

电容器介质吸收效应实验研究

周天熠¹, 董荷玉², 李亮科², 陆寿茂¹, 李 硕¹

(1 北京宇航系统工程研究所 北京 100076;

2 北京元六鸿远电子科技股份有限公司 北京 102600)

摘要: 本文针对固定电容器相关标准规定的介质吸收系数检测要求, 进行工程可行性研究, 包括等效电路分析及实物验证, 取得满意效果: 证实单支路模型的合理可行性, 有效简化电路分析。电容充放电后测取的剩余电压和电流呈现明显的峰值, 充分反映吸收效应的存在及其变化规律。由峰值存在条件不难发现参试电容必须容值一致, 便于比较定级。介质吸收系数的表达方式有电压型及电流型之别。测试用的高输入阻抗仪表须与信源阻抗匹配。

关键词: 电容器电介质吸收; 多层瓷介电容器; 陶瓷介质; 隔离变换器; 电流检测模型

中图分类号: TN6

文献标志码: A

文章编号: 2095-1000(2025)06-0111-11

DOI: 10.12347/j.ycyk.20250529002

CSTR: 32406.14.20250529002

引用格式: 周天熠, 董荷玉, 李亮科, 等. 电容器介质吸收效应实验研究[J]. 遥测遥控, 2025, 46(6): 111-121.

Experimental Study on Dielectric Absorption Effect of Capacitor

ZHOU Tianyi¹, DONG Heyu², LI Liangke², LU Shoumao¹, LI Shuo¹

(1. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China;

2. Beijing Yuanliu Hongyuan Electronic Technology Co. Ltd., Beijing 102600, China)

Abstract: This paper conducts an engineering feasibility study on the dielectric absorption coefficient test requirements stipulated by relevant fixed capacitor standards. The study includes equivalent circuit analysis and physical verification, achieving satisfactory results: confirming the reasonable feasibility of the single-branch model, which effectively simplifies circuit analysis. The residual voltage and current measured after capacitor charge/discharge cycles exhibit distinct peak characteristics, clearly reflecting the presence and variation pattern of the absorption effect. Analysis of the peak conditions readily reveals the necessity for test capacitors to have identical capacitance values, facilitating comparative grading. Expressions for the dielectric absorption coefficient include voltage-based and current-based types. High-input-impedance test instruments must be matched to the source impedance.

Keywords: Dielectric absorption in capacitors; MLCC; Ceramic dielectric; Isolation converter; Current detection mode

Citation: ZHOU Tianyi, DONG Heyu, LI Liangke, et al. Experimental Study on Dielectric Absorption Effect of Capacitor[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2025, 46(6): 111-121.

0 引言

电容器的高频应用需要顾及两项因素^[1]: 一是引线分布参数引起的等效串联电阻及电感(RS 、 LS); 二是介质吸收效应引发理想电容 C 并接 R_a-C_a 串联等效电路, 如图 1 所示, R_{IS} 代表绝缘电阻。不断完善的小型化及表贴工艺, 使前者影响可忽略不计, 因而突显后者的不良后果^[2-4]。本文结合实践, 侧重研讨介质吸收效应的描述方法及检测指标的估算。

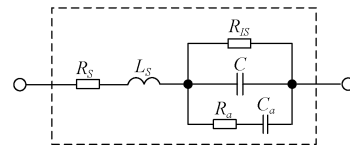


图 1 电容器高频等效电路

Fig. 1 The high frequency equivalent circuit of capacitor

在积分、振荡、采保、压频及频压变换等定时电路中, 电容器作为主要储能元件, 其介质吸收效应直接影响变换器的精准度^[5]。图 2 展示压频、频压隔离变换器原理框图(注意虚线箭头)^[6-7], C_{d1} 、 C_{d2} 为定时电容器。当分别采用民品级和军级 I 类陶

瓷电容器、薄膜电容器以及云母电容器构建定时电路时, 其输出-输入特性的非线性误差如表 1 所列。已知合格指标为 $0.6\%FS$, FS 代表满量程, 表 1 显示民级 I 类陶瓷电容器存在超出规定允差范围的情况。

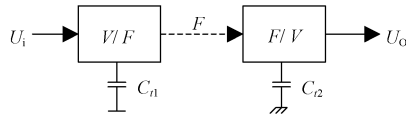


图 2 压频/频压隔离变换器原理框图

Fig. 2 The principle block diagram of voltage-frequency / frequency-voltage isolation converter

表 1 三类电容器在定时电路中的非线性误差比较

Table 1 The nonlinear error comparison of three kinds of capacitors in timing circuit

电容器材质类别	民级 I 类 陶瓷	军级 I 类 陶瓷	聚苯乙 烯薄膜	云母
非线性误差 $\beta(\% FS)$	0.75	0.55	0.53	0.55
合格指标 $\beta=0.60\% FS$	×	√	√	√

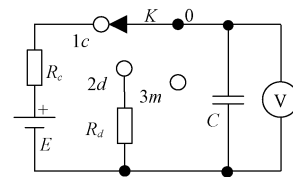
可见, 借助基本理论及便捷的检测和分类方法^[8-9], 实现电容介质吸收系数的快速研判, 以利新品设计选型, 成为目前亟待解决的一项现实问题。通常采用直接检测法及间接判别法满足实践需求^[10]。直接检测法又有电压型和电流型表述之别。本文兼顾直接法两型理论分析, 且侧重电压型实验验证。

1 再现介质吸收效应

电容器 C 介质吸收效应直接验证电路如图 3(a) 所示^[11]: 当定时开关 K 置于 $1c$ (充电)、 $2d$ (放电)、 $3m$ (测量) 档时, 分别通过限流电阻 (R_c 、 R_d) 实现电容器充放电及测量过程^{[12][13]}。限流电阻受制于最大电流及电容器允许的 du/dt 指标。在时间 t_c 内, 电容器由电源 E 充电; 然后在 t_d 时间内经低阻放电; 随即将电容器开路, 转入剩余电压测量时段 t_m , 出现如图 3(b) 所示的完整电压波形。引人注目的是该图虚线包围的圆滑拖尾, 通常称为剩余电压或残压 $U_{ca}-t$ 曲线。此现象起因于电容介质吸收效应^[2]。

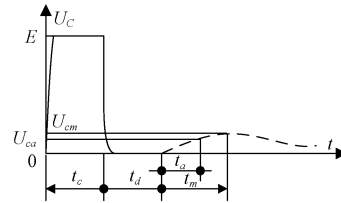
验证介质吸收效应的充放电时间选择有考究: 通常充电时间 $t_c \geq 10\text{min}$; 放电时间 $t_d \leq 10\text{s}$ ^[14]。

实际电容器绝缘介质具有缓慢极化现象。在电场作用下, 介质缓慢极化引起的吸收电流 I_a 随外



(a) 电容器充放电测试电路

(a) The charge-discharge test circuit of capacitor



(b) 电容器充放电波形

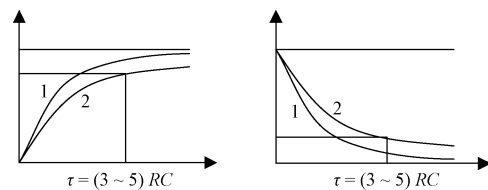
(b) The charge-discharge wave form of capacitor

图 3 电容器充放电过程中的介质吸收效应

Fig. 3 The dielectric absorption effect of capacitor during charge-discharge process

加电压时间的增加而缓慢下降, 导致充放电过程的时间滞后。

下面通过比较实验, 验证介质吸收效应的存在。将一个理想电容器(代号 1)和一个有介质吸收效应的实际电容器(代号 2), 按图 3(a) 连接进行充放电特征比对, 其变化曲线如图 4 所示。曲线 1 显示充放电过程迅速, 在 $t=(3\sim 5)RC$ 之后, 电容器的端电压分别接近电源电压 E (充电曲线)或趋于零(放电曲线)。而曲线 2 的充放电过程均显缓慢, 不仅偏离理论轨迹, 变化幅值亦异于前者, 且呈不稳定性, 从而构成定时电路的重要误差源。



(a) 充电曲线

(a) The charging curve

(b) 放电曲线

(b) The discharging curve

图 4 电容器充放电过程电压变化曲线(1-理论值;2-实际值)

Fig. 4 The voltage variation curve of capacitor charge-discharge process(1-theoretical value; 2-actual value)

再以图 2 为例, 观察压频变换器 (V/F) 的输出波形, 见图 5(a)。其中 t_1 为定时电容 C_t 充放电时间; t_2 为脉冲间隙; t_3 为放电拖尾时间。拖尾时间长短, 直接反映电容介质吸收效应的高低。实测表明, 唯有 $t_2 > t_3$, 波形才能正常显示; 一旦 $t_2 \leq t_3$, 便会

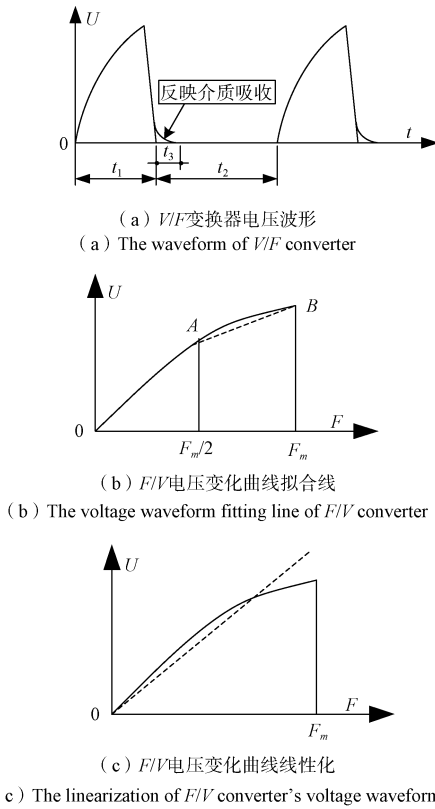


图5 V/F-F/V变换器定时电容 C_t 介质吸收图解

Fig. 5 Graphical medium absorption of timing capacitance C_t in V/F-F/V converter

出现错乱的分频现象，应予避免。在 $t_2 \gg t_3$ 时，即低频端，频压特性(F/V)斜率几乎不变。唯在高频端，介质吸收效应使频压变换特性的线性度变差。故获取高低频段的折线斜率差值，便可判别介质吸收效应的等级；或是运用综合不确定度估算^[15-18]，评价介质吸收效应的存在。

图5(b)展示频压变换器的高端斜率变低，曲线非线性增大。这时可用两条折线0-A和A-B近似，其斜率分别为 α 和 β 。两线的相对斜率差 $\Delta=(\beta-\alpha)/\alpha$ 。希望 Δ 绝对值越小越好，最好低于 10^{-4} 量级。

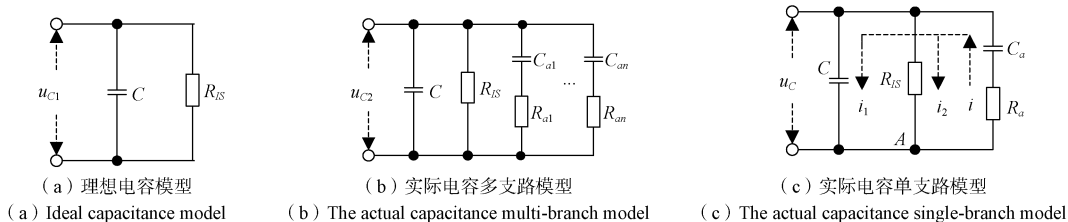


图6 理想电容器与实际电容器的介质吸收等效电路

Fig. 6 The dielectric absorption equivalent circuit of ideal capacitor and actual capacitor

除两段处理外，还有一段(合成)线性化处理法，如图5(c)所示，图中虚线代表回归直线。该方法需依据实测数据，按式(1)估算静态回归不确定度 β ，主要表征曲线非线性^[19]。 t 分布系数 t_R 与自由度和置信 ν 度 R 相关。通常取 $R=0.95$ ，当 $\nu=20$ 时， $t_R=2.1$ ； $\nu=10$ 时， $t_R=2.2$ 。 $\nu=n-2$ ， n 为子样数。

$$\beta = t_R S_{n-2} \sqrt{1-r^2} / FS \quad (1)$$

式中 S_{n-2} 为纵轴相对均值的无偏标准偏差； r 为线性相关系数； \bar{x} 、 \bar{y} 分别为 x_i 、 y_i 均值； FS 表满量程。将 r 引入 β ，是式(1)的独到之处。前两项参数定义如后：

$$\left. \begin{aligned} S_{yn-2} &= \sqrt{\frac{\sum (y_i - \bar{y})^2}{n-2}}, \quad n > 3 \\ r &= \frac{\sum (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum (x_i - \bar{x})^2 \cdot \sum (y_i - \bar{y})^2}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中均值 $\bar{x} = (\sum x_i) / n$ ， $\bar{y} = (\sum y_i) / n$ 。

通常 β 与介质吸收系数 K_a 呈正相关。将 β 值由低至高排列，便可直接反映不同材质介质吸收系数的相对优劣，供设计选型参考。也可逆向运行，通过观察压频(V/F)变换电路 C_t 电压波形，验证电容介质吸收效应的存在及其系数值的相对大小。

2 介质吸收电压型等效电路

所谓电压型，系指等效电路数学模型以电压形式出现^[20]。理想电容器只需电容 C 和绝缘电阻 R_{IS} 并联等效，见图6(a)。存在介质吸收效应的电容器，则应在理想电容 C 旁并联多个 $C_{ai}-R_{ai}$ ， $i=1, 2, \dots$ 串联电路等效^[3-4]，见图6(b)。在多个支路中，通常只有一路是主导分量。为简化分析，抓主要矛盾，在工程允差内不妨取单一支路 C_a-R_a 等效，模拟电容 C 充电不满、放电不净的滞后效应，如图6(c)所示^[21]。

下面转入电路分析。电容器 C 经充放电之后, 进入开路状态, 测量 C 上剩余电压(亦称残压或恢复电压) U_c 。就图 5(c)单支路模型, 列出节点 A 电流平衡和回路电压平衡方程:

$$\left. \begin{aligned} i_1 + i_2 + i &= 0 \Rightarrow i = -(i_1 + i_2) \Rightarrow \\ C_a U_{ca}' &= -(CU_c' + U_c/R_{IS}) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

介质吸收效应以电容 C_a 及电阻 R_a 串联等效。 C_a 两端电压 U_{ca} 为

$$\left. \begin{aligned} U_{ca} = U_c - iR_a &= U_c + R_a(CU_c' + U_c/R_{IS}) = \\ R_a CU_c' + (1 + R_a/R_{IS})U_c \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} p_{1,2} &= \frac{-(T_c + T_a) \pm \sqrt{(T_c + T_a)^2 - 4T_c T_a}}{2T_c T_a} = \\ &= \frac{-(T_c + T_a) \pm \sqrt{(T_c - T_a)^2}}{2T_c T_a} = \frac{-(T_c + T_a) \pm (T_c - T_a)}{2T_c T_a} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

整理得: $p_1 = -1/T_c$, $p_2 = -1/T_a$ 。于是获得 $U_c(t)$ 函数式为

$$U_c(t) = Ae^{p_1 t} + Be^{p_2 t} \quad (8)$$

式中 A 、 B 为待定系数, 取值取决于边界条件。已知 $t=0$ 时, $U_c(0) = 0$; $i(0) = -U_{cad}(0)/R_a = -CU_c'(0)$ 。 C_a 开路瞬间初始电压 $U_{cad}(0) \approx Ee^{-t_a/T_a}$ 。列出边界条件方程为

$$\left. \begin{aligned} A + B &= 0 \\ C(Ap_1 + Bp_2) &= U_{cad}(0)/R_a \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

鉴于存在 $T_c \gg T_a$ 关系, 解得系数为

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{U_{cad}(0)}{R_a C(p_1 - p_2)} \approx U_{cad}(0) \frac{C_a}{C} \\ B &= -A \approx -U_{cad}(0) \frac{C_a}{C} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

将 A 、 B 、 p_1 、 p_2 表达式代入式(8)得到 U_c 的数学模型:

$$U_c(t) \approx U_{cad}(0) \frac{C_a}{C} (e^{-t/T_c} - e^{-t/T_a}) \quad (11)$$

依据式(11), 可以绘制剩余电压理论波形 $U_c(t)$, 如图 7 所示。最大幅值出现在时刻 t_m 为

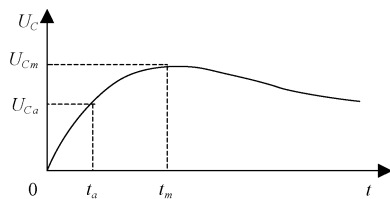


图 7 电容器剩余电压理论波形图

Fig. 7 The theoretical residual voltage waveform of capacitor

式中 U_c 为电容 C 放电后开路电压; U_c' 为其一阶导数; R_{IS} 为绝缘电阻。对式(4)两边微分并乘以 C_a , 代入式(3), 整理得

$$R_{IS} R_a C C_a U_c'' + [R_{IS}(C + C_a) + R_a C_a] U_c' + U_c = 0 \quad (5)$$

考虑 $C_a \ll C$, 并令 $T_c = R_{IS} C$, $T_a = R_a C_a$, 且 $T_a \ll T_c$ 。代入式(5)有

$$T_c T_a U_c'' + [T_c + T_a] U_c' + U_c = 0 \quad (6)$$

对式(6)进行拉氏变换, 构成复数形式的一元二次代数方程, 解得两个算子根为

$$t_m = \frac{\ln(T_c/T_a)}{T_c - T_a} T_c T_a \approx T_a \ln(T_c/T_a) \quad (12)$$

式(12)指出, t_m 随 T_c 增大而延长, 即电容器容值越大, 峰值出现时刻越滞后。若测试容值相同, 峰值时刻较为接近。将 t_m 代入式(11), 获得剩余电压峰值为

$$\left. \begin{aligned} U_{Cm} &\approx U_{cad}(0) \frac{C_a}{C} \left[\left(\frac{T_c}{T_a} \right)^{-\frac{T_a}{T_c}} - \left(\frac{T_c}{T_a} \right)^{-1} \right] = \\ U_{cad}(0) \frac{C_a}{C} \left[\left(\frac{T_a}{T_c} \right)^{\frac{T_a}{T_c}} - \frac{T_a}{T_c} \right] &= U_{cad}(0) \frac{C_a}{C} (x^x - x) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中 $x = T_a/T_c \ll 1$ 。当 $x \rightarrow 0$ 时, $x^x \rightarrow 0^0 = ?$, 用洛必达法则求解:

$$\left. \begin{aligned} y &= \lim_{x \rightarrow 0} \ln x^x = \lim_{x \rightarrow 0} x \ln x = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\ln x}{1/x} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{(\ln x)'}{(1/x)'} = \\ \lim_{x \rightarrow 0} \frac{1/x}{-1/x^2} &= \lim_{x \rightarrow 0} (-x) = 0, \quad \text{即} \quad \lim_{x \rightarrow 0} x^x = 1 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

于是有

$$U_{Cm} \approx U_{cad}(0) \frac{C_a}{C}. \quad (15)$$

式(15)指出, 剩余电压峰值与 $U_{cad}(0)$ 及 C_a/C 比值有关。 $U_{cad}(0)$ 代表放电结束瞬间等效电容 C_a 存留电压。与此对应的电荷 $Q_0 = C_a U_{cad}(0)$, 成为测量时段剩压演变的主要驱动源。先是对理想电容 C 充电, $U_c(t)$ 由零升高, $U_{cad}(t)$ 随之缓降; 待到 $U_c(t) \approx U_{cad}(t)$ 时, 出现极大值 U_{Cm} ; 此后 C 和 C_a 一起对 R_{IS}

放电， $U_c(t)$ 则逐渐下垂。图 7 完整描绘剩余电压变化轨迹，真实反映介质吸收效应的外在特征。

将 $U_{cad}(0) \approx E e^{-t_d/T_a}$ 代入式(15)有

$$U_{cm} = E e^{-t_d/T_a} \cdot \frac{C_a}{C} \quad (16)$$

当放电时间 $t_d < T_a$ 时，式(16)得以简化

$$U_{cm} \approx E \left(1 - \frac{t_d}{T_a} \right) \frac{C_a}{C} = E \left(\frac{C_a}{C} - \frac{t_d}{R_a C} \right) \approx E \frac{C_a}{C} = EA, \quad \because t_d \ll R_a C \quad (17)$$

式(17)表明：充电电压 E 一定时，剩余电压峰值主要取决于电容比值 $A = C_a/C$ 。 A 表征介质吸收效应的大小。实测 A 在 $10^{-5} \sim 10^{-3}$ 之间。

3 直测电压型实验验证

对照图 3 原理，构建电容介质吸收直接测试电压型实验验证切换拓扑图，如图 8 所示。实取电源电压 $U_p = E = 10V$ ；充电电阻 $R_c = 200 \Omega$ ；放电电阻 $R_d = 5 \Omega$ 。为缩短实验设备准备时间，充电时间 t_c 暂由手动控制，放电时间则由自动电路实现。

常开双刀乒乓开关 K_1 在接通电源(K_{1a})的同时， K_{1b} 发出控制器归零信号 U_{T1} ，见图 8 和图 9。手动计时开始，待充电时间 t_c 结束， K_1 断开。随即手动转换开关 K_2 接入放电挡，发出控制器(见图 8 左上角框图)启动指令 U_{T2} ，放电延时电路(IC1)工作。一旦放电时间 t_d 结束，立即激励图 9 所示 R-S 触发器(IC2)，带动开关管 BG_1 驱使继电器 J_1 的常闭触点切换，步入剩余电压测量时段。 J_1 动作时间小于 10 ms。此后高输入阻抗(1 014 Ω)数字电压表 DVM (B2985A 型)承担电压测量重任。

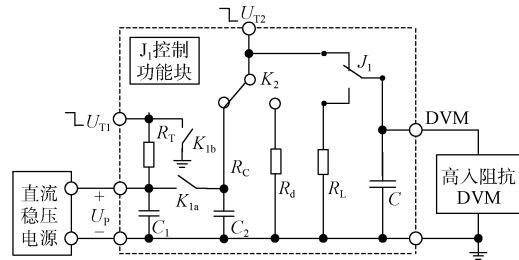


图 8 电容介质吸收系数测试电路切换拓扑图

Fig. 8 The circuit switching topology diagram of capacitor dielectric absorption coefficient

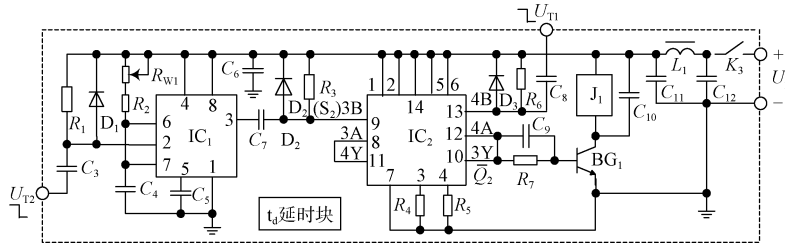


图 9 自动生成 t_d 延时电路及继电器控制电路原理图

Fig. 9 The schematic diagram t_d generated automatically time delay circuit and relay control circuit

图 10 描绘控制器特征点的波形图。可见，在完成规定充放电时间($t_c + t_d$)之后，方转入剩余电压测量功能。这里快速转接是关键(时间误差低于 1 m/s)，确保剩余电压在零压附近起升。

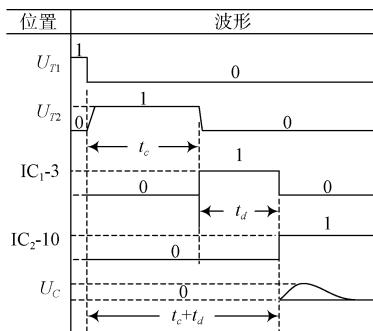


图 10 控制特征点的波形图

Fig. 10 The waveform diagram of feature control points

有必要说明图 8 中 R_L 的实质，和数字电压表相关。该仪表系用有源器件搭建，输入阻抗再高，也有输入偏置电流 I_i 的存在。 I_i 具有恒流源特色，在外部绝缘阻抗(等效为 R_{IS} 与 C_{IS} 并联)上形成压降和充电现象，使电压表零位输出升至伏特级，一个不可接受的异常现象。

一种简便的应对措施是在被测电容两端并联一只高阻值电阻(如 10 G Ω)对地，为测量电流 I_i 提供泄放通路。对于 B2985A 型仪表，10 G Ω 为经验证适用的阻值。

特选四种参试电容器，材质分别是 I、II 类陶瓷、薄膜及云母。容值统一为 0.1 μF ，方便性能比对。其中云母电容为 10 只小容值并联。

电容基本数据列于表 2。按图 8 布线，每次测试

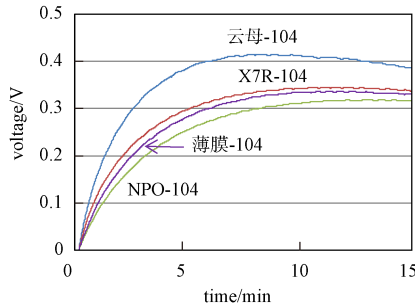
一种电容器 C , 获得一组 $U_c(t)$ 曲线, 见图 11(a)。

表 2 四种参试电容器基本数据

Table 2 The basic data of four tested capacitors

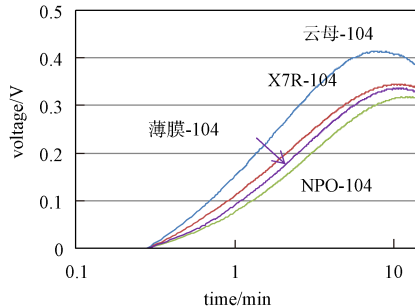
序号	材质	代号	产品型号	额定容值	备注
1	I类瓷 NPO	NPO-104	CC41-1206-NPO-50V-104J	0.1 μF	/
2	II类瓷 X7R	X7R-104	CT41-1206-X7R-50V-104K		/
3	聚苯硫醚	薄膜-104	SMR15104J400B		/
4	云母	云母-104	CD30FD103JO3F		10 只并联

四种 $U_c(t)$ 波形变化趋势相近, 与图 7 理论分析一致, 证实图 6 单支路模型的有效性。剩余电压峰值汇于表 3, 彼此差异不大, 彰显式(17)的现实可行性。峰值出现时刻相近, 与式(12)表述相符, 见图 11(b)。



(a) 线性坐标 U_c-t 曲线

(a) The U_c-t curves in linear coordinates



(b) 半对数坐标 U_c-t 曲线

(b) The U_c-t curves in semilogarithmic coordinates

图 11 不同材质电容器的剩余电压波形图

Fig. 11 The residual voltage waveform diagram of capacitor with material difference

表 3 不同材质电容器剩余电压峰值表

Table 3 The residual voltage peak table of capacitor with material difference

序号	产品代号	剩余电压峰值(V)
1	X7R-104	0.35
2	NPO-104	0.32
3	薄膜-104	0.34
4	云母-104	0.42

再看一组II类瓷介电容, 同型号 (CT4-5R) 三种规格的电容剩余电压实测曲线组, 如图 12 所示。

对应左中右三条曲线的容值分别为 1nF, 10nF 及 100nF。出现峰值时刻随容值增大而延后, 符合式 (12) 揭示的规律。然而, 剩压峰值却随容值增大而升高, 表明大容值的II类瓷介电容介质吸收效应严重, 有必要提请电路设计师注意。

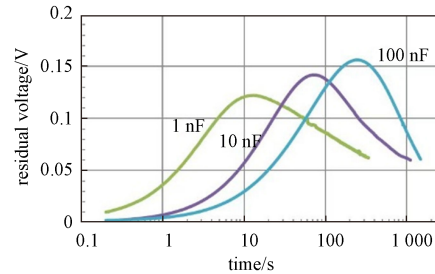


图 12 同型不同规格电容的剩余电压曲线

Fig. 12 The residual voltage curves of capacitors with different capacities in the same size

4 介质吸收系数表达

国标 GB/T 6346.1-2024 推荐剩余电压与充电电压的比值^[22], 作为介质吸收效应的量度。通常根据测试参数类型分为剩余电压型和剩余电流型两类。电压型又有峰值法及峰前法之别。图 13 展示同容

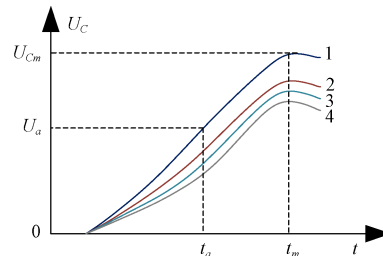


图 13 同容值异材质剩余电压波形图

Fig. 13 The residual voltage waveform of different materials with the same capacitance value

值异材质的四种电容器局部剩余电压波形图。介质吸收系数常以国标推荐的电压形式表述,譬如用剩余电压峰值 U_{Cm} 与充电电压 E 之比来表征:

$$K_{a1} = \frac{U_{Cm}}{E} \times (100\%) \quad (18)$$

诚然,采用峰值 U_{Cm} 表述吸收系数 K_{a1} 虽然醒目直观,但获取 U_{Cm} 条件苛刻,耗时长,代价高,不利于应用推广。经改进,在容值相同的条件下,于峰值前选定某特征时刻 t_a (通常小于 $t_m/2$)所对应的剩余电压 U_a 来表达 K_{a2} 。

$$K_{a2} = \frac{U_a}{E} \times (100\%) \quad (19)$$

5 介质吸收电流波形分析

剩余电压测量,需要配备高输入阻抗(不低于 1012Ω)数字电压表或静电计^[23],价格不菲。设置辅助电路,势必增加测试电路复杂性^[24-25]。于是引出吸收电流(i_a)测量方案,以降低测试仪表及电路板(PCB)的技术要求。有两种电流模式供选择:一是放电后检测电流 i_{a1} (模式1);二是充电后检测电流 i_{a2} (模式2)。

5.1 电流检测模式1

图14是实施电流检测模式1的图解,比图3(a)多了测量电阻 R_m 。已知 R_m 远低于绝缘电阻 R_{IS} ,故 R_{IS} 被忽略。当图14(a)转接开关K经过低阻(R_C)充电(1c)、低阻 R_m (R_d)放电(2d)位置,转入测量(3m)状态时,电容不再开路,而是通过 R_m 接地。实为电流取样功能,阻值可大可小。暂以 $R_m=10\text{ M}\Omega$ 及 $100\text{ k}\Omega$ 为例分析各自特色。

① $R_m=10\text{ M}\Omega$

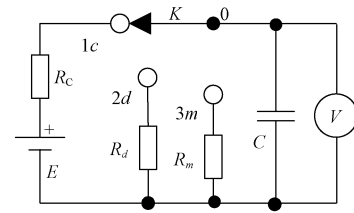
R_m 阻值大到满足 $R_m C = T_C \gg T_a = R_a C_a$ 条件,可以适当延缓电流演变过程,方便观测。鉴于图14与图6存在共通点,省略中间推演,直接写出电容 C 两端电压时间函数 $U_C(t)$,然后导出 R_m 上的电流:

$$i_{a1}(t) = \frac{U_C(t)}{R_m} \approx i_{a1}(0) (e^{-t/T_C} - e^{-t/T_a}) \quad (20)$$

式中, $i_{a1}(0) = U_{cad}(0)C_a/CR_m = (U_{cad}(0)/R_a)(T_a/T_C)$; $U_{cad}(0) = Ee^{-t_a/T_a}$,为放电截止瞬间 C_a 残留电压。 C_a 残压是驱动电路运作的缘由。模式1电流 $i_{a1}(t)$ 波形示于图14(c),形似图7。电流峰值出现时刻 t_{cm1} 为:

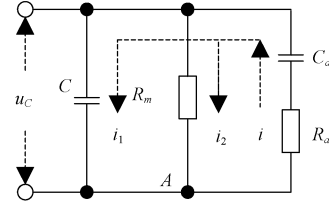
$$t_{cm1} \approx T_a \ln(T_C/T_a) \quad (21)$$

将 t_{cm1} 和 $i_{a1}(0)$ 代入式(20),得到电流峰值:



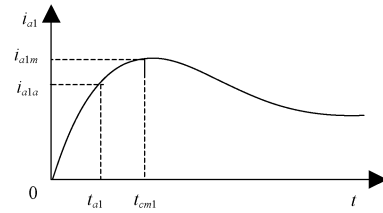
(a) 连接图

(a) The connection diagram



(b) 单支路 C_a - R_a 等效电路

(b) The single branch C_a - R_a equivalent circuit



(c) i_{a1} 电流波形

(c) The i_{a1} current waveform

图14 电容放电后电流检测模式1图解

Fig. 14 The diagram of current detection mode 1 after capacitor discharged

$$i_{a1m} = \frac{U_{cad}(0)}{R_a} \cdot \frac{T_a}{T_C} \cdot \left[\left(\frac{T_C}{T_a} \right)^{-\frac{T_a}{T_C}} - \left(\frac{T_C}{T_a} \right)^{-1} \right] \approx \left. \begin{aligned} & \frac{U_{cad}(0)}{R_a} \cdot \frac{T_a}{T_C} = \frac{U_{cad}(0)C_a}{R_m C} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

式中 $T_C/T_a > 1$ 。此时方括号内数值趋于1,式(22)得以简化。建议取 $R_m \approx 10\text{ M}\Omega$ 。阻值过大,不仅内部热噪声高,亦易引进外部感应噪声。因此,测试电路需设置屏蔽罩保护,且需合理接地。

R_m 高阻时电容介质吸收系数为

$$K_{a3} = \frac{i_{a1m}}{E/R_C} \times (100\%) \quad (23)$$

式中 E/R_C 代表充电电流的最大值。获取电流峰值 i_{a1m} 代价高,通常选取峰前特征时刻 t_a 的剩余电流 i_{a1a} ,作为介质吸收系数的度量。

$$K'_{a3} = \frac{i_{a1a}}{E/R_C} \times (100\%) \quad (24)$$

② $R_m=100\text{ k}\Omega$

R_m 阻值偏低时,满足 $R_m C = T_C \ll T_a = R_a C_a$ 条

件, 此时 R_m 上电流变化较快, 记录仪响应速度应与其匹配。沿袭上述推导思路, 先导出 $U_c^*(t)$, 进而获取电流函数 $i_{a1}^*(t) = U_c^*(t)/R_m$ 。省略推演过程, 直接写出结果:

$$i_{a1}^*(t) = (A e^{-t/T_c} + B e^{-t/T_a}) / R_m = \frac{U_{cad}(0)}{R_a} (e^{-t/T_a} - e^{-t/T_c}) \quad (25)$$

式中 $A = -U_{cad}(0) \frac{R_m}{R_a}$, $B = -A = U_{cad}(0) \frac{R_m}{R_a}$

电流 i^*_{a1} 波形展示于图 15。与图 14(c)相比, i^*_{a1} 波形显得瘦削, 峰值之后衰减加快, 拖尾表征吸收效应的滞后特性。

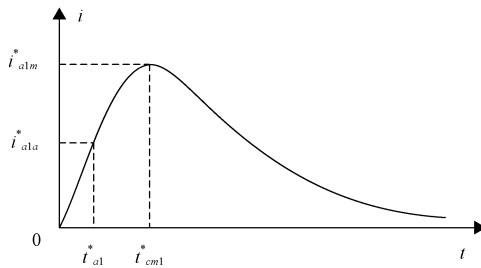


图 15 电流 i^*_{a1} 波形

Fig. 15 The i^*_{a1} current waveform

电流峰值出现时刻

$$t^*_{a1m} \approx T_c \ln(T_a/T_c) \quad (26)$$

电流峰值

$$i^*_{a1m} \approx \frac{U_{cad}(0)}{R_a} \cdot \frac{T_a}{T_c} = \frac{U_{cad}(0)}{R_m} \cdot \frac{C_a}{C} \quad (27)$$

R_m 低阻时, 电容介质吸收系数的峰值及峰前表达式分别为

$$K^*_{a_3} = \frac{i^*_{a1m}}{E/R_c} \times (100\%) \quad (28)$$

$$K^*_{a_3} = \frac{i^*_{a1a}}{E/R_c} \times (100\%) \quad (29)$$

$$\left. \begin{aligned} -R_a R_d C_a C U_c'' + [R_a C_a - R_d(C - C_a)] U_c' + U_c &= 0 \\ -R_a R_d C_a C U_c'' + [R_a C_a - R_d C] U_c' + U_c &= 0, \quad \because C_a \ll C \\ -T_a T_c U_c'' + (T_a - T_c) U_c' + U_c &= 0, \quad T_a = R_a C_a, \quad T_c = R_d C \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

式中 $T_a \gg T_c$ 。对式(26)进行拉氏变换, 解得算子 p 根为

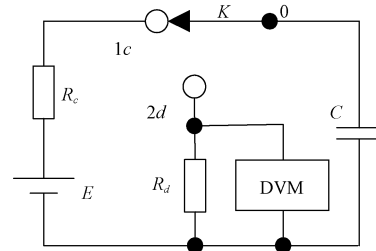
$$\left. \begin{aligned} p_{1,2} &= \frac{-(T_a - T_c) \pm \sqrt{(T_a - T_c)^2 + 4T_a T_c}}{-2T_a T_c} = \frac{-(T_a - T_c) \pm (T_a + T_c)}{-2T_a T_c} \\ p_1 &= -(T_a)^{-1}, \quad p_2 = -(T_c)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

于是得到电容 C 两端电压函数式 $U_c(t)$ 为

$$U_c(t) = A e^{p_1 t} + B e^{p_2 t} = A e^{-t/T_a} + B e^{-t/T_c} \quad (33)$$

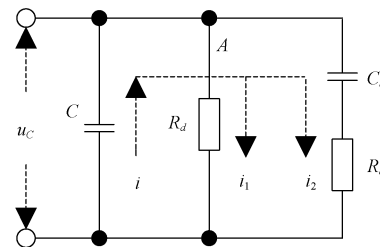
5.2 电流检测模式 2

图 16(a)展示电容介质吸收电流检测模式 2 的测试连接图。开关 K 先置 1c, 电容 C 充电至电压 E ; 接着 K 转置于 2d 的放电位置, 放电电阻 R_d 阻值适中, 接受电容 C 和 C_a 共同作用所形成的放电电流。



(a) 连接图

(a) The connection diagram



(b) 等效电路

(b) The equivalent circuit

图 16 电流检测模式 2 图解

Fig. 16 The diagram of current detection mode 2

R_d 同时起到电流取样功能, 由数字电压表读取结果。图 16(b)是放电等效电路, 列出节点 A 电流平衡及回路电压平衡方程:

$$\left. \begin{aligned} i + i_1 + i_2 &= 0 \Rightarrow -C U_c' + U_c/R_d + C_a U_a' = 0 \\ U_c - U_a &= i_2 R_a \Rightarrow i_2 = C_a U_a' = (U_c - U_a)/R_a \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

由式(30)整理得

出电容 C_a 两端电压表达式，经演变成为 下式：

$$\left. \begin{aligned} U_a(t) &= U_c - i_2 R_a = U_c - R_a (-C U'_c - U_c/R_d) \\ U_{a0} = U_a(0) &= (A+B) - R_a [-C(Ap_1 + Bp_2) - (A+B)/R_d] = \\ &E + R_a [C(Ap_1 + Bp_2) + E/R_d] = E(1 - e^{-t/T_a}) \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

由式(34)导得

$$\left. \begin{aligned} Ap_1 + Bp_2 &= [E(1 - e^{-t/T_c}) - E - ER_a/R_d]/R_a C = \\ &-E(e^{-t/T_c} + R_a/R_d)/R_a C = M \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

合并式(34)和式(35)，获得边界条件方程为

$$\left. \begin{aligned} A + B &= E \\ Ap_1 + Bp_2 &= M \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

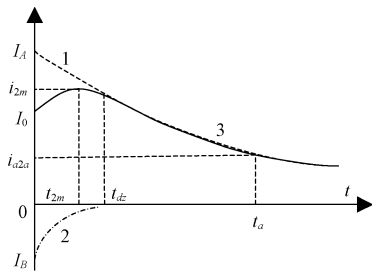
联解式(36)得

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{M - Ep_2}{p_1 - p_2} = -\frac{(MT_c + E)T_a}{T_c - T_a} \\ B &= -\frac{M - Ep_1}{p_1 - p_2} = \frac{(MT_a + E)T_c}{T_c - T_a} \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

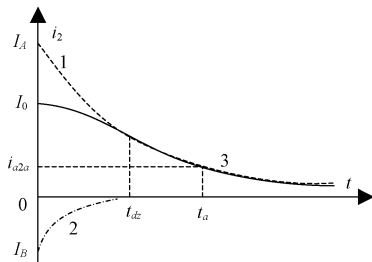
将 A 、 B 代入式(33)，顾及放电电流 $i_{a2} = U_c/R_d$ ，于是有

$$i_{a2} = (A e^{-t/T_a} + B e^{-t/T_c})/R_d = I_A e^{-t/T_a} + I_B e^{-t/T_c} \quad (38)$$

式中 $I_A = A/R_d$ ， $I_B = B/R_d$ ；起始电流 $I_{a20}(0) = I_A + I_B = E/R_d$ 。实际上图 17 曲线的尾部才是介质吸收效应的真正反映，故特征时刻 t_a 后延为妥。



(a) T_c 较小时
(a) T_c smaller



(b) T_c 较大时
(b) T_c greater

图 17 电容放电电流检测模式 2 图解

Fig. 17 The diagram of current detection mode 2 when capacitor discharging

定义时刻 t_a 的电流 i_{a2a} 与最大充电电流的比值作为介质吸收系数的度量：

$$K_{a4} = \frac{i_{a2a}}{E/R_c} \times (100 \%) \quad (39)$$

6 结束语

借助电容介质吸收等效电路 $C_a - R_a$ 的综合分析，探索单支路模型的理论特色，与实测数据极为相近，见(图 7 与图 11(a))，足以证实单支路模型的合理可行性，显著简化电路分析。

国标 GB/T 6343.1-2024 推荐剩余电压与充电电压的比值，作为介质吸收效应的量值。除了电压型，还有电流型的表达方式，可视具体条件择优。

本文从剩余电压及剩余电流的分析中，获取有价值的信息：

① 电容器充放电后测取的剩余电压和剩余电流(模式 1)，呈现明显的峰值，充分反映吸收效应的存在及其变化规律，直觉效果强烈，颇受业者青睐。然而，取得峰值的代价高，难以推广，便折中采用峰前某特征时刻所对应的剩余电压与充电电压的比值，表征吸收效应的量值。至于电流型(模式 2)的吸收系数，则取拖尾某特征时刻的剩余电流与充电起始电流的比值表达之(见图 17)。

② 从峰值存在的条件中，不难发现参与检测的电容器，必须容值一致，否则测试结果的可信度存疑，见式(16)^[26]，无法进行介质吸收系数的量值比对。

③ 测试用的高输入阻抗仪表，必须实施阻抗匹配。电子仪表系由有源器件构建，输入线上存在微弱的偏置电流，需要信源端提供高阻入地回路。理论指明，信源高阻应低于仪表输入阻抗 2 ~ 3 个量级。

参考文献

[1] 怀寿民, 吴建国. 电容器失效及对电路的影响浅析[J]. 云南师范大学学报(自然科学版), 1999(3): 25-28.
HUI Shoumin, WU Jianguo. Analysis of capacitor failure and its influence on circuit[J]. Journal of Yunnan Normal University (Natural Science Edition), 1999(3):

- 25-28.
- [2] 刘强. 材料物理性能[M]. 北京: 化学工业出版社, 2009: 7.
- [3] 李小玲, 李景德. 电容器介质吸收电流的测量与表征[J]. 无机材料学报, 1996, 11(2): 337-342.
LI Xiaoling, LI Jingde. Measurement and characteristics of absorbing current of dielectrics in a capacitor[J]. Journal of Inorganic Materials, 1996, 11(2): 337-342.
- [4] 叶秀, 陈志坚. 电容器介质吸收效应的测量原理和测试方法[J]. 仪器仪表学报. 1982, (4): 352-358.
YE Pang, CHEN Zhijian. The measuring principle and method of dielectric absorption effect of capacitor[J]. Journal of Instrumentation, 1982(4): 352-358.
- [5] 陆寿茂. CGF0711 型隔离放大器技术说明[R]. 常州华诚常半微电子有限公司. 2008.
- [6] BURR-BROWN CORP. 3656 Integrated Circuits-Transformer Coupled Isolation Amplifier[EB/OL]. Product databook. <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/56529/BURR-BROWN/3656.html>.
- [7] Texas Instruments. LMx31x Precision Voltage-to-Frequency Converters [EB/OL]. 1994. https://www.ti.com.cn/product/cn/LM331?keyMatch=lm131&tisearch=universal_search.
- [8] 熊丽霞. 微弱电容传感信号读取电路技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [9] 邢本凤. 高精度微弱电容检测技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- [10] LORGA C. Compartmental analysis of dielectric absorption in capacitors[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2000, 7(2): 187-192.
- [11] KUNDERT K. Modeling dielectric absorption in capacitors[R]. Designer's Guide Consulting, Inc., 2008.
- [12] 徐克宝. 数据采集系统中的电容器介质吸收效应所产生误差的分析[J]. 电子技术应用, 1991 (7): 42.
XU Kebao. Error analysis of capacitor dielectric absorption effect in data acquisition system[J]. Application of Electronic Technology, 1991(7): 42.
- [13] 俞阿龙. 电容器介质损耗对其充放电过程的影响[J]. 宁夏工学院学报, 1997(S1): 104-106.
YU Along. The influence of dielectric loss of capacitor on its charging and discharging process[J]. Journal of Ningxia Institute of Technology, 1997(S1): 104-106.
- [14] 方海泉. 有机介质电容器的吸收效应[J]. 电子元件与材料, 1982(2): 12-17.
FANG Haiquan. Absorption effect of organic dielectric capacitors[J]. Electronic Components and Materials, 1982(2): 12-17.
- [15] 蓝鲲, 陆寿茂, 闫俊武, 等. 动态测量的不确定度分离原理[J]. 遥测遥控, 2001(5): 49-53.
LAN Kun, LU Shoumao, YAN Junwu, et al. The principle of uncertainty separation in dynamic measurement [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2001 (5): 49-53.
- [16] 吴德洲. 动态不确定度与静态不确定度的区别和联系[J]. 计量与测试技术, 2010, 37(12): 15-17.
WU Dezhou. The difference and relationship between dynamic uncertainty and static uncertainty[J]. Measurement and Testing Technology, 2010, 37(12): 15-17.
- [17] 龚为民, 刘宇. LCR 测量仪电容器损耗角正切测量不确定度的评定[J]. 中国计量, 2013, (7): 96-97.
GONG Weimin, LIU Yu. Evaluation of uncertainty in measurement of capacitor loss angle tangent of LCR measuring instrument[J]. China Metrology, 2013(7): 96-97.
- [18] 压力传感器静态性能不确定度计算方法: QJ 28A-1998[S]. 1998.
- [19] 陆寿茂. 线性仪表静态不确定度的统计估算[J]. 遥测遥控, 2000(4): 17-25.
LU Shoumao. Statistical estimation of static uncertainty of linear instruments[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2000(4): 17-25.
- [20] 冯凯, 刘振兴, 李翠, 等. 电压型变频调速系统滤波电容介质损耗因数的监测[J]. 武汉科技大学学报, 2015, 38(4): 302-306.
FENG Kai, LIU Zhenxing, LI Cui, et al. Monitoring of dielectric loss factor of filter capacitor in voltage-type variable-frequency speed control system[J]. Journal of Wuhan University of Science and Technology, 2015, 38 (4): 302-306.
- [21] 杨茂辉. 耦合电容器介质损耗测量结果的分析[J]. 电力电容器, 2003(4): 40-45.
YANG Maohui. Analysis of dielectric loss measurement results of coupling capacitor[J]. Power Capacitor, 2003 (4): 40-45.
- [22] 电子设备用固定电容器 第 1 部分: 总规范: GB/T 6346.1-2024[S]. 2024.
- [23] 冯佳. 极微小电容的检测技术研究[D]. 长春: 中国科学院研究生院(长春光学精密机械与物理研究所),

- 2014.
- [24] 顾慰君, 单广智. 积分电容介质吸收引起的双积分模数转换误差[J]. 电子学报, 1981(5): 100-104.
GU Weijun, SHAN Guangzhi. Double integral analog-to-digital conversion error caused by dielectric absorption of integral capacitor[J]. Acta Electronica Sinica, 1981(5): 100-104.
- [25] 叶雳, 陈志坚. 双斜式 A/D 转换器中积分电容介质吸收效应的补偿原理和方法[J]. 仪器仪表学报, 1983(4): 88-95.
YE Pang, CHEN Zhijian. The compensation principle and method of the dielectric absorption effect of the integral capacitor in the double slope A / D converter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 1983(4): 88-95.
- [26] 欧美极. 测量误差分析与数据处理技术的研究[J]. 流体测量与控制, 2024, 5(5): 63-66.
OU Meiji. Research on measurement error analysis and data processing technology[J]. Fluid Measurement and Control, 2024, 5(5): 63-66.

[作者简介]

- 周天熠 1990年生, 硕士, 高级工程师。
董荷玉 1980年生, 本科, 工程师。
李亮科 1986年生, 本科, 工程师。
陆寿茂 1934年生, 本科, 研究员。
李 硕 1993年生, 硕士, 工程师。

(本文编辑: 赵尹默)