第 50 卷 第 1 期：432-440 高电压技术 Vol.50, No.1: 432-440
2024 年 1 月 31 日 High Voltage Engineering January 31, 2024
**DOI**: 10.13336/j.1003-6520.hve.20221936

# 基于宽频混合自积分的脉冲电流测量探头

王永生[1]，苏芳菲[2]，万臻博[1]，张习文[1]，丁卫东[1]
（1. 西安交通大学电工材料电气绝缘全国重点实验室，西安 710049;
2. 国网河南省电力公司郑州供电公司，郑州 450006）

**摘　要**：目前有很多针对脉冲功率装置的纳秒脉冲电流测量传感器的研究，但现有脉冲电流测量探头大多关注高频信号的采集特性，很少见到对高低频信号都有较好响应的宽频带纳秒脉冲电流测量探头。基于一种新的电路拓扑设计了一款采用混合积分器的宽频电流传感器，并对其工作原理和电缆匹配方式进行了理论分析，介绍了电流探头整体的结构设计，通过阶跃响应实验探究了不同参数对研制的电流探头输出波形的影响。实验结果表明：积分电阻、采样电容对时间常数和低频灵敏度影响较大，积分电阻增加时探头输出幅值减小时间常数增大，采样电容减小时探头输出信号幅值增加时间常数减小；采样电阻对高频灵敏度影响较大，阻值过大会引起测量信号波头过冲畸变。在实际参数设计时，可以根据实际测量需求调整以上高、低频灵敏度的相关参数来满足实际测量要求。
**关键词**：B-dot；LR 积分器；RC 积分器；测量；快脉冲电流

## Pulse Current Measurement Probe Based on Broadband Hybrid Self-integration

WANG Yongsheng[1], SU Fangfei[2], WAN Zhenbo[1], ZHANG Xiwen[1], DING Weidong[1]
(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;
2. State Grid Zhengzhou Power Supply Company of Henan Electric Power Company, Zhengzhou 450006, China)

**Abstract**：At present, many researches on nanosecond pulse current measurement sensors for pulsed power devices are available, however, most of the existing measurement probes for pulse current focus on the acquisition characteristics of high-frequency signals, and few measurement probes for broadband nanosecond-pulse current have an excellent response to both high-frequency and low-frequency signals. In this paper, a broadband current sensor using a hybrid integrator is designed based on a new circuit topology, and its working principle and cable matching mode are theoretically analyzed. The overall structure design of the current probe is introduced, and the influence of different parameters on the output waveform of the designed current probe is explored through step response experiments. The experimental results show that the integral resistance and sampling capacitance have a great influence on the time constant and low-frequency sensitivity. When the integral resistance increases, the probe output amplitude decreases, and the time constant increases. When the sampling capacitance decreases, the probe output signal amplitude increases and the time constant decreases. The sampling resistance has a great influence on the high-frequency sensitivity, and excessive resistance will cause overshoot distortion of the measuring signal wave front. In the actual parameter design, the above high and low-frequency sensitivity-related parameters can be adjusted according to the actual measurement requirements to meet the actual measurement requirements.
**Key words**：B-dot; LR type integrator; RC type integrator; measurement; fast pulse current

## 0　引言

大型脉冲功率装置一般都是由大量支路并联构成单级，实现电流叠加，多级构成单路，实现电压叠加，最后通过多路汇聚，实现超高功率电脉冲的输出，各级电流信号及其时序特征是表征其运行状态的重要指标[1-2]。大型脉冲功率装置的脉冲电流幅值可达兆安量级，脉冲前沿最快可达几纳秒，脉冲宽度为几十纳秒到几微秒[3-4]。同时脉冲功率装置为保证输出一致性往往要求结构非常紧凑，所以布置的电流探头还会受到开孔尺寸的制约。

B-dot(微分环)是一种结构特殊的 Rogowski 线圈，采用非接触的测量方式，即通过测量电流所产生的磁通量暂态变化达到间接监测电流的目的，并

**基金资助项目**：国家自然科学基金(52007144)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52007144).

通过数值积分或无源积分器进行信号还原。B-dot 探头广泛用于脉冲功率装置传输线电流的测量，国内外学者对其研制和标定做了大量研究[5-7]。2007 年，中国工程物理研究院卫兵等人研制并标定了带无源 RC 积分器的 B-dot 探头，用于阳加速器磁绝缘传输线(MITL)上兆安量级、百纳秒前沿电流的测量[8]。他们将线圈直接焊接在改造过的真空电缆头上，这是一种典型结构；为避免信号在电缆中折反射，积分电阻与电缆波阻抗相等，只能通过小范围改变积分电容 C 来调节探头的灵敏度和高频响应特性。在此探头结构基础上，针对不同测量环境，不同学者做了一定程度改进。2014 年，卫兵等人为测量初级试验平台 MITL 的电流，在探头前端增加了镍铬合金膜来屏蔽空间电子干扰[9]，结果表面贴膜后 B-dot 探头的高频截止频率由 148 MHz 降低为 50.3 MHz。圣地亚实验室 W. A. Stygar 等人将 B-dot 由两个绕向相反的线圈构成两路输出，可以消除共模噪声的干扰，且利用数值积分对结果进行复原，测量系统最快可以响应前沿 2 ns 的电流信号[10-11]。2010 年，西北核技术研究院来定国等人设计的 B-dot 探头具有小于 4 ns 的响应时间[12]，呼义翔等人研制了用于强光 1 号 MITL 脉冲电流测量的差模式 B-dot 探头，其输出信号经 RC 积分器进行积分还原，测量系统低频截止频率 2.2 MHz，能有效测量幅值 1.0 MA，半高宽 125 ns 的脉冲电流信号[13]。

B-dot 探头获取的原始信号微分需要由数值积分或外接无源积分器进行还原。当采用数字积分时，输出不够直观，难以实时监测大量输出信号；采用无源积分电路对微分信号进行积分还原时，存在下限截止频率和灵敏度的固有矛盾[14]。另外 RC 型积分探头为保证电缆匹配，积分电阻值要固定，只能调节积分电容，探头参数设计不够灵活。在调节积分电容时，为提升探头的低频响应，积分电容要足够大，但受杂散参数的影响，积分电容越大高频特性会越差。这些因素会导致目前的 B-dot 探头不能同时兼顾测量脉冲电流上升沿、半高宽和幅值的需求。针对以上问题，本文在无源 RC 积分电路基础上提出一种新的电路拓扑，并基于此设计了一款采用混合积分器的紧凑型宽频带电流探头。该探头高频工作在 LR 积分模式下，频率较低时工作在 RC 积分模式下。本文理论分析了这款电流探头的工作原理，详细介绍了设计方法，并通过实验探究了其性能。

## 1 理论分析

### 1.1 采用混合积分器的电流探头工作原理

与带 RC 积分器的微分环类似，采用混合积分器的电流探头基于电磁感应原理，通过小尺寸线圈采集到待测电流的微分信号，然后通过线圈端口所接的混合积分器对电流信号进行还原。混合积分器与 RC 积分器的区别是，采样支路由原来单独的采样电容变为电容和一个小阻值采样电阻的串联。这种设计的优势在于：混合积分器在频率较低时仍然工作在 RC 积分模式下，但在高频时工作在 LR 积分模式下，这样可以有效扩大其频带范围，具体工作原理如下。

考虑杂散参数的影响，采用混合积分器的电流探头电路模型如图 1 所示。其中 $L$ 是线圈的自感；$M$ 是线圈和载流导体之间的互感；$R$ 积分电阻；$r$ 采样电阻；$C$ 采样电容；$R_{\mathrm{L}}$、$C_{\mathrm{L}}$ 分别是线圈的电阻和对地电容；$C_{\mathrm{e}}$ 和 $L_{\mathrm{s}}$ 是采样支路的对地电容及杂散电感。

由于线圈和采样支路的对地电容($C_{\mathrm{L}}$、$C_{\mathrm{e}}$)很小，容抗极高，因此，流过的电流可以忽略，其影响在更高频率下才得到显著体现。根据电路原理列写回路电流方程：

$$M\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\approx(L+L_{\mathrm{R}}+L_{\mathrm{S}})\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}+(R+R_{\mathrm{L}}+r)i_2+\frac{1}{C}\int i_2\mathrm{d}t \tag{1}$$

#### 1.1.1 LR 积分模式

当积分器用于测量高频信号且频率满足：

$$\omega(L+L_{\mathrm{R}}+L_{\mathrm{S}})>>(R+R_{\mathrm{L}}+r)+\frac{1}{\omega C} \tag{2}$$

回路中电感的阻抗远大于电阻和电容的阻抗之和，因此可以忽略等式后两项。为了保证高频测量特性，本文设计的混合积分器一般选用较大的采样电容值以满足式(2)的关系。并且，线圈的电感远

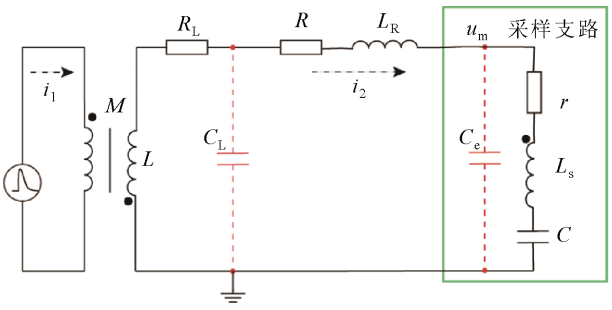



图 1 采用混合积分器的电流传感器的电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of current sensor using hybrid integrator

大于积分电阻和采样支路的杂散电感，则式(1)可进一步简化：

$$M\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\approx L\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} \tag{3}$$

在采样支路中，支路杂散电感 $L_S$ 很小，在高频时，当满足如式(4)所示关系，采样支路近似是一个小电阻，此时混合积分器工作在 LR 积分模式下。此测量系统的上限截止频率由式(4)决定。

$$r>>\frac{1}{\omega C}+\omega L_S \tag{4}$$

采样支路两端的电压 $u_m$ 即为此电流探头的输出信号，进一步推导可得到如式(5)所示关系。

$$u_m\approx ri_2\approx\frac{Mr}{L}i_1 \tag{5}$$

因此 LR 工作模式下，电流探头的灵敏度为如式(6)所示。

$$\frac{u_m}{i_1}=\frac{Mr}{L} \tag{6}$$

1.1.2 RC 积分模式

当积分器用于测量低频信号时，如果频率满足式(7)、式(8)关系，则回路中电阻两端电压远大于电感两端电压，也远大于采样支路电容两端电压。

$$(R+R_L+r)>>\omega(L+L_R+L_S) \tag{7}$$

$$(R+R_L+r)>>\frac{1}{\omega C} \tag{8}$$

因此可以忽略式(1)第一项和第三项。同时积分电阻远大于线圈杂散电阻与采样电阻之和。式(1)可进一步简化：

$$M\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\approx Ri_2 \tag{9}$$

此时，回路电流 $i_2$ 与被测电流 $i_1$ 的微分成正比。采样支路中杂散电感很小，当采样电容的阻抗远大于采样电阻与杂散电感阻抗之和时，混合积分器工作在 RC 积分模式下，即满足如式(10)所示关系。

$$\frac{1}{\omega C}>>r+\omega L_S \tag{10}$$

进一步推导可得，采样支路两端输出电压如式(11)所示。

$$u_m\approx\frac{1}{C}\int i_2\mathrm{d}t\approx\frac{M}{RC}i_1 \tag{11}$$

因此，在 RC 积分模式下，电流探头的灵敏度如式(12)所示。

$$\frac{u_m}{i_1}=\frac{M}{RC} \tag{12}$$

在低频段，电感的阻抗很小，可被忽略。所以该电流探头的低频性能与 RC 积分模式有关。图 1 所示的电路结构可以被简化为 RC 串联支路，此电路的时间常数即为电流传感器的时间常数，其决定了传感器的低频特性，如式(13)所示。

$$\tau=(R+R_L+r)C \tag{13}$$

要想电流探头正常工作，避免测量结果的波形畸变，需满足所测量的频率范围内高、低频灵敏度保持相等，即满足如式(14)所示关系。这是混合积分器的电流探头具备理想宽频带工作特性的基本约束条件。

$$\frac{Mr}{L}=\frac{M}{RC} \tag{14}$$

### 1.2 电缆匹配方式对测量频带的影响

由于测量探头应用的装置本体(探头安装位置)存在较强辐射，因此需要将被测信号采用长电缆引出测量。另外，由于待测信号前沿在纳秒量级，其最短波长要小于长电缆的波长，因此长电缆测量时波过程对测量信号的影响不能忽略。

电流探头输出的信号需要经过电缆传输到数字示波器，高频时可能发生折反射，为避免波形畸变，需要进行电缆匹配方案的设计。目前常用的电缆匹配方式有首端匹配方式、两级分压匹配方式[15]。忽略杂散参数的影响，其等效电路如图 2 所示，其中电缆首端匹配电阻是 $R_m$，示波器输入阻抗是 $R_o$，同轴电缆波阻抗 $Z$=50 Ω。

1.2.1 两级分压匹配方式

采用两级分压匹配需保证电缆末端匹配电阻与电缆波阻抗相等，即示波器输入阻抗为 50 Ω，信号在电缆末端不会发生折反射，但会被二级分压。在此匹配方式下，电流传感器的低频时间常数由式(15)决定，输出信号大小由式(16)决定。为保证输出信号的信噪比，首端匹配电阻不能太大，因此采用此匹配方式，经电缆传输，电流传感器的低频时间常数会减小，低频性能下降。

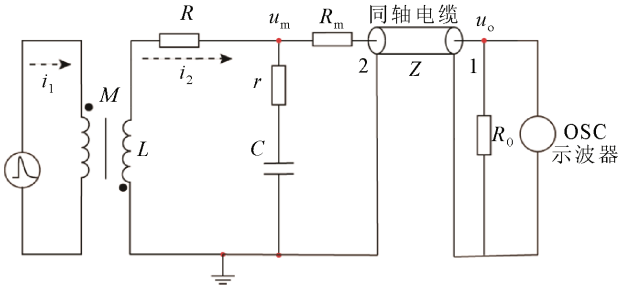



图 2 电流探头的电缆匹配方式

Fig.2 Cable matching schemes of current probe

$$\tau_1 = C\cdot\left(r+\frac{R(R_m+Z)}{R+R_m+Z}\right) \tag{15}$$

$$\frac{u_0}{i_1}=\frac{u_m}{i_1}\cdot\frac{Z}{R_m+Z} \tag{16}$$

1.2.2 首端匹配方式

采用首端匹配时，电缆首端电阻与电缆波阻抗相等，电缆末端接示波器，其输入阻抗为 1 MΩ。因为电缆末端近似开路，所以信号第一次传播到 1 时会发生全反射，经过 2 时，向左看的部分等效阻抗可以按式(17)计算。当采样电容较小时，容抗较大，首端匹配失效，采用长电缆时信号会在电缆首端发生折反射，造成波形畸变；在一定范围内，电缆越长，畸变越严重[16]。但采样电容较大时，点 2 向左看的等效阻抗约等于首端匹配电阻，近似满足首端匹配条件，信号的折反射可以忽略。但如果采样电容过大导致高频下采样支路残余电感的阻抗接近甚至大于采样电容的容抗，将按照电感进行分压，测得的波形头部将叠加幅值较高的过冲分量。

$$Z_{eq}=R_m+\frac{(\frac{1}{j\omega C}+r)(R+j\omega L)}{(\frac{1}{j\omega C}+r)+(R+j\omega L)} \tag{17}$$

1.2.3 仿真分析

对不同电缆匹配方式以及首端匹配下不同采样电容容值进行仿真，结果如图 3 所示。其中，待测电流是幅值 300 A、前沿 3 ns、脉宽 1 s 的脉冲信号；线圈自感 $L$ 和互感 $M$ 分别设为 1.1 μH、1.1 nH；积分电阻 $R$=1000 Ω，采样电阻 $r$=0.44 Ω；采样电容 $C$=2.5 nF。两级分压匹配时 $R_m$=100 Ω，$R_o$=50 Ω；首端匹配时，$R_m$=50 Ω，$R_o$=1 MΩ。当增大采样电容的容值 $C$=25 nF，为保证探头时间常数不变，积分电阻 $R$=100 Ω。

从图 3 中可以看出，仿真结果与理论分析一致。当采样电容较小时，首端匹配方式下输出波形发生了畸变；两级分压匹配方式下输出波形良好，但信号的幅值以及时间常数减小，探头低频截止频率增加。增大采样电容值，探头在首端匹配方式下仍能得到较为良好的波形。因此，在使用长电缆时，为满足宽频带设计要求，应选用首端匹配方式。

## 2 测量探头结构设计与分析

### 2.1 PCB 感应线圈的设计

为避免传统绕线式线圈因制作过程受工艺的限制而出现杂散参数不统一的情况[17]，采用 PCB 印制技术来制作电磁感应线圈，PCB 制作线圈相比手工制作线圈可以提高参数一致性。线圈主要用于测量纳秒量级的快前沿脉冲电流信号，流过线圈信号频率极高，为避免信号在 PCB 线圈传输时的串扰，PCB 板上的布线应该按照电磁兼容领域的“3w”原则进行布置，即相邻两条线的距离至少大于线宽的 3 倍。在结构设计时应注意，线圈匝数会影响探头灵敏度，线圈尺寸受开孔尺寸制约。PCB 线圈设计如图 4 所示，正反面之间采用过孔连接实现电路导通，其端口等效电路近似可以视为一个电感 $L$ 和电容 $C_0$ 的并联。

根据前面的理论分析，要想充分发挥混合积分器型电流探头的宽频带响应特性，应当尽量满足式(14)的等式约束条件。其中积分电阻、采样电容及采样电阻的值容易确定，因此，得到准确的线圈电

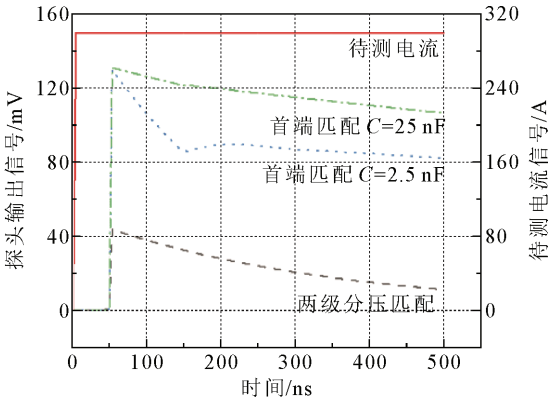



图 3 不同电缆匹配方案的仿真分析结果

Fig.3 Simulation analysis results of different cable matching schemes

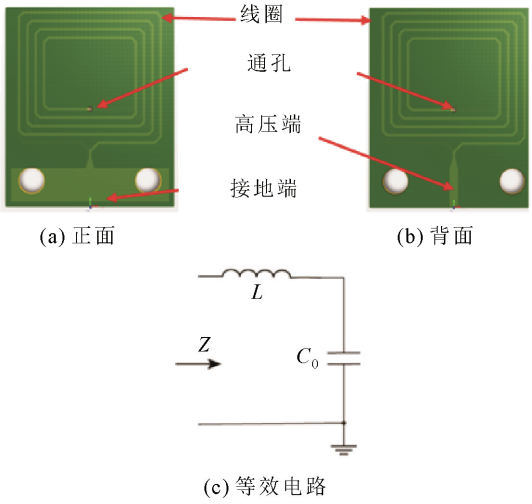



图 4 PCB 感应线圈结构及等效电路

Fig.4 Structure and equivalent circuit of PCB coil

感值是设计的关键。ANSYS HFSS 可以对任意三维结构进行全波分析求解，利用该软件对 PCB 线圈进行 0~1 GHz 的电磁场仿真获取线圈高压端和地之间的端口阻抗 $Z$，利用 $Z$ 的虚部 $\mathrm{Im}[Z]$，通过参数提取得到其等效电感和电容值，见式(18)。

$$\mathrm{Im}[Z]=\mathrm{Im}\left[\frac{\mathrm{j}\omega L\cdot\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_0}}{\mathrm{j}\omega L+\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_0}}\right]=\frac{\omega L}{1-\omega^2 LC_0} \tag{18}$$

通过仿真得到，线圈端口对地电容约 2.6 pF，不同频率下 PCB 线圈的电感值如表 1 所示。PCB 线圈制作完成后，利用 TH2817B 型 LCR 电桥于 40 kHz 对线圈电感值进行实测，测量的电感值见表 2。

可见，仿真得到的电感值与实测基本相符，为后续设计提供了保障，最终得到线圈自感 $L$ 约为 1.1 μH。

### 2.2 采样支路杂散电感优化设计

根据理论分析，为保证电流传感器的高频性能，采样支路杂散电感越小越好，因为杂散电感会在波头处引起振荡。通常采用多元件多支路并联的方式可以减小回路杂散电感，在采样支路的设计中通过在 PCB 电路板上并联焊接大量贴片电阻来实现。所设计的 PCB 板如图 5(a)所示，外层圆环放置贴片电容，内层圆环放置贴片电阻，元件封装规格尺寸均为 0603。整体采用并联不回流结构，选择过孔方式实现正反两面并联，电流流通路径如图 5(b)所示。通过改变贴片元件的值和数量，可得到不同参数的采样支路。最终制作出的 PCB 板实物如图 5(c)所示，其尺寸大小接近一元硬币，结构十分紧凑，其中采样电阻为 0.29 Ω，采样电容为 18.75 nF。

### 2.3 测量探头整体结构的紧凑性

电流传感器的整体结构设计如图 6 所示。电缆首端匹配电阻和电缆波阻抗相等，其值为 50 Ω。积分电阻以及首端匹配电阻采用直插式电阻，采样电阻和电容由多个贴片元件并联组成。整体分为 3 层，拆装方便，结构紧凑，参考尺寸如图 6 中标注所示。选用同轴式结构的设计有助于降低整体结构的杂散电感。

## 3 混合自积分电流探头性能研究

理想情况下，采用混合积分器的电流探头在所要求的一定频率范围内，其高、低频灵敏度保持相等，即满足式(14)的约束条件。然而探头在实际设计和制作过程中，由于元件精度、加工误差、杂散参数等影响，不可避免出现约束条件不满足的情况。另外，在实际使用中，电流探头输出信号需要经过电缆传输到数字采集系统。因此有必要探究不同参数的变化对探头输出波形的影响，包括积分电阻、采样电阻、采样电容以及电缆长度。

表 1 不同频率下感应线圈电感仿真值

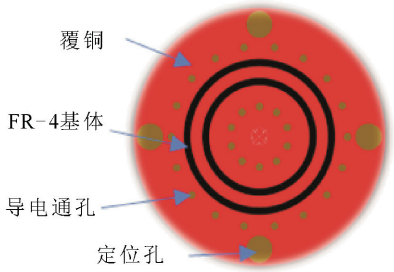
Table 1 Simulation value of coil inductance at different frequency

| 频率/MHz | $1\times10^{-4}$ | 1 | 2 | 10 | 20 |
|---|---|---|---|---|---|
| 电感值/ μH | 1.16 | 1.12 | 1.12 | 1.12 | 1.16 |

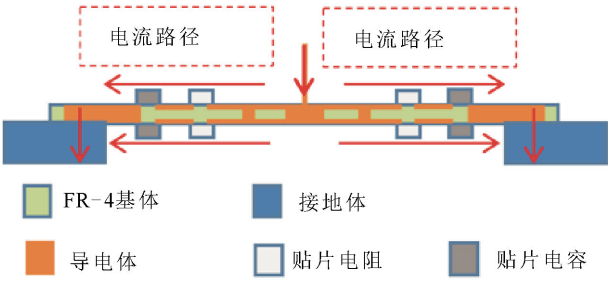
表 2 感应线圈电感实测值

Table 2 Measured value of coil inductance

| 次数 | 1 | 2 | 3 | 平均值 |
|---|---|---|---|---|
| 电感值/ μH | 1.11 | 1.11 | 1.12 | 1.11 |




(a) 结构示意图




(b) 电流流通路径



(c) 实物图

图 5 基于 PCB 板的采样支路的设计

Fig.5 Design of sampling branch based on PCB board

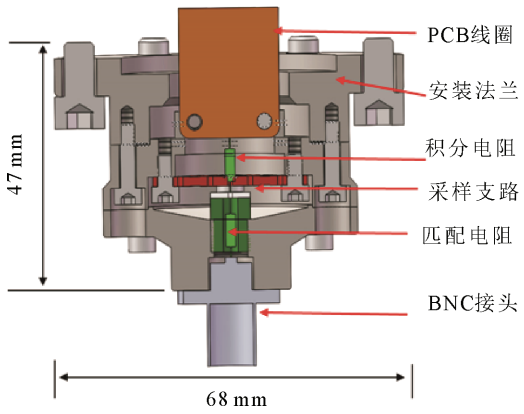



图 6　电流探头整体结构设计

Fig.6　Overall structure design of current sensor

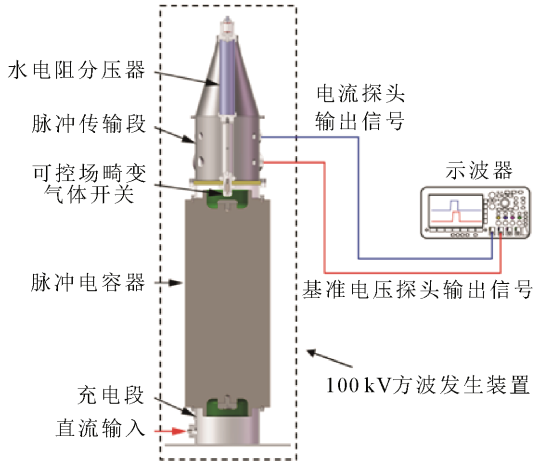



图 7　测试平台示意图

Fig.7　Schematic diagram of test platform

### 3.1　测试平台

利用自主研制的 100 kV 方波发生装置对电流探头进行阶跃响应实验[18]，以探究电流探头的性能。该标定平台利用电容放电原理，采用可控的场畸变气体开关产生阶跃脉冲，可以产生前沿(10%~90%上升时间)约 3 ns，1 μs 内平顶降不超过 1%的脉冲信号，电流幅值最大可以达到 1 kA。通过改变气体开关的气压可以调节脉冲信号的上升时间。同时用所研制的电流探头和标定过的高性能电压传感器对脉冲发生器所产生的脉冲信号进行测量，测量结果以后者作为基准进行比较。测试平台如图 7 所示，标定平台产生的典型波形如图 8 所示。

### 3.2　积分电阻对探头输出性能的影响

线圈电感约 1.1 μH，近似满足等式约束条件下，电流探头的参数设计如下，积分电阻 200 Ω，采样电阻 0.29 Ω，采样电容 18.75 nF。通过式(6)、式(12)计算可知此时高频灵敏度和低频灵敏度近似相等，约为 $0.29\times10^{-3}$。增大积分电阻阻值为 400 Ω、800 Ω，其他参数保持不变，电缆长 0.5 m，示波器输入阻抗为 1 MΩ，在不同积分电阻 $R$ 情况下电流探头输出波形如图 9 所示，其阶跃响应的上升时间如表 3 所示。

由图 9、表 3 可知，增大积分电阻，电流探头输出波形幅值逐渐减小，时间常数逐渐增大，与前面理论分析一致。但另一方面，探头的响应时间变慢，输出波形头部过冲逐渐增大。这是因为增大积分电阻时 $RC$ 增大，这会导致等式约束条件不相等(式(14)左边大于右边)，即高频灵敏度偏大，因此，在时域响应表现为波头出现过冲，前沿变快。高、低频截止频率 $f_H$、$f_L$ 通过式(19)、式(20)进行估算，

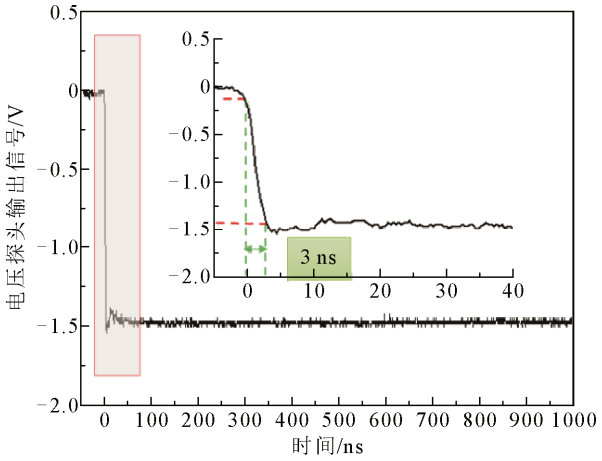



图 8　标定平台产生的典型波形

Fig.8　Typical waveform generated by the calibration platform

其中 $t_r$ 为波形前沿 10%~90%上升时间，$\tau$ 为时间常数，由式(13)计算得到。

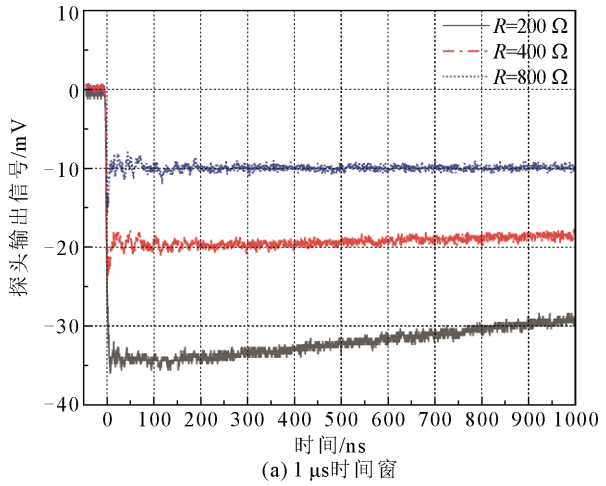
$$f_H = \frac{0.368}{t_r} \tag{19}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi\tau} \tag{20}$$

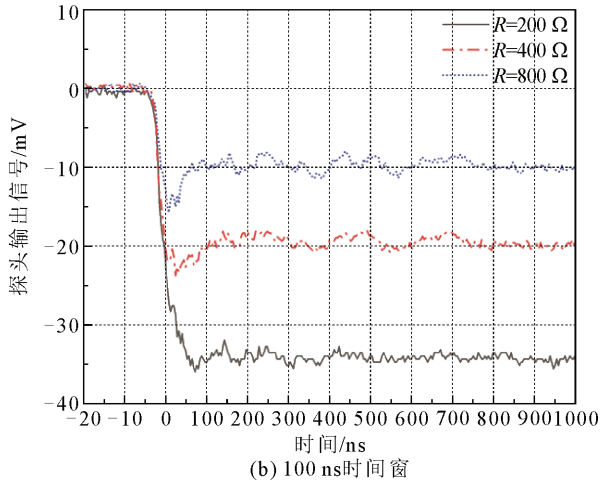
### 3.3　采样电阻对探头输出性能的影响

在原来探头参数设计的基础上，其他参数保持不变，通过改变采样支路并联电阻数，将采样电阻 $r$ 的阻值由 0.29 Ω 逐渐增大到 0.37、0.44、0.55 Ω。对采用不同采样电阻的电流探头进行实验，得到结果如图 10 所示。

由图 10 可知，随着采样电阻的增大，探头测量信号上升时间逐渐减小，波头过冲逐渐增大，这是因为等式约束条件不满足且高频灵敏度偏大，因



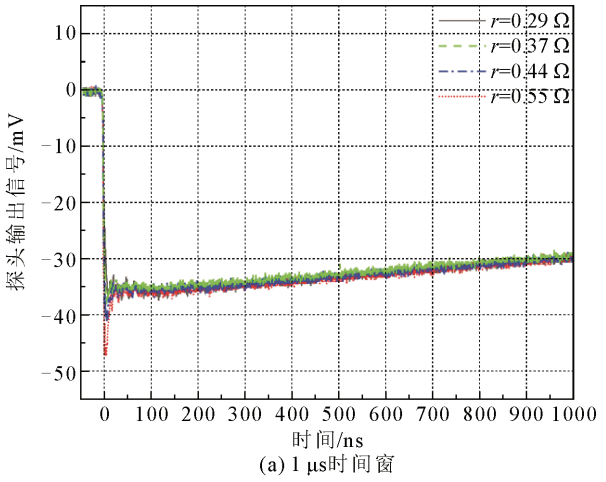
(a) 1 μs时间窗



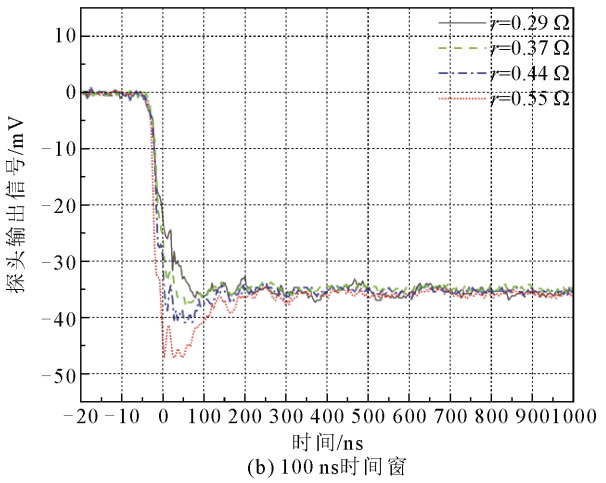
(b) 100 ns时间窗

图 9 不同积分电阻情况下电流探头输出波形

Fig.9 Signal from current sensor with different integrating resistors



(a) 1 μs时间窗



(b) 100 ns时间窗

图 10 不同采用电阻情况下电流探头输出波形

Fig.10 Signal from current sensor with different sampling resistors

表 3 不同积分电阻情况下电流探头的响应时间

Table 3 Response time of current sensor with different integral resistors

| 积分电阻/Ω | $t_r$/ns | $f_H$/MHz | $f_L$/MHz |
|---|---|---|---|
| 200 | 2.95 | 124.75 | 0.042 |
| 400 | 3.6 | 102.22 | 0.021 |
| 800 | 6.4 | 57.50 | 0.011 |

此相当于探头输出波形的高频分量被放大。但采样电阻的改变对探头的时间常数和低频灵敏度没有影响，因此探头输出信号的幅值和低频截止频率不变。值得注意的是，高频灵敏度过大会导致波头出现过冲，造成波形畸变，影响测量的准确性。

### 3.4 采样电容对探头输出性能的影响

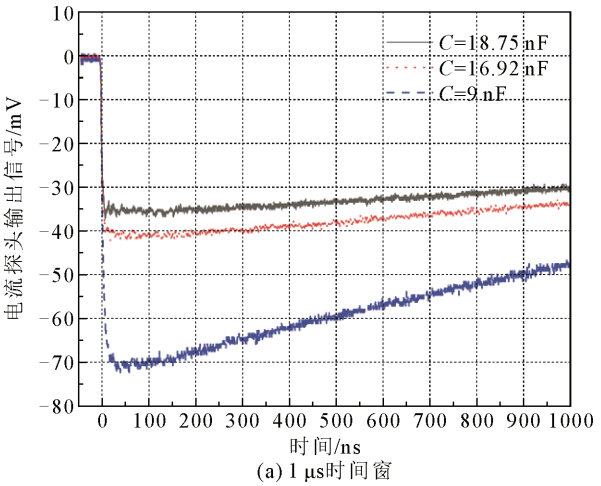
由式(12)、(13)可知，采样电容会影响电流探头的时间常数和低频灵敏度。在原来探头参数设计的基础上，其他参数保持不变，通过改变采样支路并联电容数，将采样电容容值由 18.75 nF 分别减小为 16.92 nF、9 nF。对采用不同采样电容的电流探头进行实验，得到结果如图 11 所示。

由图 11 可知，随着采样电容的减小，电流探头输出信号幅值增加，但时间常数减小，与前面理论分析一致。另一方面，减小采样电容，等式约束条件不满足且低频灵敏度偏大，相当于探头的高频响应不足，因此探头的响应时间逐渐增大，输出波形平坦，没有出现过冲。

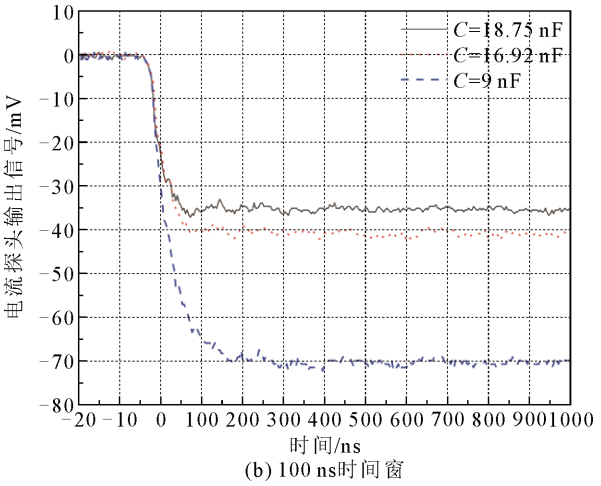
### 3.5 不同电缆长度对探头输出性能的影响

在原来探头参数设计的基础上，分别用长度 $l$ 为 0.5、1、2、5、10 m 的电缆，对电流探头进行实验，匹配方式采用首端匹配，示波器阻抗 1 MΩ，实验结果如图 12 所示。

从图 12 可以看出，电缆对输出信号有明显的延迟作用，1 m 电缆造成的信号延迟约为 5 ns。电



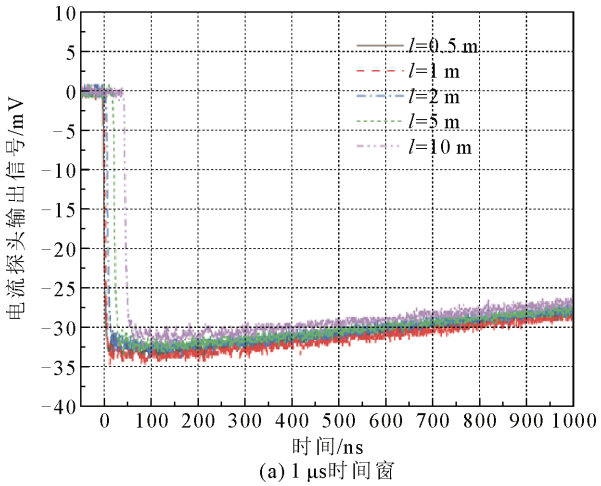
(a) 1 μs时间窗



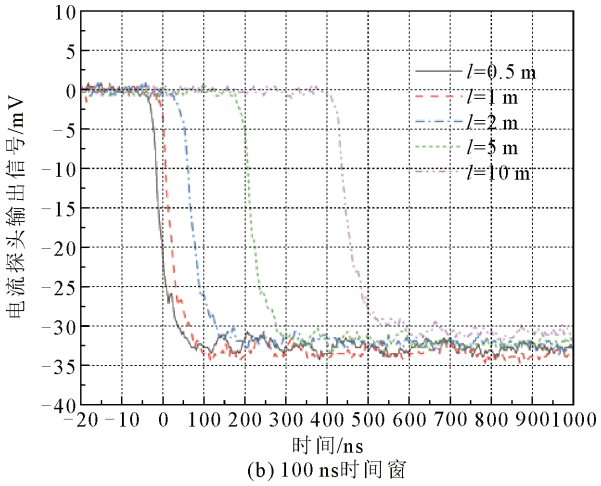
(b) 100 ns时间窗

图 11　不同采样电容情况下电流探头输出波形

Fig.11　Signal from current sensor with different sampling capacitors



(a) 1 μs时间窗



(b) 100 ns时间窗

图 12　不同电缆长度下电流探头输出波形

Fig.12　Signal from current sensor with different cable lengths

缆长度对电流探头输出波形影响较小，长电缆与短电缆情况下输出波形一致，未造成信号畸变，所设计的电流探头可以用于长电缆传输。这是因为电流探头采样支路的容值较大(18.75 nF)，支路的阻抗很小，因此，采用首端匹配时，虽然信号在电缆末端发生全反射，但经过电缆首端时，其视在阻抗仍近似等于首端匹配阻抗，不会发生波的折反射。这也证明了通过增大采样支路电容的容值来避免电缆首端匹配失效的方法是可行的。

## 4　结论

1）采用混合积分器的电流传感器在高频时工作在 LR 积分模式下，低频时工作在 RC 积分模式下。要想充分发挥该电流传感器的宽频特性，应尽量满足高、低频下灵敏度相等的约束条件。

2）积分电阻和采样电容与电流探头时间常数和低频灵敏度有关，采样电阻与高频灵敏度有关，与理论分析相符。当等式约束条件不满足，高频灵敏度偏大时，探头响应时间会减小，但波头会出现过冲；低频灵敏度偏大时，探头高频响应不足，其响应时间增大。

3）采用长电缆传输时，当采样支路的电容足够大，可以避免首端匹配失效，满足测量系统的宽频带要求。通过多个电容并联，采样支路电容为 18.75 nF 时，采用首端匹配方式，长电缆和短电缆情况波形均未发生畸变。

## 参考文献　References

[1] 刘锡三. 高功率脉冲技术[M]. 北京：国防工业出版社，2005：1-12.
LIU Xisan. High pulsed power technology[M]. Beijing, China: National Defense Industry Press, 2005: 1-12.

[2] 姚伟博，张永民，徐启福，等. 快脉冲测量探头的标定技术研究[J]. 高电压技术，2019，45(3)：814-819.
YAO Weibo, ZHANG Yongmin, XU Qifu, et al. Study on calibration technology for fast pulsed electrical sensors[J]. High Voltage Engi-

neering, 2019, 45(3): 814-819.
[3] 邱爱慈. 脉冲功率技术应用[M]. 西安：陕西科学技术出版社，2016：1-6.
QIU Aici. Pulsed power technology application[M]. Xi'an, China: Shannxi Science and Technology Press, 2016: 1-6.
[4] 丛培天. 中国脉冲功率科技进展简述[J]. 强激光与粒子束，2020，32(2)：025002.
CONG Peitian. Review of Chinese pulsed power science and technology[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2020, 32(2): 025002.
[5] 谭榕容，冉汉政，程刚. 基于 B-Dot 的 kA 级短脉冲电流测量方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报，2015，13(6)：990-994，999.
TAN Rongrong, RAN Hanzheng, CHENG Gang. Measurement of kA-level short pulse current based on B-Dot[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2015, 13(6): 990-994, 999.
[6] ROMERO C, MEDIANO A, RUBINSTEIN A, et al. Measurement of lightning currents using a combination of Rogowski coils and B-Dot sensors[J]. Journal of Lightning Research, 2012, 4(1): 71-77.
[7] HUISKAMP T, BECKERS F J C M, VAN HEESCH E J M, et al. B-Dot and D-Dot sensors for (sub)nanosecond high-voltage and high-current pulse measurements[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(10): 3792-3801.
[8] 卫 兵，顾元朝，周荣国，等. 真空磁绝缘线 B-dot 电流探测器的研制[J]. 高电压技术，2007，33(9)：188-191.
WEI Bing. GU Yuanchao, ZHOU Rongguo, et al. Design of B-dot monitor in magnetically insulated transmission line[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(9): 188-191.
[9] 卫 兵，卿燕玲，丰树平，等. 4 层圆盘锥形磁绝缘传输线的电流测量[J]. 强激光与粒子束，2014，26(8)：085002.
WEI Bing, QING Yanling, FENG Shuping, et al. Current measurement for four-level magnetically-insulated transmission line[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2014, 26(8): 085002.
[10] EVERSON E T, PRIBYL P, CONSTANTIN C G, et al. Design, construction, and calibration of a three-axis, high-frequency magnetic probe (*B*-dot probe) as a diagnostic for exploding plasmas[J]. Review of Scientific Instruments, 2009, 80(11): 113505.
[11] ROSE D V, WELCH D R, MILLER C L, et al. $10^7$A load-current *B*-dot monitor: Simulations, design, and performance[J]. Review of Modern Physics, 2010, 13(4): 040401.
[12] 来定国，张永民，谢林燊，等. 快脉冲高电压大电流测量探头标定方法[J]. 强激光与粒子束，2010，22(10)：2469-2472.
LAI Dingguo, ZHANG Yongmin, XIE Linshen, et al. Calibrating method of high voltage and current probe for fast pulse measurements[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2010, 22(10): 2469-2472.
[13] 呼义翔，韩娟娟，郭 宁，等. 磁绝缘传输线电流测量差模式 B-dot 探头[J]. 强激光与粒子束，2012，24(10)：249-253.
HU Yixiang, HAN Juanjuan, GUO Ning, et al. Differential B-dot monitor used for current measure of magnetically insulated transmission lines[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2012, 24(10): 2511-2515.
[14] 龙 羿. 基于 PCB 微分环的输电线路雷电流监测识别及反演研究[D]. 重庆：重庆大学，2015：35-36.
LONG Yi. Studies on methods of lightning current monitoring on transmission lines and fault identification and inversion based on printed circuit board differential loop[D]. Chongqing, China: Chongqing University, 2015: 35-36.
[15] WANG J C, DING W D, SU F F, et al. Self-integrating current sensor for fast pulsed current monitor in transmission line[J]. Review of Scientific Instruments, 2021, 92(4): 045004.
[16] WANG J C, DING W D, QIU A C. Capacitive sensor for fast pulsed voltage monitor in transmission line[J]. Review of Scientific Instruments, 2019, 90(3): 035107.
[17] 李亚维，邓维军，曹宁翔，等. 冲击大电流脉冲电源电流测试系统设计[J]. 高能量密度物理，2013(4)：159-163.
LI Yawei, DENG Weijun, CAO Ningxiang, et al. Design of the current test system for impulse high current pulse power supply[J]. High Energy Density Physics, 2013(4): 159-163
[18] 谢施君，穆 舟，丁卫东，等. 纳秒级上升沿 100 kV 方波发生装置研制[J]. 高电压技术，2021，47(6)：2169-2176.
XIE Shijun, MU Zhou, DING Weidong, et al. Development of the 100kV square wave generator with nanosecond rise time[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2169-2176.



**王永生**
1985—，男，博士，副教授，硕导
主要从事快脉冲信号的测量、脉冲功率技术以及气体放电等方面的研究工作
E-mail: ys.wang@xjtu.edu.cn

WANG Yongsheng
Ph.D.
Associate professor



**苏芳菲**
1997—，男，硕士
主要从事快脉冲信号的测量以及脉冲功率技术等方面的研究工作
E-mail: 2196551548@qq.com

SU Fangfei



**万臻博**
1997—，男，博士生
主要从事快脉冲信号的测量以及脉冲功率技术等方面的研究工作
E-mail: claisen@stu.xjtu.edu.cn

WAN Zhenbo
Ph.D. candidate



**张习文**
1998—，男，硕士生
主要从事高电压大电流的测量等方面的研究工作
E-mail: 870793470@qq.com

ZHANG Xiwen



**丁卫东**(通信作者)
1976—，男，博士，教授，博导
IEEE P2426 工作组副主席。主要从事高电压测量技术、气体绝缘与气体放电、脉冲功率技术等方面的研究工作
E-mail: wdding@xjtu.edu.cn

DING Weidong
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2022-11-23 修回日期 2023-03-26 编辑 曹昭君