

高频同轴热电转换标准

黄 德 祥

(绍兴三五仪表厂)

摘要 用复合传输线的方式来计算同轴热电转换器的高频-直流差,同时考虑了Boella效应和趋肤效应等因素,并在工艺上尽可能减小之,使直到30MHz的高频-直流差的理论计算值与实验结果符合得很好。其不确定度在1MHz时小于±0.01%,10MHz时小于±0.03%,30MHz时小于±0.1%,50MHz时小于±0.2%。

目前各国建立几十千赫以下的交流电压标准大多采用精密线绕电阻与多元热偶串联而成的音频热电转换器,有的同时采用同轴热电转换器,30Hz~10kHz的交直流差可小于0.5ppm,160Hz时小于0.3ppm^[1],50kHz以下的国际对比的不一致性小于10ppm^[2]。几十兆赫至18GHz的标准采用双薄膜热变电阻电桥(即Bolovac),10MHz~1GHz的准确度小于±0.25%,至3GHz小于±0.5%。几十千赫至几十兆赫范围内的标准采用同轴结构的高频热电转换器,高频-直流差可达 10^{-4} ~ 10^{-3} ,显而易见,它不可能从上述的两种标准直接传递而来,因此,如何进行理论估算和实验验证便成为计量学界十分关心的一个问题。

1. 高频同轴热电转换器的结构和原理

我们研制的转换器由高频棒状电阻和超高频真空热偶串联而成,置于金属圆筒的轴线上,其结构简图如图1。输入电阻约为200Ω/V。低量程电阻长9mm,高量程的长51mm。输入连接器采用L16G精密直式高频插座,电压参考面是外导体的端平面。必要时转换器可用分布参数的方法或阻容网络来进行频响补偿。

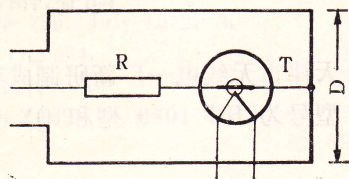


图1 转换器的结构简图

当输入电压时,加热丝中流过电流产生温升,于是热偶两端就产生一个热电势。当分别施加高频电压 V_{hf} 和正、反向直流电压所产生的热电势相等时,就认为高频电压的有效值等于正、反向直流电压的平均值^[4],即 $\bar{V}_{dc} = \frac{1}{2}(V_{正} + V_{反})$ 。

实际上, V_{hf} 的真值与 \bar{V}_{dc} 是有差异的,定义高频-直流差 S 为^[5]:

$$S = \frac{V_{hf} - \bar{V}_{dc}}{\bar{V}_{dc}} \quad (1)$$

2. 分布参数引起的高频-直流差

(1) 传输线效应引起的高频-直流差

本文于1983年1月25日收到。

由于存在分布参数，即使热偶热电压保持不变，当改变频率时，高频输入电压也会发生变化而产生频率响应误差。热电势正比于加热丝中点电流 I_h 的平方，人们关心的是 V_{hf} 与 I_h 的关系，称 $Z_s = V_{hf}/I_h$ 为转移阻抗。

转换器可看成一段复合传输线，对同轴线而言，有

$$\begin{cases} G = 0 \\ C = l/1.8 \times 10^{10} \times \ln \frac{D}{d} \quad (F) \\ L = 0.2l \times \ln \frac{D}{d} \quad (\mu H) \end{cases}$$

式中， D 为圆筒内径， d 为电阻或加热丝直径， l 是传输线的长度，单位均为米。

令 $Z = R + j\omega L$ ， $Y = j\omega C$ 。由传输线方程先求得热偶中点的电压和电流后，即可得输入端电压为：

$$V_{hf} = I_2 \sqrt{\frac{Z_2}{Y_2}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_2 Y_2} \cdot \operatorname{ch} \sqrt{Z_1 Y_1} + I_1 \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_1 Y_1} \cdot \operatorname{ch} \sqrt{Z_2 Y_2}$$

脚标 1 代表电阻的参数，2 代表热偶的参数。不难证明，当频率不太高时，热偶中点电流 I_h 近似等于加热丝终点电流 I_2 ，故有

$$Z_s = \sqrt{\frac{Z_2}{Y_2}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_2 Y_2} \cdot \operatorname{ch} \sqrt{Z_1 Y_1} + \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} \operatorname{sh} \sqrt{Z_1 Y_1} \cdot \operatorname{ch} \sqrt{Z_2 Y_2} \quad (2)$$

由式 (1) 等可得

$$S = \frac{Z_s - (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2} \quad (3)$$

当 $\omega CR < 1$ 及 $\omega L/R < 1$ 时，将式 (2) 按泰勒级数展开，忽略高次项，经过归纳整理代入式 (3)，最后可得传输线效应引起的高频-直流差 S_{T1} ：

$$\begin{aligned} S_{T1} = & \frac{\omega^2}{2(R_1 + R_2)^2} \left[(L_1 + L_2)^2 - \frac{L_1 C_1}{3} (R_1^2 + 2R_1 R_2 + 3R_2^2) \right. \\ & - \frac{L_2 C_2}{3} (R_2^2 + 2R_1 R_2 + 3R_1^2) - \frac{2}{3} L_2 C_1 R_1^2 + \frac{2}{3} L_1 C_2 R_2^2 \\ & + R_1^2 C_1^2 \left(\frac{R_1^2}{90} + \frac{R_1 R_2}{15} + \frac{R_2^2}{6} \right) + R_2^2 C_2^2 \left(\frac{R_2^2}{90} + \frac{R_1 R_2}{15} + \frac{R_1^2}{6} \right) \\ & \left. + \frac{2}{9} C_1 C_2 R_1^2 R_2^2 \right] \quad (4) \end{aligned}$$

实际上还应把引线的分布参数也考虑进去，近似计算时可把电阻引线的分布电感、电容归入到 L_1 、 C_1 中去，热偶引线的参数归入到 L_2 、 C_2 中去。

若忽略热偶的分布参数，即 $L_2 = 0$ ， $C_2 = 0$ ，则得 Hermach 的公式^[5]：

$$\begin{aligned} S_{T1} = & \frac{\omega^2}{2(R_1 + R_2)^2} \left[L_1^2 - \frac{L_1 C_1}{3} (3R_2^2 + 2R_1 R_2 + R_1^2) \right. \\ & \left. + C_1^2 R_1^2 \left(\frac{R_1^2}{90} + \frac{R_1 R_2}{15} + \frac{R_2^2}{6} \right) \right] \quad (5) \end{aligned}$$

若忽略热偶的参数， $R_2 = 0$ ， $L_2 = 0$ ， $C_2 = 0$ ，则

$$S_{T1} = \frac{\omega^2}{2} \left(\frac{L_1^2}{R_1^2} - \frac{1}{3} L_1 C_1 + \frac{R_1^2 C_1^2}{90} \right) \quad (6)$$

对于满量程为0.5V的转换器，只有热偶而无串联电阻，可认为输入端引线具有 L_1 、 C_1 而 $R_1=0$ ，则

$$S_{T_1} = \frac{\omega^2}{2R_2^2} \left[(L_1 + L_2)^2 - L_1 C_1 R_2^2 - \frac{1}{3} L_2 C_2 R_2^2 - \frac{2}{3} L_1 C_2 R_2^2 + \frac{1}{90} C_2^2 R_2^4 \right]$$

$$\approx \frac{\omega^2}{2R_2^2} (L_1 + L_2)^2 \quad (7)$$

输入连接器L16G所引起的高频-直流差记为 S_{T_2} ，它可用电压传递中常用的传输线公式进行计算。

(2) 电阻 Boella 效应引起的射频-直流差

电阻的分布电感及对屏的分布电容的影响在式(4)中已考虑过了，但是电阻不仅引线帽之间有分布电容，电阻的导电粒子间也有分布电容，它们并联在电阻两端，使交流阻抗变小，称为Boella效应。为减小此效应，电阻截面要小、长度宜长。它可看成具有均匀分布的电阻和电容、长度为电阻长度之半、终端短路的传输线，其阻抗为 $Z = Z_0 \text{th}(rl/2)$ 。当 $\omega CR \leq 0.6$ 时，其等效电路可简化为简单的R与C并联， $C = C_0 + C^{\circ}l/6$ ， C_0 表示引线帽的分布电容， $C^{\circ} = 0.01 \times 10^{0.8\pi d/l}$ (pF/cm)^[6]。5.1mm: $C^{\circ}l = 0.012 \text{ pF}$; 9.4mm: $C^{\circ}l/6 = 0.01 \text{ pF}$; C_0 一般小于1 pF

只考虑Boella效应，转换器简化等效电路如图2所示，可求得此效应引起的射频-直流差为：

$$S_B = \frac{\omega^2}{2(R_1 + R_2)^2} [2C_h C_r R_1^2 R_2^2 - C_r^2 R_1^2 (R_1^2 + 2R_1 R_2) - C_h^2 R_2^2 (R_2^2 + 2R_1 R_2)]$$

$$\approx \frac{-\omega^2}{2(R_1 + R_2)^2} C_r^2 R_1^2 (R_1^2 + 2R_1 R_2) \quad (8)$$

(3) 分布参数引起的射频-直流差

分布参数引起的射频-直流差S为前述各项之和，即 $S = S_{T_1} + S_{T_2} + S_B$ 。当棒状电阻阻值较大时， S_{T_1} 的绝对值较小，而 S_B 的绝对值较大。由式(4)、(8)可知，S正比于频率的平方，其理论计算值列于表1。实验结果表明，频率大于10MHz时，S近似地与频率的平方成正比。

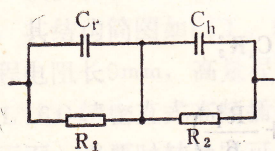


图2 转换器 Boella 效应的等效电路

3. 趋肤效应的影响

计算表明，薄膜电阻和细加热丝的趋肤效应可以忽略不计，但真空热偶的引线系由铁磁材料制成以匹配玻壳的温度

表1

分布参数引起的射频-直流差

| 频 率 量 程 | 0.5V | 1V | 2V | 5V |
|---------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| 1MHz | $+8.7 \times 10^{-7}$ | $+4.1 \times 10^{-7}$ | -7.2×10^{-7} | -9.8×10^{-7} |
| 10MHz | $+8.7 \times 10^{-5}$ | $+4.1 \times 10^{-5}$ | -7.2×10^{-5} | -1.0×10^{-5} |
| 30MHz | $+7.5 \times 10^{-4}$ | $+1.6 \times 10^{-4}$ | -6.5×10^{-4} | -8.8×10^{-4} |
| 50MHz | $+2.2 \times 10^{-3}$ | $+1.0 \times 10^{-3}$ | -1.8×10^{-3} | -2.4×10^{-3} |
| 100MHz | $+8.7 \times 10^{-3}$ | $+4.1 \times 10^{-3}$ | -7.2×10^{-3} | -9.8×10^{-3} |
| 300MHz | $+7.8 \times 10^{-2}$ | $+3.7 \times 10^{-2}$ | -6.5×10^{-2} | -8.8×10^{-2} |

系数，其趋肤效应则必须考虑。热偶引线趋肤电阻的增加将导致加热电流的减少，但热偶内、外引线的作用不尽相同，内引线还使热偶的加热电阻增加从而对各量程转换器有影响。记热偶内、外引线的射频电阻分别为 $R_{内}$ 和 $R_{外}$ ，则由内引线引起的高频-直流差为：

$$S_{内} \approx \frac{(R_2 - R_1)R_{内}}{2(R_2 + R_1)R_2} \quad (9)$$

实验表明 0.5V 转换器内引线在 10MHz 引起的误差约为 0.01%，其它量程上明显小于此值。

热偶外引线引起的高频-直流差为：

$$S_{外} \approx \frac{R_{外}}{R_1 + R_2} \quad (10)$$

计算表明，0.5V 及 1V 转换器的外引线越短越好，这在工艺上可以做到。

转换器的屏同铜制成，它的趋肤电阻产生的影响也可用式 (10) 计算。为了减小表面阻抗效应，应有良好的工艺。

显然，趋肤效应引起的高频-直流差与 \sqrt{f} 成正比。

4. 实验验证

高频同轴热电转换器的低频误差可用低频热电转换标准直接计量，100MHz 以上的误差可用双薄膜热变电阻电桥直接计量，但 20kHz~50MHz 的误差如何确定则是研制中的关键问题。

根据实验结果，可用作图和计算的方法获得一个近似的经验表达式

$$S = Kf^\alpha \quad (11)$$

α 为略小于 2 的数^[7]。作图方法如下。将 1~5V 的转换器以 $\lg f$ 和 $\lg(S_f - S_{30\text{MHz}})$ 为座标作图，可得一直线，在其延长线上可得 30MHz 的 $S'_{30\text{MHz}}$ ，然后再以 $\lg f$ 和 $\lg(S_f - S_{30\text{MHz}} + S'_{30\text{MHz}})$ 作图，此时所得的直线即代表转换器 300MHz 以下的 S ，参见图 3。必要时可将第二次作图所得的 $S''_{30\text{MHz}}$ 代替 $S'_{30\text{MHz}}$ 再次作图。

对测试所得 30~300MHz 的数据按式 (11) 进行计算并处理数据，可得 K 和 α ，与作图法的结果完全一致。

高频-直流差还可表达成

$$S = A\sqrt{f} + Bf \quad (12)$$

使用时须先用外推法求得 $S = Kf^\alpha$ 后，将 S 及 f 值代入式 (11)，再用最小二乘法求出 A 和 B ，其结果与前述方法非常接近。

用式 (11) 的特点是处理实验数据直接，式 (12) 则间接，但物理概念明确，且几兆赫以下更准确。式 (12) 还适用于其它种类的热电标准。

由上面的外推法所确定的 S 是否可靠呢？可将 S 符号相反的 1V 和 2V 两个转换器直接比对，结果所得的差值非常精确地等于 $S_{1V} - S_{2V}$ ，这使 S 的准确性得到了严格的验证。0.5V 与 1V、2V 与 5V 的实验也给出了同样的结果。更高的电压量程可通过相互比对的方法向上传递。

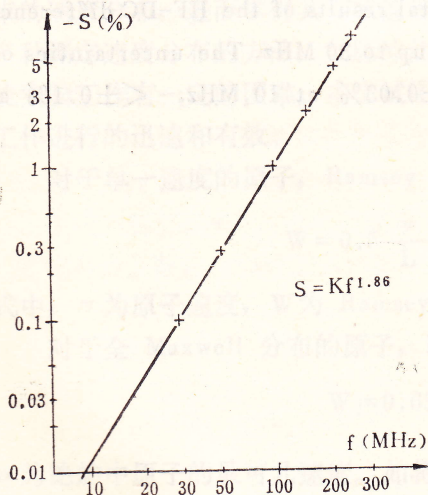


图 3 转换器的 $S \sim f$ 实验曲线

5. 高频-直流差值的系统不确定度

如上所述得到精确的S值后,即可由式(1)算出施加的射频电压。根据实验和计算,S的系统不确定度列于表2。

表2

S 的系统不确定度

| 频率 (MHz) | 1 | 10 | 30 | 50 | 100 |
|--------------|------|------|-----|-----|-----|
| S的系统不确定度 (%) | 0.01 | 0.03 | 0.1 | 0.2 | 0.3 |

参加这项研究工作的还有马安如、张应宪、茅九龙、王乾坤、蒋坚等同志。

参 考 文 献

- [1] F. L. Hermach et al., IEEE Trans. Instrum. Meas., **IM-25**, 4(1976), 524.
- [2] O. P. Galakhova et al., IEEE Trans. Instrum. Meas., **IM-29**, 4(1980), 396.
- [3] 黄德祥等, “宽频有效值电压标准”, 计量与测试, 2(1980), 51.
- [4] F. C. Widdis, Proc. IEE, **109C**, 16(1962), 328.
- [5] F. L. Hermach et al., AIEE, pt. I, **79** (1960), 200.
- [6] 陈其翔等, 《电阻器》, 技术标准出版社, 1981.
- [7] 黄德祥, “高频热电转换标准”, 电子技术应用, 3(1983), 42.

HF Coaxial Thermal Transfer Standard

Huang De-xiang

Abstract—The HF-DC differences of coaxial thermal converters are calculated from the complex transmission lines. The Boella effect and skin effect are considered and minimized in workmanship, thus the experimental results of the HF-DC difference shows a good agreement with the theoretical values up to 30 MHz. The uncertainties of HF-DC differences are $< \pm 0.01\%$ at 1 MHz, $< \pm 0.03\%$ at 10 MHz, $< \pm 0.1\%$ at 30 MHz and $< \pm 0.2\%$ at 50 MHz.