

用于亚纳秒级瞬态脉冲测量的宽频电流探头的设计和校准方法

罗广孝^{1*}, 赵 扬², 陈文颖¹, 黄保成², 张卫东¹

(1. 华北电力大学, 河北保定 071000; 2. 北京智芯微电子科技有限公司, 北京 100089)

摘 要: 本研究设计了一种用于瞬态脉冲测量的宽频带电流探头及其转移阻抗的测量校准方法。首先, 通过理论计算, 得到了在特定尺寸及转移阻抗目标下的磁芯磁导率要求, 选取新型纳米晶磁芯结合低寄生电感的圆环盘式电阻负载对传感器进行了实现。改进了现有电流传感器转移阻抗特性的测量装置, 并采用矢量网络分析仪实现了对设计的电流传感器转移阻抗特性的测量验证, 测试结果表明其转移阻抗在 20 kHz ~ 1 GHz 测量范围内均能保持很好的平坦特性。在时域验证中采用上升沿为 700 ps 的 IEC 61000-4-2 标准发生器直接放电产生的瞬态电流波形, 不同测试电压等级下, 电流传感器测试电流波形和标准电流靶输出结果均吻合较好。最后, 将设计的电流传感器成功应用于某手机终端系统在静电枪激励下的注入电流测量, 以及电力系统变电站电子式电容电压互感器(Electronic Capacitor Voltage Transformer, ECVT)电子装置在电快速瞬变(Electrical Fast Transient, EFT)脉冲传导骚扰下的端口骚扰电流测量, 并且实现了传输线脉冲(Transmission Line Pulse, TLP)测试中的注入电流测量, 为进一步系统级分析提供了可靠的数据参考。

关键词: 瞬态脉冲; 静电放电; 电流探头; 校准装置; 转移阻抗

基金项目: 北京智芯微电子科技有限公司实验室科研专项(No.SGSC0000YFQT2402710)

中图分类号: TN97

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2026)06-2865-14

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250534

Design and Calibration Method of Broadband Current Probe for Sub-Nanosecond Transient Pulse Measurement

LUO Guangxiao^{1*}, ZHAO Yang², CHEN Wenying¹, HUANG Baocheng², ZHANG Weidong¹

(1. North China Electric Power University, Baoding, Hebei 071000, China;

2. Beijing Smart-Chip Microelectronics Technology Co., Ltd., Beijing 100089, China)

Abstract: This study designed a broadband current probe for transient pulse measurement and developed a corresponding methodology for measuring and calibrating its transfer impedance. Initially, theoretical calculations determined the required magnetic core permeability for achieving specific dimensional targets and desired transfer impedance. The sensor was realized using a novel nanocrystalline magnetic core combined with a toroidal disk resistor load exhibiting low parasitic inductance. Furthermore, the existing measurement setup for characterizing current sensor transfer impedance was improved. The transfer impedance characteristics of the designed sensor were then measured and validated using a vector network analyzer (VNA). Test results demonstrated that the transfer impedance maintained excellent flatness across the measurement frequency range of 20 kHz to 1 GHz. For time-domain validation, transient current waveforms generated by direct discharge from an IEC 61000-4-2 standard generator with a 700 ps rise time were employed. The current waveforms measured by the sensor showed close agreement with the outputs from a standard current target across different test voltage levels. Finally, the designed current sensor was successfully applied to measure injected currents in a mobile terminal system subjected to electrostatic discharge (ESD) gun excitation, and to measure port disturbance currents on an electronic capacitor voltage transformer (ECVT) electronic device within a power system substation under electrical fast transient (EFT)/Burst conducted disturbances. It also realized the injected-current monitoring of transmission line pulse (TLP) test. These applications provided valuable data foundations for further system-level analysis.

Keywords: transient pulse; electro-static discharge; current probe; calibration setup; transfer impedance

Foundation Item(s): Laboratory Specialized Scientific Research Projects of Beijing Smart-chip Microelectronics Technology Co., Ltd. (No.SGSC0000YFQT2402710)

0 引言

在电磁环境比较严酷的现场,瞬态电磁骚扰通过传导或空间瞬态场的方式耦合到装置的外部连接电缆,进而通过端口进入装置内部,对装置内部电路的正常工作产生影响,严重的情况下会威胁到装置及系统的可靠运行。准确获取外部线缆注入到设备端口的骚扰电流特性,对于量化分析骚扰侵入装置内部产生的影响尤为重要。

宽频带的电流探头或卡钳是一种测量线缆耦合产生骚扰电流的有效方式,在 IEC CISPR 16-1-2 Ed. 1.2 b 标准^[1]和 ISO 11452-4 标准^[2]中均推荐了其构成原理和校准测量方法。商业探头在上升沿低于 1 ns 的 IEC 61000-4-2 静电发生器的放电电流测量中也获得了很好的应用^[3-5],在电力系统也已经应用于某些场景电力设备电缆的传导骚扰电流的测量^[6-7]。在上升沿低于 1 ns 的骚扰电流的测量方面,要求采用的电流传感器宽带转移阻抗从低频到高于 500 MHz 保持很好的平坦特性,相关的研究工作中通常采用商用的电流探头进行测量。目前应用于此类测量的 FCC Fischer F65^[8]及 ESDEMC 公司 CT-T15^[9]、TEK CT 系列^[10]、Person 系列^[11]等商用的宽频电流探头价格昂贵,并且还存在着某些场景应用受限的情况,使用受到限制。部分探头转移阻抗的低频特性受到其制作材料磁导率特性的限制,一般很难在 1 MHz 及以下保持平坦特性,并且受磁芯材料饱和特性的限制,不同探头的测量电流峰值也有一定的范围。Person 探头的高频特性只能最多保持到 400 MHz,不能完全满足亚纳秒级上升沿脉冲的准确测量,TEK-CT1 高频在 1 GHz 时转移阻抗也会下降 3 dB 左右,而 TEK-CT2 带宽只有 200 MHz。考虑到商用的电流传感器转移阻抗低频区下降对测量波形的影响,相关的低频特性补偿方法近年来也引起了重视^[5,12]。

除了商用的宽频电流传感器,基于磁芯的宽频电流传感器也在不同的应用领域被研究和自主设计。但是目前文献中的宽频电流传感器设计结果主要针对 500 MHz 以下的应用场景^[7,13],很难完全满足骚扰波形上升沿低于 700 ps 的静电放电及类似瞬态骚扰信号的时域测量。还有一些不采用磁芯加线圈结构的电流探头设计,基于印制电路板(Printed Circuit Board, PCB)走线构造线圈结构来捕捉其磁通变化,转化成电压,但这样的方法低频特性很差,需要重构算法才能恢复被测电流^[5,14-18],并且这种结构探头的测量噪声非常明显。因此,从基本的原理和磁芯材料特性选择出发,设计出转移阻抗特性相似或者指标更为优越的电流探头,对相关工程及研究工作的开展极具意义。

在电流探头的宽频特性验证方面,目前通用的方法是采用专用的 CISPR 16-1-2^[1]和 ISO 11452-4^[2]建议的商用装置配合矢量网络分析仪进行转移阻抗测量。目前,商业公司均推出针对不同尺寸探头校准用的装置,以形成标准的传输结构,并控制装置本身的反射性能。然而电流探头在校准装置中的放置位置也会对其高频特性产生一定影响,导致测量结果不完全一致^[19]。Cerri 等人^[20]开发了一种不必针对特定尺寸电流探头的开放校准装置,但其需要采用数学方法处理校准装置的不匹配特性。Pommerenke 等人^[21]的 ESD 研究组曾设计了针对 Fischer F65 等电流传感器频域特性验证的校准装置,其结构稍显复杂,对钳式电流传感器的校准比较方便,但针对环路结构的传感器校准则稍显麻烦。并且需要采用大量的表贴电阻并联来减小每个电阻的寄生电感,以得到很好的参考电阻高频特性,校准结构自身的谐振对测量结果的精度也会带来一定影响。

针对设备连接线缆在外部瞬态电磁脉冲骚扰下,耦合到设备端口的信号的准确量化问题,以及当前探头设计和校准装置的研究现状,本文设计了一种具有优良宽频特性的电流传感器和其校准装置。采用具有优良磁导率频域特性的纳米晶线圆环磁芯,将单匝金属线绕在磁芯上形成互感结构,被测电流转移成负载电压,并通过同轴电缆将被测信号传至高速示波器进行显示。通过制作频域校准装置,对试制的电流传感器的转移阻抗特性进行了测量,测试结果显示其低频平坦特性延伸到 20 kHz 以下,无需额外补偿设计,高频特性平坦度均高于 1.2 GHz,小尺寸探头高频平坦特性超过 1.5 GHz。通过上升时间 700 ps 的静电放电标准波形的测试结果比较,证实该电流探头完全能够胜任纳秒及亚纳秒级别瞬态脉冲电流波形的相关测试。

1 宽频电流探头设计方法

用于瞬态脉冲电流测试用的电流传感器通常基于磁芯加线圈的设计方法,如图 1(a)所示,单匝或者多匝金属导线紧密地缠绕在环形磁芯上形成电感,被测导线电流从环形磁芯中间流过,电流的变化转化为缠绕在环形磁芯上的线圈中的磁通变化,从而通过负载电阻 R_L 上的输出电压的变化体现,通过负载上的输出电压结合传感器的转移阻抗特性,就能得到被测电流的变化量值。

电流传感器的测量原理可通过图 1(b)进行描述,为了避免后级电路对前级电路的影响,采用受控源进行级间信号的传递。首先,1:1 的电流控制电流源(Current Controlled Current Source, CCCS)将被测电

流 I_{in} 转换为电流源 i_{s0} , 线圈和运载电流的导线间的互感为 L_m , 它将电流 i_{s0} 的变化量转化为其端电压 u_{s0} , 然后, 1:1 的电压控制电压源 (Voltage Controlled Voltage Source, VCVS) 将互感端电压转化为输出电压 u_s , 并通过线圈自感 L_s 和负载电阻 R_L 构成回路, 负载 R_L 上的电压即为示波器测试电压 u_{R_L} 。通过计算输入电流 I_{in} 和输出电压 u_{R_L} 之间在频域的转移阻抗, 就能实现从示波器测试电压 u_{R_L} 中反向计算被测电流 I_{in} 。

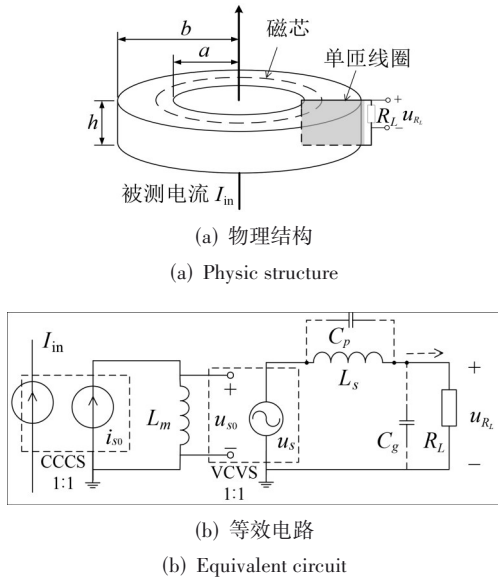


图1 基于磁芯的电流探头结构及其等效电路

Figure 1 Structure and its equivalent circuit of current probe based on magnetic core

为了得到较好的高频特性, 要求线圈自感 L_s 和其寄生电容 C_p 尽可能小, 这样其并联谐振点才能移向高于探头工作频率的高频范围。所以在此设计中, 在满足互感要求下采用单匝线圈来减小寄生电容的影响。被测电流在缠绕在环形磁芯上的单匝金属线圈中产生的磁通 Φ 可根据其磁感应强度进行计算, 计算式为

$$\Phi(t) = \oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \int_a^b \frac{\mu I_{in}(t)}{2\pi r} h dr = L_m I_{in}(t) \quad (1)$$

式(1)中 L_m 即为互感, 其可表示为

$$L_m = \frac{\mu}{2\pi} h \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2)$$

其中, h 为磁芯高; a 为磁芯内半径; b 为磁芯外半径; μ 为磁芯磁导率。如图 1(a) 所示。

这样线圈中磁通变换产生的感生电动势 u_s 为

$$u_s(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} = L_m \frac{dI_{in}(t)}{dt} \quad (3)$$

根据图 1(b) 只考虑 u_s 、 L_s 和 R_L 构成的回路电压

方程时:

$$L_m \frac{dI_{in}(t)}{dt} = L_s \frac{di_{R_L}(t)}{dt} + u_{R_L}(t) \quad (4)$$

上式两边对时间积分, 整理得:

$$I_{in}(t) = \frac{L_s}{L_m} \frac{u_{R_L}(t)}{R_L} + \int_0^t \frac{u_{R_L}(t')}{L_m} dt' \quad (5)$$

那么负载电压和被测电流之间的转移阻抗可表示为

$$Z_T(j\omega) = \frac{u_{R_L}(j\omega)}{I_{in}(j\omega)} = \left(R_L \frac{L_m}{L_s} \right) // (j\omega L_m) \quad (6)$$

对缠绕在圆环磁芯上的金属线圈, 互感 L_m 近似等于线圈自感 L_s , 则转移阻抗 Z_T 可用下式进行描述:

$$Z_T(j\omega) = R_L // (j\omega L_m) \quad (7)$$

通常希望转移阻抗保持在 R_L 的数值, 要求 R_L 远小于 (ωL_m) , 那么按照式(2), 就对考虑的频率范围内的磁芯的磁导率数值提出要求, 作为特定尺寸传感器下选择磁芯的依据。如图 2 所示, 转移阻抗下降 3 dB 对应的低频点为 $R_L/(2\pi L_m)$ Hz, 低频情况下 L_m 越大, 也就是磁导率越高, 则下截止频率越低。高频谐振点 f_0 主要由 L_m 的高频值和线圈并联电容 C_p 、对地电容 C_g 共同决定, L_m 高频值主要由磁芯高频磁导率的实部和虚部来计算, 此时, 磁芯损耗已经包含在磁导率的虚部中, C_p 则由单匝线圈和磁芯的介电常数值共同决定。因此, 在同一磁芯材料情况下, 小尺寸磁芯制作传感器的 C_p 和 L_m 都相对较小, 高频特性容易在较高的频率范围保持平坦, 而大尺寸磁芯制作的传感器在高频时其线圈的分布特性将变得明显, 从而很难维持其高频转移阻抗平坦度。另外, 线圈和参考地之间的电容 C_g 和负载电阻 R_L 的寄生串联电感也对探头的高频特性有影响, 寄生电感会使高频阻抗稍微增加, C_g 减小有利于转移阻抗高频特性的平坦, 而增加其值会使其高频带宽略有扩展, 有时候需要在这些性能参数间做折中处理来扩展高频带宽。

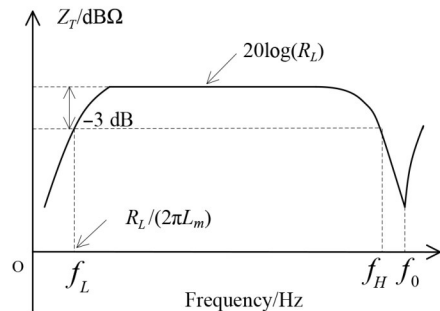


图2 电流探头转移阻抗特性示意图

Figure 2 Characteristics description of transfer impedance of current probe

一般情况下,常用的磁芯主要可由锰锌、锂锌和纳米晶线等三种材料分别制成,其中某些新型纳米晶线材料不仅低频磁导率高(μ_r 在 10 kHz 频点的值在 20 000~100 000 范围),而且高频特性较好(μ_r 在 100 MHz 时的值在 300 左右)、损耗低、磁饱和电流高,非常适合用来设计宽频电流传感器。我们选取三种尺寸的磁芯如表 1 所示,转移阻抗按照 $1\ \Omega$ 进行设计,考虑采用单匝线圈来优化探头的高频特性,线圈的(ωL_m)值根据式(7)按照大于 $10\ \Omega$ 进行估算,此时的转移阻抗约为 $0.91\ \Omega$ (即 $-0.83\ \text{dB}\Omega$),则根据式(2)在各频点电感值对磁芯磁导率的要求如表 1 所示,通常采用的锰锌和纳米晶磁芯均能满足此要求。

表 1 转移阻抗为 $1\ \Omega$ 的电流探头各频点对相对磁导率的要求
Table 1 Relative permeability μ_r requirement for current probe with $1\ \Omega Z_r$

Core size ($a \times b \times h$ in mm^3)	相对磁导率				
	10 kHz	100 kHz	1 MHz	100 MHz	500 MHz
$15 \times 22.5 \times 15$	130 000	13 000	1 300	13	2.6
$10 \times 15 \times 10$	196 071	19 607	1 961	19.61	3.92
$3.25 \times 4.9 \times 4$	484 070	48 407	4 841	48.41	9.68

由于纳米晶磁芯具有损耗低、磁饱和和电流高的特点,我们先前在共模滤波器设计研究工作中,对其部分频段的磁导率和介电常数进行了测量验证^[22],选取此种材料来制作宽频电流探头,根据纳米晶磁芯手册给出的磁导率延展其频率特性如图 3 所示,可见其磁导率完全能够满足表 1 中 1 MHz 及以上各频点的要求。简单的计算可知,在 100 kHz 频点,磁导率完全满足前两种尺寸转移阻抗对磁导率的要求,第三种尺寸探头的转移阻抗约为 $0.88\ \Omega$;在 10 kHz 频点,大尺寸磁芯探头的转移阻抗约 $0.87\ \Omega$,中尺寸探头转移阻抗约 $0.83\ \Omega$,小尺寸探头转移阻抗约 $0.65\ \Omega$ 。

根据表 1 中针对不同尺寸磁芯在转移阻抗为 $1\ \Omega$ 情况下的相对磁导率要求,结合纳米晶磁芯的磁导率范

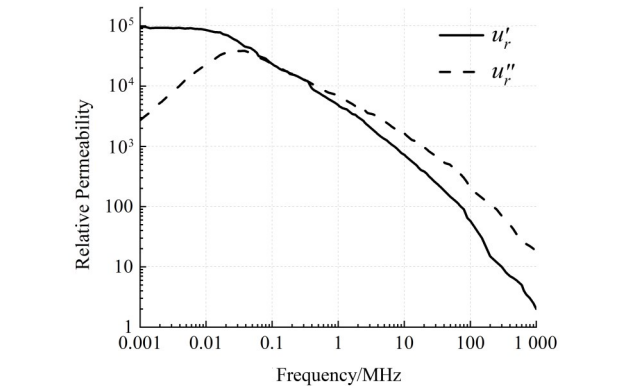


图 3 某磁芯相对磁导率的实部和虚部
Figure 3 Real and imaginary part of relative permeability of a magnetic core

围,可知低频情况下转移阻抗在 20 kHz 以上均能保持平坦,而 FCC Fischer F65 只能在 2 MHz 以上保持平坦。本设计选用的纳米晶磁芯材料在 1 GHz 时的相对磁导率达 20 左右,从扩展的磁导率特性来看,其完全能够满足三种尺寸的转移阻抗在高频时的要求。图 4(a)展示了设计并制作完成的三种尺寸的电流探头,电流探头采用单匝线圈,并采用薄铜板来实现探头外屏蔽, $1\ \Omega$ 负载直接焊接到超小型 A 型连接器(Sub-Miniature A, SMA)接头内部端口。进一步将探头屏蔽壳进行了专门定制加工,探头尺寸和接头细节如图 4(b)所示,在保证性能的同时,增强了探头的可靠性。SMA 外部输出端口通过标准 $50\ \Omega$ 同轴电缆连接到 $50\ \Omega$ 输入阻抗的高速示波器进行时域波形测量,或者连接到矢量网络分析仪进行转移阻抗的测量校准。



图 4 设计制作的三种尺寸的电流探头
Figure 4 Three different sizes of designed current probes

关于电流探头采用的低值电阻,传统的方法是采用小封装的表贴电阻并联来分担电流和减小电阻的寄生电感,类似 IEC 61000-4-2 标准中建议的电流靶方案,但这种方案电阻并联数目较多,在小空间中并联数目受限,寄生电感很难控制到低于 $0.1\ \text{nH}$ 范围。文献[23]设计了一种应用于集成电路充电事件放电电流测量的 $1\ \Omega$ 圆环电阻,我们在本研发中专门定制了此种结构电阻,并采用文献[23-24]中建议的三种测量方法,制作测量结构,通过矢量网络分析仪辅助来获取其高频阻抗特性。方法 1 采用的计算公式如下:

$$Z_{\text{DUT}} = 25 \times \left(\frac{S_{21}}{1 - S_{21}} \right) \quad (8)$$

当被测阻抗非常小的情况下, S_{21} 值远小于 1, 因此上式分母可以忽略 S_{21} 的影响, 此时对应方法 2 的计算公式如下:

$$Z_{\text{DUT}} = 25 \times S_{21} \quad (9)$$

这种低阻抗测量方法只需要获取带被测电阻结构的传输参数 S_{21} 幅值即可。

方法 3 采用的计算公式如下:

$$Z_{\text{DUT}} = 50 \times \left(\frac{S_{21}}{1 - S_{11}} \right) \quad (10)$$

此公式用到了转移阻抗的概念, S_{21} 代表端口 2 的输出电压, $(1 - S_{11})/50$ 代表校准装置端口 1 的注入电流。这种方法也是标准^[1-2]中建议的校准装置测量电流探头转移阻抗的方法。

对定制完成的 1Ω 电阻样品的阻抗测量结果如图 5 所示, 可见文献中建议的三种测量计算方法得到电阻的高频阻抗特性均能满足设计要求。其中方法 3 的测量结果更接近标准的 1Ω 电阻值, 其值在 2 GHz 以下均能保持非常平坦。方法 2 中 S_{21} 的相位、方法 3 中 S_{11} 的相位的测量结果对阻值计算结果存在一定的影响, 对矢量网络分析仪的校准要求较高。

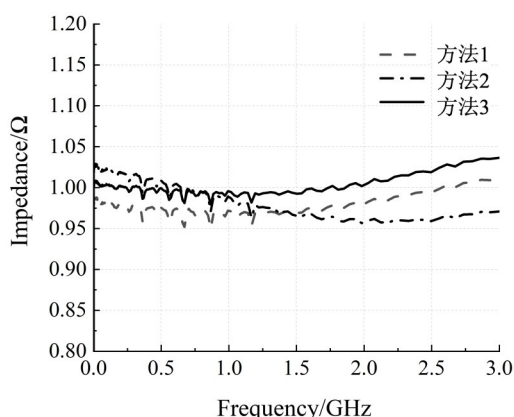


图 5 设计中采用的 1Ω 负载电阻的阻抗测量结果

Figure 5 Impedance measurement results of 1Ω reload resistor in design

2 转移阻抗校准装置设计及测量

2.1 校准装置设计

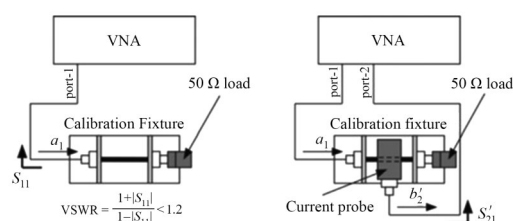
电流探头首先需要在频域验证其转移阻抗的宽频特性, 目前通用的方法是采用专用的 CISPR 16-1-2^[1] 和 ISO 11452-4^[2] 国际标准建议的商用装置配合矢量网络分析仪进行注入信号 a1 和传输信号 b2 的测量, 实现转移阻抗的计算, 如图 6(a) 所示。这种校准测量方式的应用场景与变电站现场管控设备端口线缆

耦合骚扰电流的场景并不一致, 并且价格昂贵, 要求在校准装置中放入电流探头后形成 50Ω 标准的同轴传输结构, 要求校准装置的尺寸要和电流探头的尺寸完全配合, 这种情况下探头在校准装置中的位置变化会对其高频特性产生影响, 这意味着针对某尺寸的电流探头需要有专门尺寸的校准装置和其形成 50Ω 同轴传输结构。Pommerenke 等人^[21] 的静电放电研究组设计了一种用于电流探头校准的非标准传输线结构, 如图 6(b) 所示, 但因这种结构不易拆卸, 所以其适合卡钳形式的电流传感器。装置中间的实心金属棒和刚性同轴电缆连接处的电阻用来测量注入电流, 其采用 30 个 0805 封装的表贴电阻并联方式, 用以减小寄生电感来保持测量带宽, 但表贴电阻在中心刚性同轴上的焊接困难, 并且容易损坏或连接不可靠, 如果减少表贴电阻的数量则很难控制寄生电感从而保证高频测量精度。另外, 装置采用在中心金属杆上添加一系列磁环来吸收装置自身产生的驻波。

因此, 我们将文献^[21] 中的校准装置进行了针对性的修改, 在保持其在整个频段校准精度功能的同时, 使之更具测试可操作性。主要在下面两方面做了改进: 因电流传感器采用了外部屏蔽措施, 因此将校准装置测量电流的位置从装置的中间位置移到接收金属平面中心, 从悬浮改到紧贴参考平面, 更符合测量装置外部电缆耦合电流的实际场景; 将采用 30 个 0805 封装的表贴电阻并联焊接采集电流的方式改为采用单个圆环电阻的方式, 合适大小的圆环电阻内金属环焊接到 SMA 连接头的内导体, 外金属环焊接到 SMA 接头的参考地, 定制的圆环电阻能实现寄生电感最小化, 保证高频测量精度。

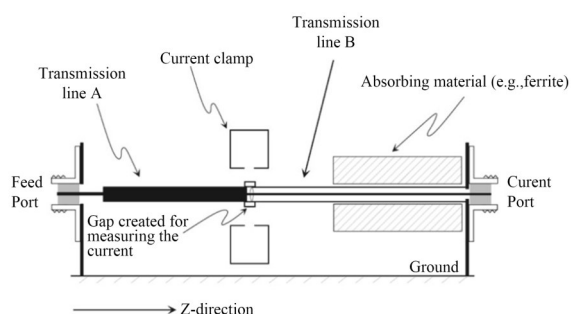
在验证了文献^[21] 中建议的结构后, 本文对其进行了针对性地改进, 改进后的校准装置设计如图 7 所示。装置采用单面或双层印制电路板构成金属凹型槽, 创新式地采用了盘式圆环薄片低阻值电阻替代了表贴电阻, 提供精确的骚扰电流测量描述, 采用可方便拆卸的圆形金属杆, 整体保证了装置超过 1 GHz 转移阻抗的测量精度, 并且方便制造和测量操作。其测量原理类似文献^[21], 将端口 2 从装置中间转移到了左边垂直铜板 SMA 接头处, 采用 2Ω 的圆环电阻并联焊接在端口 2 作为电流取样电阻, 圆环盘式电阻有利于减小表贴电阻的寄生串联电感, 使之能满足超过 1 GHz 频率范围内的测量。

电流探头放置在 SMA 端口 2 处, 其外壳紧贴凹型槽边侧垂直金属板的金属表面。中间传导电流的实心金属棒从电流探头中心穿过, 使电流探头的中心和端口 2 处保持同样的高频电流。另外, 可通过在圆形金属连接杆上添加多个磁环来减弱凹型装置自身谐



(a) 标准中建议的装置

(a) Proposed in standards



(b) 文献中建议的装置

(b) Proposed in reference paper

图6 标准和文献中建议的电流探头校准装置

Figure 6 Calibration fixture of current probe in standards and reference paper

振对测量结果的影响。其转移阻抗测量原理如下：

$$Z_T(j\omega) = \frac{u_{R_L}(j\omega)}{I_{in}(j\omega)} = \frac{S_{31}(j\omega)}{S_{21}(j\omega)/R_{target}} \quad (11)$$

可以转换为如下分贝形式：

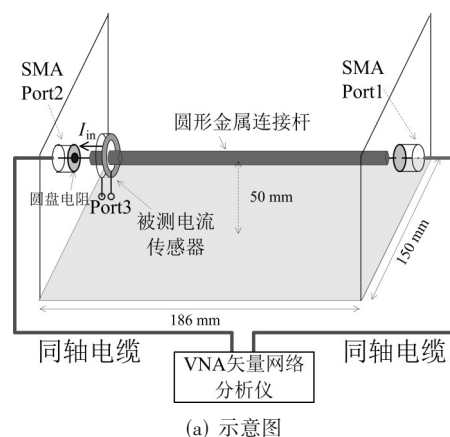
$$\begin{aligned} \text{dB}(Z_T(j\omega)) &= \text{dB}(S_{31}(j\omega)) - \text{dB}(S_{21}(j\omega)) \\ &\quad + 20 \times \log_{10}(R_{target}) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, R_{target} 为端口2的表贴电阻值 $2\ \Omega$ 和端口2同轴电缆连接示波器形成的 $50\ \Omega$ 负载的并联值。

2.2 电流探头的转移阻抗测量

针对前面设计的基于三种磁芯尺寸的电流探头, 将其紧贴到图7(b)中的左边竖直金属平面中心, 此中心同时也是SMA连接头位置, 将 $2\ \Omega$ 的圆环电阻焊接到SMA伸出的内芯和外层参考地之间, 通过测量 $2\ \Omega$ 上的电压值实现将测量处的注入电流测量。图7(b)中的右竖直金属平面中心的SMA连接头实现网络分析仪端口1的信号注入。分别测量在端口3连接 $50\ \Omega$ 负载情况下端口1到端口2的传输特性, 再测量端口2匹配 $50\ \Omega$ 负载情况下端口1到端口3的传输特性, 如图7(c)所示, 然后采用式(11)或式(12)计算得到电流探头的转移阻抗。

采用表1中的三种尺寸磁芯设计完成的电流探头的转移阻抗特性测量结果如图8所示。



(a) 示意图

(a) Description of fixture

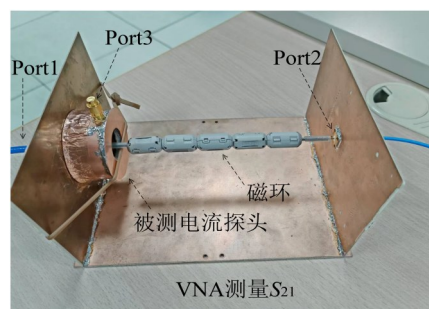
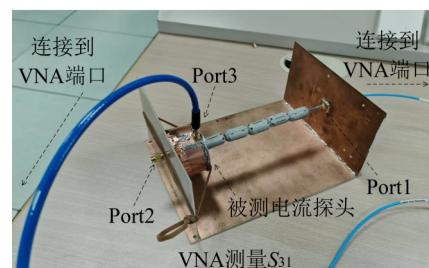
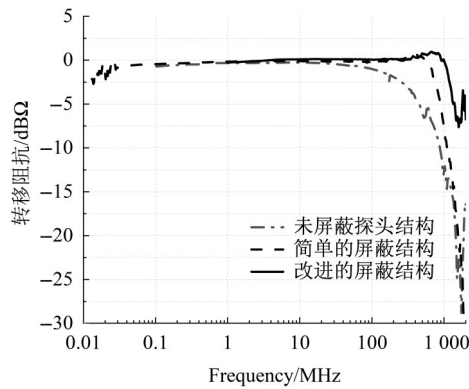
(b) S_{21} 的测量设置(b) Setup for S_{21} measurement(c) S_{31} 测量设置(c) Setup for S_{31} measurement

图7 本文设计的电流探头校准装置结构

Figure 7 Designed calibration fixture structure of current probe in this work

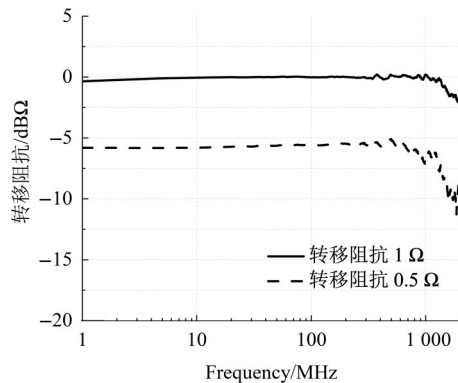
从图8(a)可见, 中型尺寸探头在未添加屏蔽措施时, 其转移阻抗从 $100\ \text{MHz}$ 开始明显下降, 原因考虑为围绕磁芯的线圈产生了磁通泄漏。采用铜箔对探头进行简单屏蔽后, 其平坦特性可以接近 $700\ \text{MHz}$, 原因是屏蔽措施减小了磁通的泄漏, 保持了线圈形成电感的高频特性, 此性能基本能满足上升时间为 $500\ \text{ps}$ 的脉冲测量。然后我们修改屏蔽措施, 采用薄铜板剪裁焊接探头的屏蔽外层, 并调整线圈的结构和与外屏蔽层的距离, 最终的结果如图8(a)所示, 其转移阻抗平坦特性已延伸至超过 $1\ \text{GHz}$, 阻抗误差低于 10% 。

同时,我们也能观察到由于我们采用的磁芯具有低频高磁导率,如图3所示,探头转移阻抗的低频平坦特性从20 kHz才开始下降,这与前面部分针对转移阻抗值对磁导率值要求的分析结果一致。



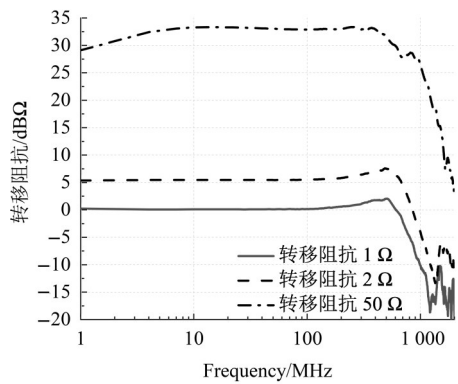
(a) 中型尺寸探头

(a) Middle-size probe



(b) 小尺寸探头

(b) Small-size probe



(c) 大尺寸探头

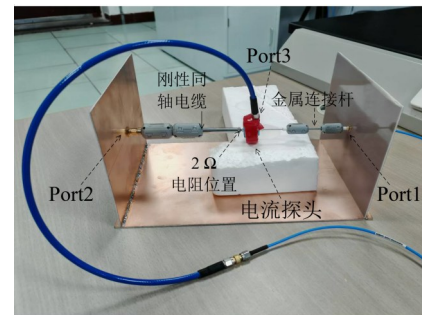
(c) Big-size probe

图8 三种尺寸探头转移阻抗特性测量结果

Figure 8 Measurement results of transfer Impedance of current probes with three different sizes

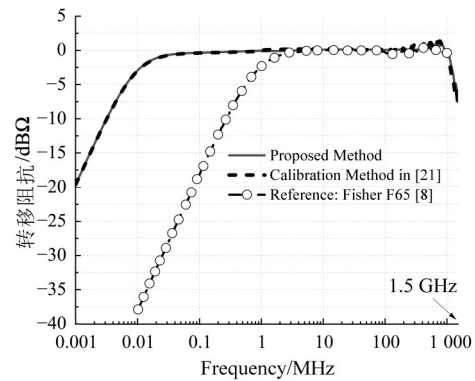
针对其他两种尺寸的设计测量结果如图8(b)和图8(c)所示,我们均采用薄铜板做了和中型探头类似的屏蔽措施。针对小尺寸探头,我们分别制作了1 Ω和0.5 Ω两种转移阻抗的探头,其高频平坦特性均超过1.5 GHz,说明小尺寸探头相对其他尺寸对应图1(b)较小的 C_p 、 L_s 和 C_g 。而针对表1中的大尺寸探头,其 C_p 、 L_s 和 C_g 都相对较大,因此高频平坦特性对应的频率稍低,1 Ω和2 Ω转移阻抗探头高频平坦频率只有近700 MHz,而不焊接小值负载电阻的探头,也就是转移阻抗为50 Ω时高频平坦频率近600 MHz,低频从10 MHz开始下降,这些测量结果也符合前面的理论分析。

为了在频域验证我们的校准方法的准确性,我们也制作了文献[21]中建议的校准装置,并采用我们定制的2 Ω电阻替换文献中的30个0805封装的表贴电阻并联的方法,如图9(a)所示,将制作的中等尺寸探头放置在装置中间的刚性同轴电缆上的2 Ω电阻位置,测量计算得到的结果如图9(b)所示,在1.5 GHz的整个测量频域内,两种方法结果非常一致,并且本



(a) 制作的文献装置测量示意

(a) Setup by using fixture in reference



(b) 测量结果比较

(b) Comparison of measurement results

图9 建议的校准装置和文献方法装置的测量结果比较

Figure 9 Comparison of measurement results of proposed calibration fixture and re-made fixture in reference paper

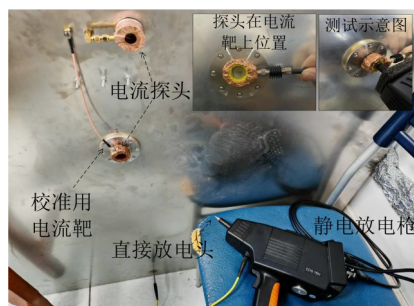
文所提方法的结果平滑程度略高于文献中的方法。图 9(b)中也给出了 FCC Fischer F65 手册^[8]中给出的转移阻抗曲线,可见设计的探头高频特性和 F65 相当,低频部分 F65 的 3 dB 频点为 80 kHz,而本文设计的探头为 9 kHz,因此测量的脉冲波形一般情况下也无须低频补偿。

3 电流探头瞬态测量性能验证

下面考虑采用设计的电流探头测量标准的脉冲信号,以验证其在时域中的测量性能。采用符合 IEC 61000-4-2 标准^[3]的静电枪产生上升沿 700 ps 的瞬态脉冲电流,采用静电枪校准用的标准电流靶测量其直接放电电流,同时将研制的电流探头放置在电流靶表面,静电枪的放电头金属前端从电流靶中心穿过,如图 10(a)所示。采用带宽为 1 GHz 的 50 Ω 阻抗双通道示波器分别同时测量电流靶的电压和电流探头的输出电压,如图 10(b)所示,再分别计算其对应电流,然后进行比较。电流探头、1 m 长连接电缆以及 3 个 SMA 转接头形成的测量通道的频域特性如图 10(c)所示,1 m 长同轴电缆在 1 GHz 附近产生约 1 dB 衰减,3 个 SMA 转接头在 1 GHz 另外产生 0.7 dB 衰减,测试中采用的脉冲衰减器在整个频域范围内衰减值稳定,因此整个测量系统带宽特性良好。

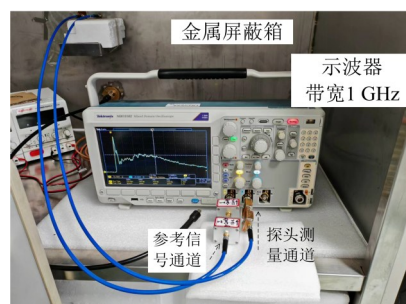
静电枪在 2、5、10 和 15 kV 充电电压等级下,直接放电电流测量波形如图 11(a)和图 11(b)所示,可见电流靶的测量波形完全符合 IEC 61000-4-2 标准的规定,说明采用的静电枪产生的波形非常标准。实验中添加电流探头前后电流靶采集的波形一致,说明电流探头并未对原信号产生明显影响,但同时也应注意当被测金属导线尺寸接近探头内孔直径时,电流探头会对导体传导瞬态电流中的高频部分产生一定的抑制作用。同时,我们采用中型尺寸电流探头捕捉的电流波形和电流靶的参考波形整体吻合较好,波形上升时间非常一致,均为 735 ps 左右,峰值和其他关键指标点波形几乎完全吻合,测量范围内未出现最大电流饱和情况。研制的探头低频特性优于 FCC Fischer F65 等探头的技术指标,无须采用文献[5, 12]中提到的相关补偿算法,示波器显示的结果即为最终的被测电流整体波形。

探头外部的薄铜片构成的屏蔽层有两方面作用:一方面限制磁通泄漏,确保金属线圈形成电感的高频特性;另一方面,将金属线圈和磁芯限制在金属层内,能够屏蔽外部电磁信号在探头中产生的感应骚扰。我们将电流探头中心放置在离电流靶中心 5 cm 处,如图 12(a)所示。将 10 kV 充电等级的静电枪对着电流靶中心导体直接放电,此时探头拾取到的骚扰



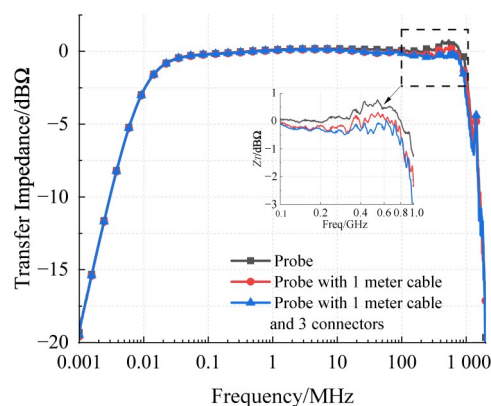
(a) 屏蔽箱外表面电流靶和探头位置

(a) The positions of current target and probe at the out-surface of shielding cage



(b) 屏蔽箱内示波器及其连接线缆

(b) Oscilloscope and its connecting cable in shielding cage



(c) 测量系统的频域特性

(c) Frequency characteristic of measurement system

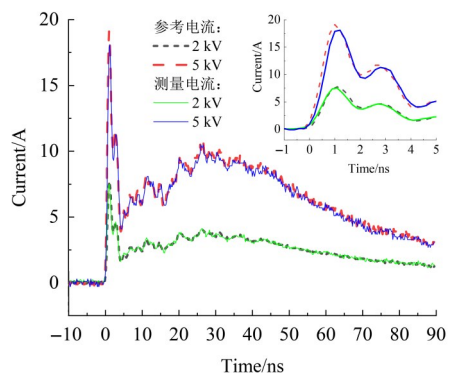
图 10 电流靶和探头对静电枪直接放电波形的测量设置

Figure 10 Measurement setup for direct-discharge current by using current target and probe

电流和放电电流波形如图 12(b)所示,可见探头拾取的信号相对放电电流非常微弱,近似可以忽略,体现了良好的探头屏蔽性能。

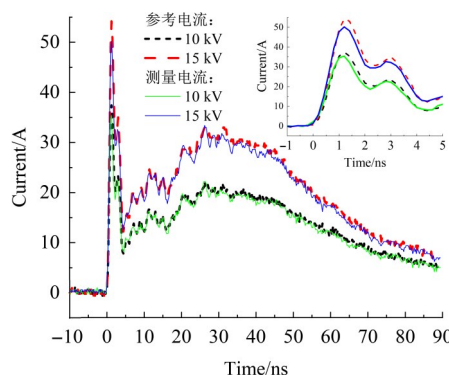
4 电流探头瞬态电流测量应用

设计完成的电流探头已经在各种相关场景中成功应用,完成了各类骚扰形成的传导骚扰电流的准确



(a) 充电电压 2 kV 和 5 kV

(a) Charged voltage 2 kV and 5 kV



(b) 充电电压 10 kV 和 15 kV

(b) Charged voltage 10 kV and 15 kV

图 11 静电直接放电测量波形比较

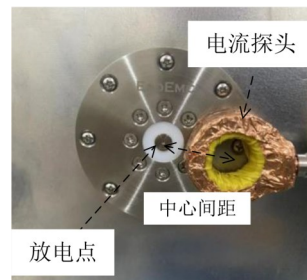
Figure 11 Measurement setup for direct-discharge current waveform

测量,为后续的分析 and 建模工作提供了有力的依据。下面我们以内某手机终端产品在静电枪直接放电下的注入电流测量,以及电力系统电子式电容电压互感器 (Electronic Capacitor Voltage Transformer, ECVT) 的电子单元在电快速脉冲下的注入电流测量,以传输线脉冲测试中的电流测量为例,阐述研发的电流探头应用情况。

4.1 手机摄像头装饰注入ESD电流测量

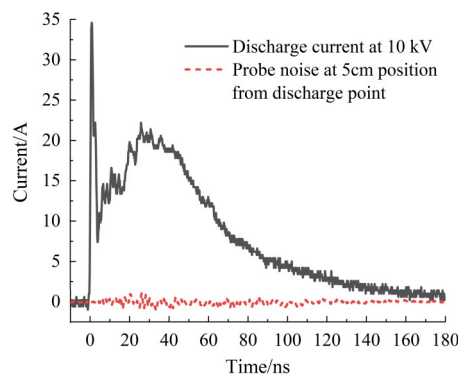
静电放电 (Electro-Static Discharge, ESD) 是手机、平板电脑等紧凑型电子终端电磁兼容测试中的最重要项目,如何获取符合 IEC 61000-4-2 静电测试标准^[3]中静电枪对被测终端的注入电流特征,是终端产品静电放电防护研发的重要依据。针对静电枪通过摄像头边框进行测试的场景,我们采用前面的中型尺寸的电流探头实现静电枪的注入电流测量。

如图 13(a)所示,电流探头放置在被测手机终端的摄像头上方,静电枪的直接放电头经过探头中心位置,接触到探头下方的摄像头金属边框装饰,电流探



(a) 测量位置示意

(a) Positions of probe and discharge point



(b) 测量结果

(b) Measurement results

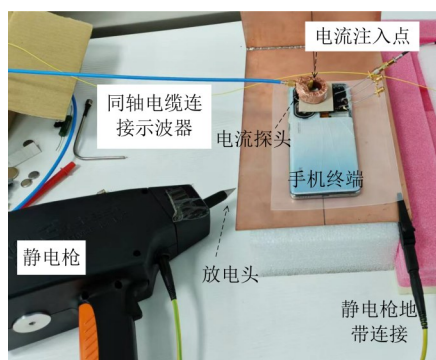
图 12 探头屏蔽性能测试

Figure 12 Shielding characteristic measurement of probe

头输出通过图中的蓝色双层屏蔽同轴电缆接入输入阻抗为 $50\ \Omega$ 的 1 GHz 带宽的示波器进行测量。在 1 kV 静电枪直接放电情况下的注入电流波形测量结果如图 13(b)所示,可见在 1 kV 充电时的放电电流峰值约为 3.1 A,上升时间约 800 ps,基本接近标准中规定的参考波形指标,并没有因为测量场景的不同带来明显的改变。这个注入电流测量波形可作为防护设计和分析的依据,并可作为手机终端在静电冲击下的三维电磁仿真分析的激励信号源。

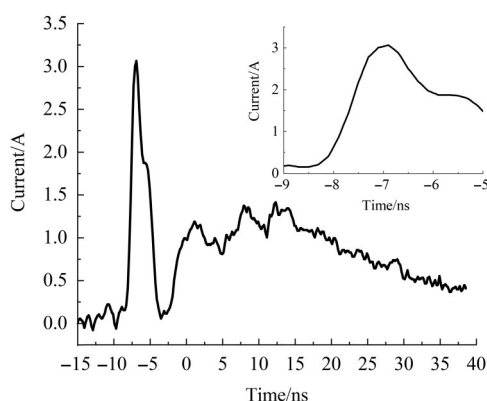
4.2 ECVT 电压采集终端骚扰电流测量

应用设计的小型电流探头完成了某电子采集单元在传导脉冲骚扰注入场景下的骚扰电流测量。ECVT 电子电容式电压互感器,其用于监测电力系统变电站高压母线电压。测量原理是首先采用皮法级别的杆式高压电容和微法级小型表贴封装电容组成的低压侧电容,形成对高压母线电压的分压结构,然后电子采集单元采集低压电容组的电压,进行滤波和模数变换等相关处理后进行传输。通常认为隔离开关操作时由于开关两侧的电压差,会产生开关两侧触头间的空气击穿,形成传导和空间的瞬态骚扰信号,通过电子采集单元的连接电缆以差模和共模的方式



(a) 测量平台

(a) Measurement setup



(b) 测量结果

(b) Measured result

图 13 手机终端摄像头装饰静电枪注入电流测量

Figure 13 Injection current measurement of a mobile phone's camera decoration under a charged ESD gun

耦合到电子采集单元内部^[25-26]。

在电子采集单元的电磁兼容测试中,通常采用电快速瞬变(Electrical Fast Transient, EFT)脉冲^[27]来模拟开关触头形成的连续击穿产生的骚扰信号,我们搭建了一个简易的测量平台,模拟单个EFT信号以差模形式从连接线缆进入电子采集装置,模拟隔离开关操作在低压电容组上产生的传导骚扰对采集电子装置的影响,如图14所示,简易EFT发生器产生单个上升沿为3.8 ns的EFT信号,通过电子采集单元的IN+和IN-端口进行传导注入,电流传感器监视IN+连线进入采集单元内部的电流。

200 V充电下单个EFT信号发生器在50 Ω负载上产生的标准波形如图15(a)所示,其上升沿3.8 ns,半峰值时间为40 ns。发生器在400 V和1 200 V充电下,对电子采集单元端口IN+连线产生的注入骚扰电流如图15(b)所示,骚扰电流峰峰值分别为70.4 mA和204 mA。如果需要更为准确地量化,应该修改单

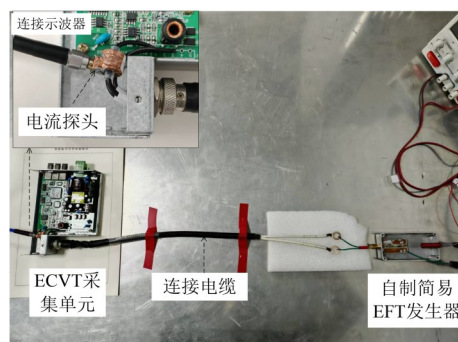
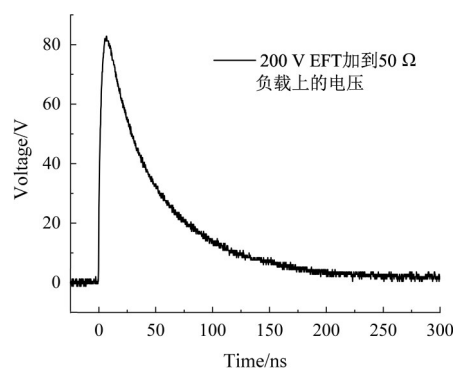


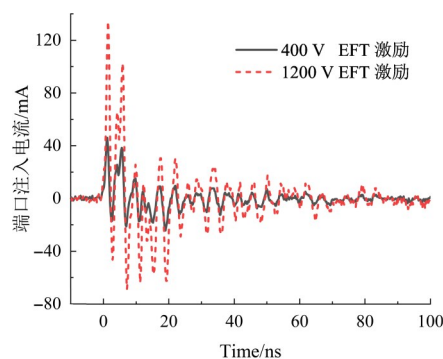
图 14 EFT注入ECVT采集单元实验场景及电流探头布置

Figure 14 Setup and probe position for ECVT unit under EFT injection



(a) 注入的EFT信号

(a) Injection EFT signal



(b) 线缆的传导电流测量结果

(b) Conducted current results of cable

图 15 ECVT单元在EFT脉冲注入下的端口电流测量

Figure 15 Current measurement through port cable of ECVT under EFT injection

元的入线,将电流传感器的外屏蔽层紧贴采集单元金属屏蔽盒,将被测线缆从传感器中心穿过,这样就能获取更为准确的测量结果,以作为下一步的研究工作的依据。

4.3 TLP测试注入电流测量

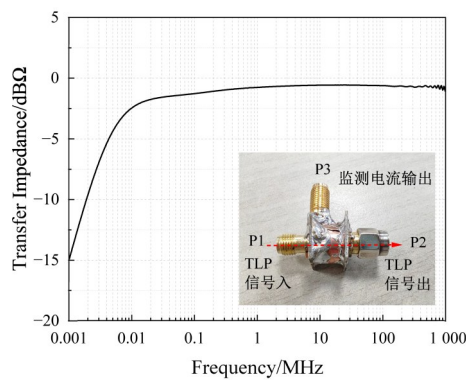
传输线脉冲(Transmission Line Pulse, TLP)测量

是针对印刷电路板级半导体器件和芯片端口准静态或动态特性描述常用的测试手段,目前通常采用国外昂贵的专用设备来完成相关电压、电流测试功能。基于前面的电流探头设计思想,采用表 1 中尺寸最小磁芯制备的电流探头,将其封装在一个近似的同轴传输结构中,在不影响主路 TLP 信号正常传输的情况下,通过电流探头实现注入电流的测量。

研制完成的测试结构如图 16(a)所示,左边 SMA 接头的中心内导体背面延伸穿过电流探头的磁芯中心,并和右边的 SMA 接头背面的内芯导体焊接在一起,电流探头的外部屏蔽层和左右 SMA 接头的外导体通过小印制板辅助焊接在一起,形成密闭结构整体充当近似同轴结构的外导体。左右两边的 SMA 接头传输正常的 TLP 矩形脉冲信号,上端的 SMA 接头为电流探头输出端子。结构的传输电压除以 $50\ \Omega$ 标准负载得到传输电流,电流探头输出电压相对于传输电流得到的转移阻抗如图 16(a)所示,可见其在 1 GHz 范围内均保持非常平坦的状态。采用矢量网络分析

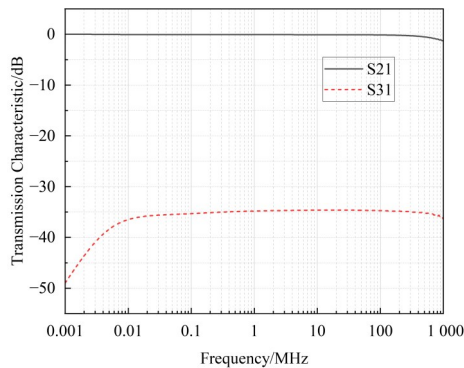
仪验证此结构的传输特性如图 16(b)所示,可见此结构对正常信号的传输在 1 GHz 时仅有 1.2 dB 衰减。通过式(12),其中 R_{target} 取 $50\ \Omega$,得到此场景下电流探头转移阻抗为图 16(a)所示。另外,通过端口 S_{11} 测量结果计算得到电压驻波比 VSWR 在 250 MHz 内低于 1.2,在 500 MHz 内低于 1.4,在 1 GHz 内低于 1.7,匹配情况基本满足高压脉冲信号的测量要求。

时域验证该研制结构的电流测量过程,分别将 200 V、1 kV、1.5 kV、2 kV 充电后的同轴电缆通过高速开关进行放电,产生的上升沿 1 ns 的 TLP 信号直接注入图 16(a)的测试结构。测量结构输出端直接通过宽频脉冲衰减器进入示波器通道测量 TLP 电压,电流传感器输出通过衰减器接入示波器另外通道测量电流。示波器 $50\ \Omega$ 负载上得到的测量电压为 TLP 发生器充电电压的一半,此电压除以 $50\ \Omega$ 负载值即得负载上的注入电流,作为图 17 中的电流参考值。不同 TLP 充电电压下的电流测量结果如图 17 所示,其波形上



(a) 测量装置及转移阻抗特性

(a) Measurement fixture and its transfer impedance characteristic

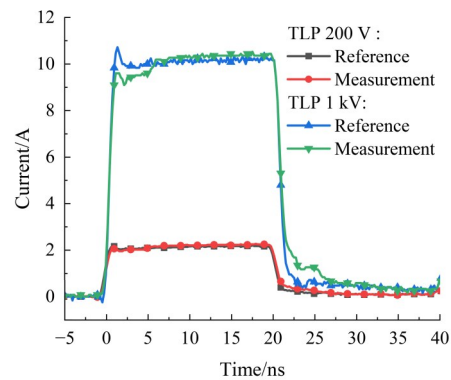


(b) 端口间传输特性

(b) Transmission characteristic between ports

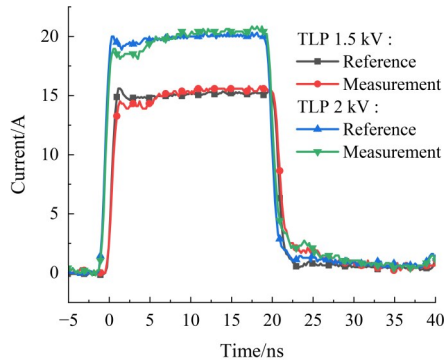
图 16 TLP 测试注入电流测量装置及其特性

Figure 16 Measurement fixture and characteristics of injection current of TLP test



(a) 充电电压 200 V 和 1 kV

(a) Charged voltage 200 V and 1 kV



(b) 充电电压 1.5 kV 和 2 kV

(b) Charged voltage 1.5 kV and 2 kV

图 17 不同充电电压下 TLP 测试注入电流测量结果

Figure 17 Measured results of injected current under different TLP charged voltage

升时间、幅值和参考电流保持一致。测量的波形上升过程电流峰值略低于参考值,原因在于此小尺寸磁芯制作的探头在接近 1 GHz 频段磁通出现略微饱和,而平稳后的电流幅值和参考值接近,因此在芯片端口或者防护器件的准静态电流-电压特性的测量中不会产生影响。

5 结论

针对设备连接线缆在外部瞬态电磁脉冲骚扰下,耦合到设备端口的信号的准确量化问题,以及当前探头设计和校准装置的研究现状,本文设计了一种具有优良宽频特性的电流传感器和其校准装置。主要完成的工作和达成的指标如下:

(1)理论分析了基于磁芯的电流传感器测量原理,基于其等效电路模型,分析了影响其低频、高频特性的关键因素。采用具有优良磁导率频域特性的纳米晶线圆环磁芯,将单匝金属线绕在磁芯上形成互感结构,定制了匹配同轴端口尺寸的宽频电阻器件,将被测电流转移成负载电压,并对重要结构进行了屏蔽,完成了三种不同尺寸电流探头的设计实现。

(2)比较了商用的校准装置和文献中的校准装置的优缺点,设计了一种改进的电流探头的校准装置,采用定制的宽频电阻得到探头的注入电流,针对性地改进了校准装置的结构,使之在保证精度的同时更有利于测量。对试制的电流传感器的转移阻抗特性进行了测量,测试结果显示其低频平坦特性延伸到 20 kHz 以下,无需额外补偿设计,高频特性平坦度均高于 1 GHz,小尺寸探头高频平坦特性超过 1.5 GHz,频域性能达到了国际同类探头的指标。

(3)完成了探头的时域脉冲测量性能验证。对上升时间 700 ps 的静电放电标准电流波形进行了测量,和参考电流的波形比较结果显示:该电流探头完全能够胜任亚纳秒级别瞬态脉冲电流波形的相关测试,甚至能完成最高等级 15 kV 充电电压下的放电电流波形的准确测量,峰值电流超过 50 A,并且探头对外部噪声的屏蔽性能优异。

本文已成功将设计的不同尺寸的电流探头应用在了不同场景中的瞬态电流测量中,完成了手机终端摄像头的注入静电放电电流测量,完成了变电站 ECVT 采集单元在电快速瞬变脉冲传导侵入下的骚扰电流测量,实现了 TLP 传输线脉冲测试中的注入电流测量。这些重要场景的测量结果,为进一步的系统级分析提供了准确的数据依据。另外,由于目前采用的标准静电枪充电电压 15 kV,放电电流只有 56 A 左

右,此时探头的测量结果和参考结果非常接近,并不能完全体现使用探头的峰值电流饱和特性,因此下一步的测量中将对不同尺寸探头的饱和电流特性等进行更为深入的验证。

致谢 感谢北京智芯微电子科技有限公司项目合作方相关研究人员提供的实验协助。

参考文献

- [1] CISPR 16-1-2 Ed. 1.2 b: 2006 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances[S].
- [2] ISO 11452-4: 2005 Road vehicles-Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy-Part 4: Bulk current injection (BCI)[S].
- [3] IEC 61000-4-2 Ed. 2.0 b: 2008 Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test[S].
- [4] Wallash A, Kraz V. A comparison of high-frequency voltage, current and field probes and implications for ESD/EOS/EMI auditing[C]//2007 29th Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium. Piscataway: IEEE, 2007: 3B.7-1-3B.7-6.
- [5] Yang Sen, Zhou Jianchi, Pommerenke D, et al. A simple frequency response compensation method for current probe measurements of ESD currents[C]//2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity. Piscataway: IEEE, 2017: 158-163.
- [6] Costa F, Laboure E, Forest F, et al. Wide bandwidth, large AC current probe for power electronics and EMI measurements[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(4): 502-511.
- [7] Tian Qing, Li Meng, Zhang Jianqiong, et al. Design of high current broadband electromagnetic probe[C]//2021 11th International Conference on Power, Energy and Electrical Engineering. Piscataway: IEEE, 2021: 38-42.
- [8] Company Fischer. Current monitor probes datasheet[EB/OL]. [2025-06-20]. <https://www.fischercc.com/type/current-monitor-probes/>.
- [9] ESDEMC Company. Current probe datasheet[EB/OL]. [2025-06-20]. <https://www.esdemc.com/product-category/current-probe-solutions-ct/>.

- [10] Company Tektronix. Current probe datasheet[EB/OL]. [2025-06-20]. <https://www.tek.com.cn/datasheet/current-probe/ct1-ct2-ct6>.
- [11] Company Pearsonelectronics. Current probe datasheet[EB/OL]. [2025-06-20]. <https://www.pearsonelectronics.com/pdf/8705C.pdf>.
- [12] Papastamatis P K, Paliatsos E A, Gonos I F, et al. Investigation of the frequency response compensation method for ESD current reconstruction for different test levels and ESD test generators[C]//2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE. Piscataway: IEEE, 2020: 1-6.
- [13] Kobayashi R, Nagao A, Ito H, et al. Simultaneous and non-invasive probe for measuring common-mode voltage and current[C]//2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway: IEEE, 2019: 645-648.
- [14] Huang Wei, Liu Dazhao, Xiao Jiang, et al. Probe characterization and data process for current reconstruction by near field scanning method[C]//2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway: IEEE, 2010: 467-470.
- [15] Vrignon B, Abouda K, Doridant A, et al. Time-domain measurements using near field scanning method for fast transient current reconstruction[C]//2017 11th International Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits. Piscataway: IEEE, 2017: 119-124.
- [16] Izadi O H, Pommerenke D, Kim D. A new current probe for measuring transient events under data traffic[C]//2020 42nd Annual EOS/ESD Symposium. Piscataway: IEEE, 2020: 1-8.
- [17] Speckbacher L, Pak A, Gholizadeh M, et al. Modular measurement system for system-efficient ESD design on system and component level[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2022, 64(6): 1812-1819.
- [18] Xiu Yang, Thomson N, Rosenbaum E. Measurement and simulation of on-chip supply noise induced by system-level ESD[J]. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, 2019, 19(1): 211-220.
- [19] Sekiguchi H, Funaki T. Proposal for measurement method of transfer impedance of current probe[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2014, 56(4): 871-877.
- [20] Cerri G, De Leo R, Primiani V M, et al. Wide-band characterization of current probes[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2003, 45(4): 616-625.
- [21] Pommerenke D, Chundru R, Chandra S. A new test setup and method for the calibration of current clamps[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2005, 47(2): 335-343.
- [22] Yao Xinran, Luo Guangxiao. A simple method for extracting complex permeability of magnetic core in common-mode choke[C]//2022 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway: IEEE, 2022: 289-292.
- [23] Rezaei H, Drallmeier M, Floyd J R, et al. 1 Ω disk resistor full-wave modeling for JS-002 standard[C]//2021 43rd Annual EOS/ESD Symposium. Piscataway: IEEE, 2021: 1-10.
- [24] Novak I. Measuring milliohms and PicoHenrys in power-distribution networks[C]//High-Performance System Design Conference. CA: Sun Microsystems, Inc., 2000: 1-14.
- [25] Zhao Mingmin, Luo Guangxiao, Zhao Peng, et al. Fast transient disturbance analysis on ECVT under high-voltage switch operation[C]//2019 IEEE 3rd International Conference on Circuits, Systems and Devices. Piscataway: IEEE, 2019: 27-33.
- [26] Zhang Weidong, Yao Dingding, Luo Guangxiao, et al. Study on operation disturbance characteristics of three-phase common box GIS switch and its influence on secondary cable[C]//2024 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe. Piscataway: IEEE, 2024: 1088-1093.
- [27] IEC 61000-4-4 REDLINE: 2012 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-4: Testing and measurement techniques - Electrical fast transient/burst immunity test - basic EMC publication[S].

作者简介



罗广孝 男, 1977年7月出生于四川省自贡市。现为华北电力大学(保定)电子与通信工程系教师、硕士生导师。在国内外发表电磁兼容及系统级静电放电相关学术论文40余篇。IEEE电磁兼容学会资深会员。中国电子学会会员编号:E190185456M。

E-mail: guangxiao.luo@ncepu.edu.cn



赵 扬 男, 1985年9月出生于河北省保定市。现为北京智芯微电子科技有限公司副高级工程师。主要研究方向为集成电路电磁兼容及失效分析技术。

E-mail: zhaoyang@sgchip.sgcc.com.cn



陈文颖 女, 1981年2月出生于河北省安国市。现为华北电力大学(保定)自动化系教师、副教授。主要研究方向为新能源电力系统中的自动控制技术。

E-mail: 51551854@ncepu.edu.cn



黄保成 男, 1996年6月出生于河北省承德市。2022年硕士毕业于华北电力大学信息与通信工程专业。现为北京智芯微电子科技有限公司工程师。主要研究方向为集成电路电磁兼容相关的测试和仿真。

E-mail: huangbaocheng@sgchip.sgcc.com.cn



张卫东 男, 1967年9月出生于河北省保定市。现为华北电力大学电气与电子工程学院教授。主要研究方向为电力系统电磁兼容测量技术及分析。

E-mail: zwd@ncepu.edu.cn