{aligned}$$

上式的第一项中  $\frac{U_{xm}}{\pi}$  为测量电压的半波平均值  $\bar{U}_{\frac{1}{2}}$ 。第二项中的  $\frac{E_1}{2}$  为固定直流电压的一半, 这是因为在整个采样期间只有一半的时间加上了直流电压  $E_1$ 。所以, 积分器输出电压可写为

$$u_{c1} = \frac{T_1 \bar{U}_{\frac{1}{2}}}{R_3 C} \cos\theta + \frac{E_1 \cdot T_1}{2R_2 C} \dots\dots (3)$$

根据双斜积分器的原理, 在变换周期结束时积分器输出为 0。

即

$$u_{c1} + \frac{1}{C} \int_{T_1}^{T_2} \frac{-E_2}{R_4} dt = 0$$

$$u_{c1} - \frac{E_2}{R_4 C} T_x = 0$$

将 (3) 式值代入上式, 得

$$\frac{T_1 \bar{U}_{\frac{1}{2}}}{R_3 \cdot C} \cdot \cos\theta + \frac{E_1 T_1}{2R_2 C} = \frac{E_2}{R_4 C} T_x$$

$$T_x = \frac{\bar{U}_{\frac{1}{2}} R_4 T_1}{E_2 R_3} \cdot \cos\theta + \frac{E_1 R_4 T_1}{E_2 2R_2} \dots\dots (4)$$

因为(4)式中第二项为常数, 所以  $T_x$  与  $\bar{U}_{\frac{1}{2}}$  成正比, 即与测量电压的大小成正比。如果  $\theta=0$  则  $\cos\theta=1$ , 得到交流电压的直流分量最大, 等于  $\bar{U}_{\frac{1}{2}}$ 。这种情况相当于恰好正半周期信号加到积分器上了。即坐标轴与被测信号同相。若  $\theta=\frac{1}{2}\pi$  则  $\cos\theta=0$ , 得到的交流电压直流分量值也为 0。这种情况相当于  $\frac{1}{2}$  正半周,  $\frac{1}{2}$  负半周信号加到积分器上了, 即坐标轴与被测电压差  $90^\circ$ 。由 (2) 式可知,  $\theta$  的大小只影响 a、b、c、d 四个投影值的大小, 对总的  $Z_x$  无影响。式中第二项是加入的直流分量, 消除其影响的办法有两种。一是把该直流电压单独作用积分器时得到的数值, 存在仪器的存储器中, 然后从每次测量结果中减去这个值。第二种方法是对被测电压进行四次测量, 即  $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $270^\circ$  各测一次。然后将  $0^\circ$  和  $180^\circ$ ,  $90^\circ$  和  $270^\circ$  的结果相减, 再取平均。这样就自然消除了直流分量的影响。

如果不考虑测试信号的谐波以及噪声的影响, 那么正交坐标轴的非正交性将使测量产生误差。假设  $Y$  轴偏到了  $Y'$ , 那么测得的 b、d 值就变成了 b'、d', 如图 5 所示。

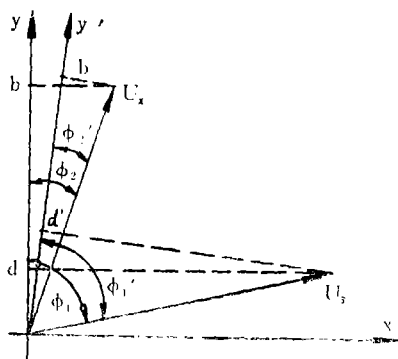


图 5

由图可知  $b = |u_x| \cdot \cos\varphi_2$ ,  $b' = |u_x \cos\varphi_2'$   
 $d = |u_s| \cdot \cos\varphi_1$ ,  $d' = |u_s| \cdot \cos\varphi_1'$   
 由于坐标轴的偏移造成的  $u_x$  和  $u_s$  在  $y$  轴上  
 投影值的相对误差为

$$r_b = \frac{b' - b}{b} = \frac{b'}{b} - 1 = \frac{\cos\varphi_2'}{\cos\varphi_2} - 1$$

$$r_d = \frac{d' - d}{d} = \frac{d'}{d} - 1 = \frac{\cos\varphi_1'}{\cos\varphi_1} - 1$$

$$\cos\varphi_2' = \cos(\varphi_2 - \delta)$$

$$\cos\varphi_1' = \cos(\varphi_1 - \delta)$$

所以

$$\frac{\cos\varphi_2'}{\cos\varphi_2} = \frac{\cos(\varphi_2 - \delta)}{\cos\varphi_2}$$

$$= \cos\delta + \operatorname{tg}\varphi_2 \cdot \sin\delta$$

$$r_b = \cos\delta + \operatorname{tg}\varphi_2 \cdot \sin\delta - 1$$

$$r_d = \cos\delta + \operatorname{tg}\varphi_1 \cdot \sin\delta - 1$$

分析上式可知  $\operatorname{tg}\varphi_2$ 、 $\operatorname{tg}\varphi_1$  是常数, 当  $\delta$   
 很小时  $r_b$ 、 $r_d$  主要取决于  $\operatorname{tg}\delta \cdot \sin\delta$ ,  $\operatorname{tg}\varphi_2$   
 $\cdot \sin\delta$ 。我们看到当  $\varphi_2$ 、 $\varphi_1$  值接近  $90^\circ$  时这个  
 值是非常大的。我们在开始分析正交误差时  
 是假设  $y$  轴有偏移, 如果设  $x$  轴有偏移也是  
 可以的。所以计算误差时应以  $u_x$ 、 $u_s$  靠近的  
 坐标轴来确定  $\varphi_2$  和  $\varphi_1$  角。现假设  $\delta = 1'$ ,  
 $\varphi_2 = 45^\circ$  则  $r_b = 0.0003$ ,  $\delta = 5'$ ,  $\varphi_2 = 45^\circ$  则  
 $r_b = 0.0014$ , 当  $\varphi_2 = 0^\circ$  时,  $\delta = 1'$ ,  $r_b = 0$ ,  $\delta = 5'$ ,  
 $r_b = 0$  由此可见, 当被测电压越接近坐标轴  
 时, 由轴的非正交产生的误差越小。假设被测  
 件是电感, 则由前面导出的表达式可知

$$L_x = \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{bc - ad}{c^2 + d^2}$$

$$= \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x| \cdot \cos\varphi_2 |u_s| \cdot \sin\varphi_1}{|u_s|^2 \cdot \sin^2\varphi_1}$$

$$- \frac{|u_x| \sin\varphi_2 \cdot |u_s| \cdot \cos\varphi_1}{+ |u_s|^2 \cdot \cos^2\varphi_1}$$

$$= \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x|}{|u_s|} \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$L'_x = \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{b'c - ad'}{c^2 + d'^2}$$

$$= \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x| \cdot \cos\varphi_2' \cdot |u_s| \sin\varphi_1}{|u_s|^2 \cdot \sin^2\varphi_1}$$

$$- \frac{|u_x| \sin\varphi_2' \cdot |u_s| \cdot \cos\varphi_1'}{+ |u_s|^2 \cdot \cos^2\varphi_1'}$$

$$= \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x|}{|u_s|} \cdot \frac{\sin\varphi_1 \cdot \cos(\varphi_2 - \delta)}{\sin^2\varphi_1}$$

$$- \frac{\cos(\varphi_1 - \delta) \cdot \sin\varphi_2}{+ \cos^2(\varphi_1 - \delta)}$$

$$= \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x| \sin\varphi_1 \cdot \cos\varphi_2 \cdot \cos\delta}{|u_s|^2 \sin^2\varphi_1}$$

$$+ \frac{\sin\varphi_1 \cdot \sin\varphi_2 \cdot \sin\delta - \sin\varphi_2}{+ \cos^2(\varphi_1 - \delta)}$$

$$\cdot \cos\varphi_1 \cdot \cos\delta - \sin\varphi_1 \cdot \sin\varphi_2 \cdot \sin\delta$$

$$= \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x|}{|u_s|} \cdot \frac{\sin(\varphi_1 - \varphi_2) \cdot \cos\delta}{\sin^2\varphi_1 + \cos^2(\varphi_1 - \delta)}$$

$$\Delta L_x = L_x' - L_x$$

$$= \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x|}{|u_s|} \cdot \frac{\sin(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sin^2\varphi_1}$$

$$\cdot \frac{\cos\delta}{+ \cos^2(\varphi_1 - \delta)} - \frac{R_s}{\omega}$$

$$\cdot \frac{|u_x|}{|u_s|} \sin(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$\text{设 } \delta \ll \varphi_1 \text{ 则 } \Delta L_x = \frac{R_s}{\omega} \cdot \frac{|u_x|}{|u_s|} \sin(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$\cdot (1 - \cos\delta)$$

$$\frac{\Delta L_x}{L_x} = 1 - \cos\delta$$

由这个值可知随  $\delta$  的增大测量误差将增大。所以  
 在 RLC 测量仪设计中必须考虑这一因素。一般数字  
 RLC 测量仪坐标轴的正交性, 是由仪器内的晶体振荡  
 器来保证的。

如果把数字 RLC 测量仪的测量方法作为交流数字  
 电压表的测量方案, 其框图示于图 6。这时不必产生  
 正交坐标轴。关键是要使积分的起点严格与被测信号  
 同相。这时加到积分器上的信号, 为被测电压的正半  
 周(或负半周)。由图 6 可看出, 如果积分控制信号  
 不严格与被测信号同相, 则变换结果将有

(下转 21 页)

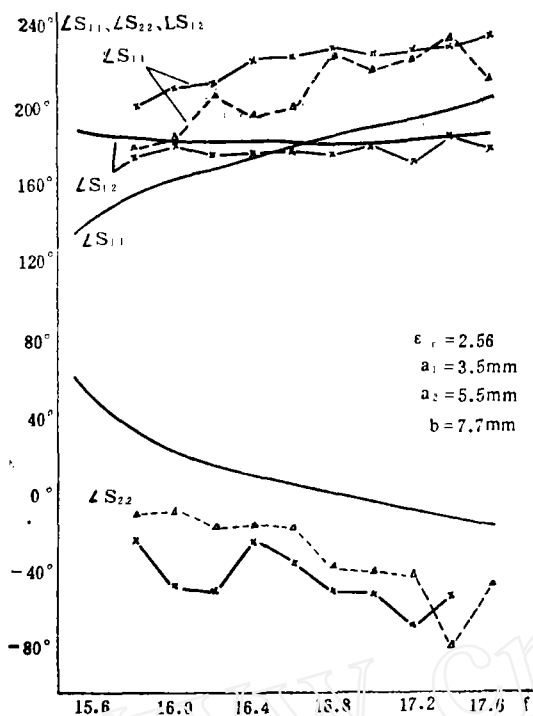


图5、不连续性散射参数的相频特性、实线为近似计算曲线；X点为测量数据计算机统计处理结果；△点为在终端调配 ( $\rho_L \leq 1.08$ ) 条件下直接测得的相角  $\angle S_{11}$ 、 $\angle S_{22}$

### 参考文献

- (1) T. Yoneyama and S. Nishida "Nonradiative Dielectric Waveguide For Millimeter Wave Integrated Circuits" .IEEE, Trans, Vol. MTT-29, No.11, November 1981.
- (2) J. D. Pieterse and W. Versnel: "Numerical Method for Obtaining the Scattering Matrix Of a Microwave Two-Port From Standing-Wave Measurements" , Appl. Sci. Res, Vol, 21, pp13-23, Aug. 1969
- (3) D. Kajfez: "Numerical Determination of Two-port Parameters From Measured Unrestricted Data" , IEEE, Trans, Vol. IM-24, No. 1, March 1975

(上接29页)

系统误差，其大小如前分析  $\Gamma_x = \cos\delta$ 。这种方案在低频时是容易实现的，高频时如何保

证积分起点与信号同步是关键。另外积分器，放大器的高频特性也是限制的因素。

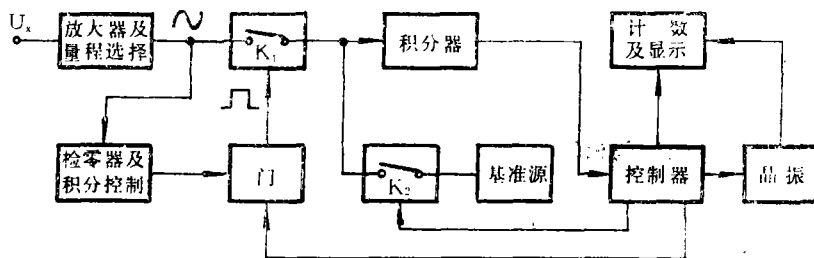


图6

### 参考文献

1. G.R1688 Precision LC Digibridge

Instruction Manual,

2. 周景生, 智能RLC元件参数测量仪方案选择, 电子测量技术1984.