第 49 卷 第 2 期：885-893　　高电压技术　　Vol.49, No.2: 885-893
2023 年 2 月 28 日　　High Voltage Engineering　　February 28, 2023
**DOI**: 10.13336/j.1003-6520.hve.20220408

# 通信电源系统智能浪涌保护模块的设计与防护特性

焦梓家，孙晋茹，乐杨晶，姚学玲，卿　钦，陈景亮
（西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室，西安 710049）

**摘　要**：通信电源系统面临着严酷的暂态过电压应力，传统过电压保护器难以兼顾雷电过电压保护水平与长期运行可靠性，其防护失效的问题严重影响通信基站运行的安全可靠性。文中提出了一种由限压型压敏电阻与短路型可控开关组成的智能可控浪涌保护模块的设计理念，通过对直流参考电压、可控比等参数的理论分析与自动能量耦合触发电路的实验研究，研制出了智能过电压防护模块样机，并进行了性能验证实验。浪涌保护模块直流参考电压为 2.16 kV，在 380 V 额定工频电压下运行，其工作的荷电率很低，泄漏电流很小，在标幺值为 2(基准值 380 V)的工频过电压下依然能保持长期的可靠稳定运行。在 10 kA 范围内(标准 8/20 雷电流)，浪涌保护模块的冲击残压最大值为 1.5 kV，冲击残压与直流参考电压之间的压比约为 0.7，远小于常规限压型过电压保护器约 1.5 的压比。智能浪涌保护模块的过电压保护水平得到了显著的提升，为通信基站的稳定、安全运行提供了有力的保障。
**关键词**：通信电源系统；暂态过电压；智能可控浪涌保护模块；运行可靠性；电压保护水平

## Design and Protection Characteristics of Intelligent Surge Protection Module for Communication Power Supply System

JIAO Zijia, SUN Jinru, LE Yangjing, YAO Xueling, QING Qin, CHEN Jingliang
(State Key Laboratory of Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract**: The communication power supply system is facing severe transient overvoltage stress. The traditional overvoltage protector is difficult to take into account the lightning overvoltage protection level and long-term operation reliability. The protection failure seriously impairs the safety and reliability of the equipment operation. This paper proposed a design concept of an intelligent controllable surge protection module composed of a voltage-limiting varistor and a short-circuit controllable switch. Through theoretically analyzing the parameters of DC reference voltage and controllable voltage ratio and the experimental research of automatic energy coupling trigger circuit, a prototype was developed and a performance verification test was carried out. The DC reference voltage of the surge protection module is 2.16 kV. Its operating charge rate is very low, and its leakage current is very small under the rated frequency voltage of 380 V. Meanwhile,the surge protection module can still maintain long-term reliable and stable operation under 2 per unit overvoltage. In the range of 10 kA(8/20), the maximum residual voltage of the surge protection module is 1.5 kV, and the voltage ratio can be controlled within 0.7, much smaller than that of the conventional limited overvoltage protective module which is approximately 1.5. Consequently, the voltage protection level of the intelligent surge protection module can be significantly improved, and the stable and safe operation of the communication base station can be strongly guaranteed.
**Key words**: communication power system; transient overvoltage; intelligent controllable surge protection module; operation reliability; voltage protection level

## 0　引言

随着通信技术的飞速发展，经济社会对通信系统的可靠性与稳定性的要求日益增加，通信系统的过电压防护技术正是其安全、稳定运行的重要保障。根据 IEC62305 确立的分级、分区防雷体系，通信基站一般采用多级防护[1]，其中第 2 级常采用氧化锌压敏电阻(metal oxide varistor, MOV)作为过电压防护器件。通信基站一般直接从 10 kV 配电网取电，因此根据 IEC61643-12: 2020 进行 MOV 参数选择时，考虑到 10 kV 配电系统可能遭受长持续时间且标幺值的有效值高达 2(基准值为 10 kV)的工频过电压的应力[2-3]，需要选择直流参考电压较高的 MOV 作为保护器件，但是较高的直流参考电压意味着 MOV 较低的电压保护水平。而为了保证 MOV 对雷

**基金资助项目**：陕西省重点研发项目(2021GXLH-Z-003)。
Project supported by Key Research and Development Program of Shaanxi Province (2021GXLH-Z-003).

电过电压的限制效果，目前通信基站的电源系统中所选用 MOV 的直流参考电压偏低，其荷电率一般为 75%，这可能导致实际运行中的 MOV 在标幺值为 2(基准值为 380 V)工频过电压下出现热崩溃而损毁、燃烧等情况[4]，导致通信基站电源短路，这不仅会对社会造成巨大的经济损失，对通信安全也造成极大的威胁。因此，通信系统的过电压防护是一个亟需解决的技术难题。

造成上述问题的原因一方面在于 MOV 在持续的暂态过电压下耐受能力不足，另一方面在于现有 MOV 的压比无法满足当前低压电力系统严酷过电压应力的要求。针对此问题，许多研究者开展了针对性的研究工作。目前，提升 MOV 耐受能力的研究主要集中在提高电阻片化学成分和微观结构的均匀性[5-7]、优化电极结构[8-10]以及在配方中添加热缓冲材料[11]上。降低压敏电阻压比的研究主要集中在添加三价离子降低晶粒在大电流区电阻率[12-15]，以及降低晶界上的击穿电压两方面[16-17]。但是，上述研究以实验研究为主，在目前缺乏晶界现象、导电机理以及缺陷的成熟理论体系的状况上，很难通过尝试性探索实现保护器件通流能力及压比的显著提升[18]。当前研究水平无法解决暂态过电压耐受能量与电压保护水平相互制约的难题，这就使得通信电源系统的过电压防护问题陷入了困境。

在以材料改性为主体的研究之外，许多学者从不同角度探索了过电压防护的方案，希望通过将不同过电压防护器相互配合，实现“扬长避短”的效果，从而研制出适用于严酷过电压环境的新型过电压保护器。Granaghan[19]及 Sabot[20]等人通过理论分析与仿真手段，提出避雷器和晶闸管开关分段并联的结构，用以抑制操作过电压，但其研究成果缺乏实验验证。在此启发下，陈秀娟等人为了深度抑制特高压输电系统中的操作过电压，提出了可控避雷器的概念，研制出由晶闸管作为控制开关的可控避雷器样机[21-22]，但实测晶闸管开关的导通时延约为 2.6 μs[23]，该响应速度慢，无法有效抑制高频的雷电过电压。另外由于半导体晶闸管功能还受到电压变化率、电流变化率的限制，其安全应用需要配置额外的过压和过流保护，无形中对防护器件的使用引入了新的安全隐患。余辉等人研制了触发间隙型的可控避雷器样机，但触发间隙时延达到 33 μs 以上[24]，同样无法有效抑制高频的雷电过电压。因此，需要开发出响应时间更短且触发电路尽可能简单、可靠的控制单元才有可能将该技术应用到通信电源系统的过电压防护中。此外需要特别说明的是，现有可控避雷器的参数选取原则普遍依据输电线路操作过电压防护要求[25]，并不适用于低压电力系统中通信基站的过电压防护。另外，国内外很多学者开展了面向智能建筑的智能浪涌保护器的研究，这些研究或产品多为对浪涌保护器(SPD)进行在线监测，包括泄漏电流、局部放电测试、温度测试等[26]。可以有效节约维护成本、提升检修效率，但无法从根本上解决 MOV 在持续时间较长的暂态过电压下损毁的问题。

鉴于此，本文提出基于压敏电阻的伏安特性动态调整的设计理念，阐释智能浪涌保护模块的防护原理，得到适用于通信电源系统过电压防护的浪涌保护模块参数选取准则。通过设计一种新型自动能量耦合触发电路，并利用实验研究优选触发电路元件参数，研制响应速度快、通流能力强的主动型过电压保护模块控制开关。在此基础上实现智能浪涌保护模块的样机研发及测试。通过样机过电压防护性能的实验研究和实验验证，验证了设计理念的可行性，预期解决通信电源系统暂态过电压下的运行可靠性与雷电过电压下电压保护水平相制约的技术难题，为高性能过电压防护模块的深入研究奠定理论基础。

## 1 智能浪涌保护模块的设计和工作原理

本文设计的智能可控浪涌保护模块主体分 4 部分，如图 1 所示。

图 1 中，自动过电压能量耦合触发电路(trigger circuit, TC)起到自动耦合雷电过电压的作用；主动型过电压保护间隙(active surge protection gap, ASPG)作为控制开关，在触发信号的作用下击穿导通，将与之并联的氧化锌压敏电阻短路；固定部分

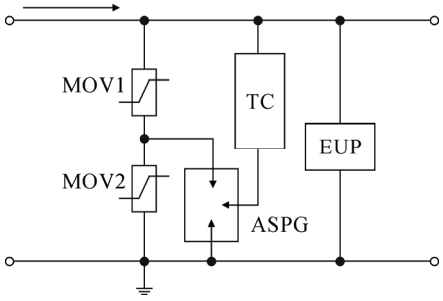



图 1 智能可控浪涌保护模块基本结构示意图

Fig.1 Basic structure of an intelligent controllable surge protection module

的 MOV 不受控制开关的控制；可控部分的 MOV 在控制开关的控制下改变整只氧化锌压敏电阻的伏安特性。浪涌保护模块和被保护设备(equipment under protection, EUP)并联，起到限制雷电过电压的作用。

图 1 所示智能浪涌保护模块的基本工作原理如下：额定工作电压与暂态工频过电压下，触发电路不工作，控制开关 ASPG 不动作，MOV1 与 MOV2 共同承担工频电压，压敏电阻工作荷电率很低，泄漏电流极小，长期工作的稳定性很高。雷电过电压作用下，耦合触发电路可以耦合雷电能量而产生高压触发脉冲，致使 ASPG 的触发极与阴极之间发生击穿导通，并产生初始触发载流子。初始触发载流子扩散到主间隙后引发 ASPG 的阳极与阴极发生击穿，使串联氧化锌压敏电阻模块中 MOV2 被短路。MOV1 的冲击残压决定了串联氧化锌压敏电阻模块的电压保护水平，使得串联氧化锌压敏电阻模块既具有很高的长期工作稳定性，又具有很高的雷电过电压的电压保护水平。

## 2 智能浪涌保护模块的设计

### 2.1 氧化锌压敏电阻参数选取

串联氧化锌压敏电阻模块的直流参考电压决定了浪涌保护模块的长期工作稳定性，考虑浪涌保护模块在标幺值为 2(基准值为 380 V)工频过电压下需满足稳定可靠工作的要求，串联氧化锌压敏电阻模块的直流参考电压应满足

$$U_{\mathrm{ref}} > 2\sqrt{2}U_{\mathrm{c}} \tag{1}$$

式中：$U_{\mathrm{ref}}$ 为串联氧化锌压敏电阻模块的直流参考电压；$U_{\mathrm{c}}$ 为系统持续运行电压。考虑浪涌保护模块应用于 380 V 工频电源系统，则 $U_{\mathrm{ref}}$ 应大于 1075 V。理论上 $U_{\mathrm{ref}}$ 越高，串联氧化锌压敏电阻模块在正常运行时的荷电率就越低，在正常运行电压或暂态工频过电压下运行的可靠性就越高。综合考虑 ASPG 的耐压与浪涌保护模块的可靠性，本文以“25%荷电率”为原则，选定串联氧化锌压敏电阻模块的直流参考电压为 2160 V。

定义可控比 $r$ 为可控部分氧化锌压敏电阻占全部氧化锌压敏电阻的比例，即：

$$r = \frac{U_{\mathrm{ref2}}}{U_{\mathrm{ref}}} \times 100\% \tag{2}$$

$$U_{\mathrm{ref}} = U_{\mathrm{ref1}} + U_{\mathrm{ref2}} \tag{3}$$

式中：$U_{\mathrm{ref1}}$ 为 MOV1 的直流参考电压；$U_{\mathrm{ref2}}$ 为 MOV2 的直流参考电压。在 ASPG 动作后，MOV2 被控制开关短路，浪涌保护模块相当于 MOV1 与 ASPG 串联，由于 ASPG 的弧压很低，浪涌保护模块的电压保护水平主要由 MOV1 的冲击残压决定。因此，可控比越大，MOV1 的直流参考电压就越小，浪涌保护模块的电压保护水平就越高。此外，雷电过电压后，还需要保证持续运行的工频电压无法使 MOV1 导通，从而很好地抑制后续工频续流，因此，可控比至少须满足

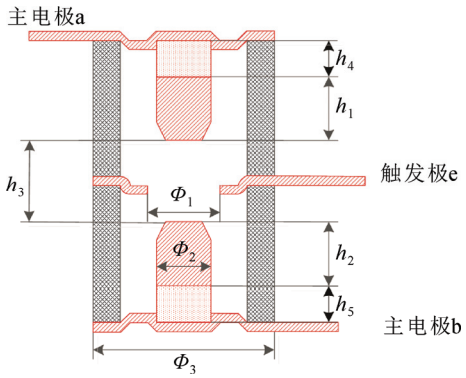
$$U_{\mathrm{ref1}} = U_{\mathrm{ref}}(1-r) > \sqrt{2}U_{\mathrm{c}} \tag{4}$$

由式(4)计算得可控比的选取上限为 75%，为了留有一定裕度且考虑实验的便利性，本文可控比选为 66.7%，计算后 MOV1 的直流参考电压为 720 V，MOV2 的直流参考电压为 1440 V。

### 2.2 主动型过电压保护间隙的设计

主动型过电压保护间隙的结构模型如图 2 所示。其主电极由阳极(高压极)和阴极(低压极)两部分组成，阳极与阴极之间的间隙为放电间隙(主间隙)，中空环状触发极位于主电极之间。过电压保护间隙的触发极与自动过电压能量耦合触发电路的输出端相连，雷击过电压时，触发电路主动耦合浪涌电压并输出高压脉冲使触发间隙发生场击穿，产生的初始触发载流子扩散到放电间隙中，从而引发主间隙击穿。

主动型过电压保护间隙的设计中，主要考虑的参数之一为主间隙的直流击穿电压。为保证 ASPG 在工频过电压下的可靠性，过电压保护间隙的直流击穿电压应满足




$h_1$、$h_2$—主电极 a、b 的触头的高度；$h_3$—主电极 ab 之间的间隙距离；$h_4$、$h_5$—主电极 a、b 的触头导流杆的高度；$\phi_1$、$\phi_2$、$\phi_3$—主电极触头端部和底座的直径以及保护间隙外绝缘瓷管的直径。

图 2 主动型过电压保护间隙结构图

Fig.2 Structure diagram of active surge protection gap

$$U_{DC} > 2\sqrt{2}rU_c \tag{5}$$

式中：$U_{DC}$为 ASPG 的直流击穿电压。经计算，$U_{DC}$应大于 717 V。测试结果表明本文 ASPG 的直流击穿电压为 940 V。在自动过电压能量耦合触发电路起到去耦合作用的前提下，基本可以保证 ASPG 在工频过电压下不会误动作。

## 3 主动能量耦合触发电路的特性研究

根据 IEC61643-11:2005 的试验要求，对于应用于 2 级防护且存在开关元件的过电压防护器，应当使用 1.2/50 冲击电压进行试验[27]。本文预期设计动作电压至少为 2 kV 的浪涌保护模块，因此使用图 4 所示开路电压峰值 2 kV、波形为 1.2/50 μs，短路电流 8/20 μs、虚拟阻抗 2 Ω 的组合波发生器进行试验。

### 3.1 触发电路等效电路模型

自动过电压能量耦合触发电路由耦合电容 $C_C$和脉冲变压器构成，耦合电容和脉冲变压器的原边串联。将脉冲变压器视作四端口网络，实际使用中 2、4 端口接地，1 端口与耦合电容相连，3 端口为脉冲高压输出，等效电路模型如图 3 所示。图中电容 $C_{12}$、$C_{13}$、$C_{14}$、$C_{23}$和 $C_{34}$为各端口间等效的杂散电容[28-29]，$R_1$和 $R_2$为 1、2 次侧电阻，$L_1$和 $L_2$为 1、2 次侧漏感，$R_c$为铁耗电阻，$L_m$为磁化电感[30]。

### 3.2 主动能量耦合电路的触发过程

原边感应电势为分析自动过电压能量耦合触发电路工作原理的关键参数。一般情况下变压器杂散电容均为 pF 数量级，而耦合电容为 nF 数量级，因此可忽略杂散电容的影响。与此同时，为了分析便利，也忽略 1、2 次侧漏抗的影响。

定义原边感应电势与输入电压之比为触发电路的耦合系数 $H$，则：

$$H(\mathrm{j}\omega)=\frac{\dfrac{R_C\cdot \mathrm{j}\omega L_m}{R_C+\mathrm{j}\omega L_m}}{\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_C}+\dfrac{R_C\cdot \mathrm{j}\omega L_m}{R_C+\mathrm{j}\omega L_m}} \tag{6}$$

$$H(s)=\frac{R_cL_mC_cs^2}{(R_cL_mC_c)s^2+L_ms+R_c}=1-\frac{L_ms+R_C}{(R_CL_mC_C)s^2+L_ms+R_C} \tag{7}$$

$$H'(s)=\frac{(R_cL_m^2C_c)s^2+2(R_c^2L_mC_c)s}{((R_cL_mC_c)s^2+L_ms+R_c)^2}>0 \tag{8}$$

由式(7)可知：当 $s\to 0$ 时，$|H(s)|\to 0$，当 $s\to\infty$ 时，$|H(s)|\to 1$，由式(8)知耦合系数是关于 $s$ 的单调增函数。因此，输入电压为低频时，耦合系数接近 0，即触发电路起到去耦合作用，保证工频电压下 ASPG 不会误动作；输入电压为高频时，耦合系数接近 1，即触发电路起到耦合作用，能够将高压脉冲施加到 ASPG 的触发极，控制 ASPG 在较短的时间内击穿导通。

### 3.3 触发电路的输出特性

由式(6)可知耦合电容的大小与脉冲变压器的等效参数共同影响触发电路的输出特性，在脉冲变压器不变的情况下，耦合电容的大小对触发电路的传输特性起主要作用，本文对耦合电容的参数选取进行了实验研究，测试条件如表 1 所示。

实验电路如图 4 所示，使用 P6015A 探头测量触发电路的高压输出，开展耦合电容对触发回路输出特性影响的实验研究。获得的触发电路路输出特性如图 5 所示。

由图 5 可以得出，耦合电容越大，触发电路输

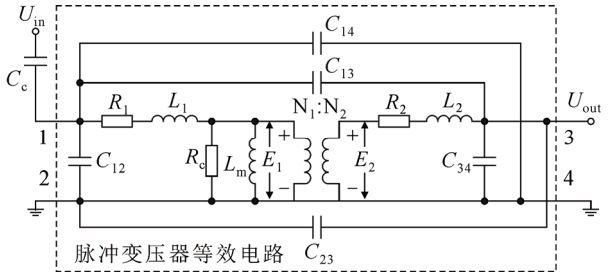



图 3 自动过电压能量耦合触发电路等效模型

Fig.3 The equivalent model of automatic overvoltage energy coupling trigger circuit

表 1 耦合电容取值

Table 1 Coupling capacitor value

| 序号 | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 耦合电容值/nF | 0.7 | 1.4 | 2.3 | 3.1 |

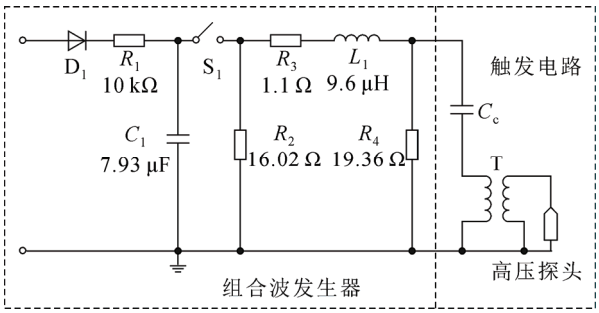



图 4 触发电路输出特性实验原理图

Fig.4 Wiring diagram of trigger circuit transmission characteristic experiment

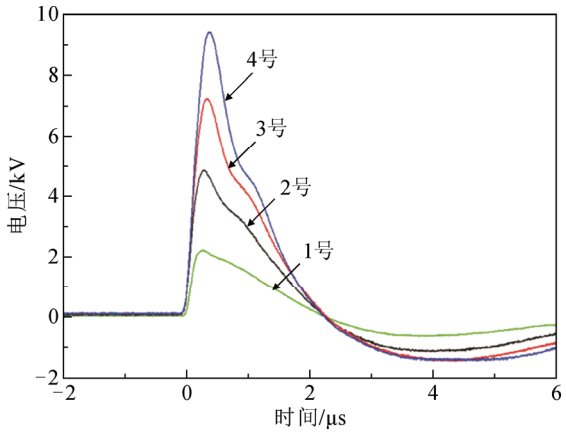



图 5　不同耦合电容取值下触发电路的输出特性

Fig.5　Transmission characteristics of trigger circuit with different coupling capacitor values

出的触发脉冲的峰值和上升速率越大，这与理论分析高度一致。较高的触发电压和较大上升速率对减小 ASPG 动作时延与分散性是非常有益的。为了验证这一设想，对不同耦合电容大小的智能浪涌保护模块进行对比实验，使用 P6015A 测量浪涌保护模块在组合波冲击下的残压，同时验证控制开关能否在预期的 2 kV/1 kA 组合波冲击下可靠动作，实验电路原理如图 6 所示，组合波发生电路参数与图 4 相同。不同耦合电容条件下间隙动作特性实验结果如图 7 所示。

图 7 中，定义 1.2/50 电压跌落的时刻为 ASPG 动作的时刻。由图 7 可以得出：

1）当耦合电容取值为 0.7 nF 时，触发电路输出电压无法使 ASPG 动作，取值 1.4 nF 及以上时，ASPG 可以及时动作。

2)在耦合电容从 1.4 nF 增大到 3.1 nF 后，ASPG 的响应时间从 400 ns 缩短至 200 ns 左右，验证了较大的耦合电容对提升 ASPG 动作特性的作用。

从 ASPG 响应特性的角度考虑，应当尽可能选择较大的耦合电容。然而较大的耦合电容意味着较小的触发回路阻抗以及较大的触发回路分流。因此，应当综合考虑 ASPG 的响应速度、工频电压下的可靠性以及触发电路分流问题。

触发电路中耦合电容的下限值必须保证浪涌保护模块能够在预期的 2 kV/1 kA 组合波冲击下可靠动作，根据实验结果，耦合电容下限值被确定为 1.4 nF。增大耦合电容可以提升 ASPG 响应速度，但对比图 7 中 4 号与 3 号曲线发现，浪涌保护模块响应速度的提升并不显著，也就是说，当耦合电容

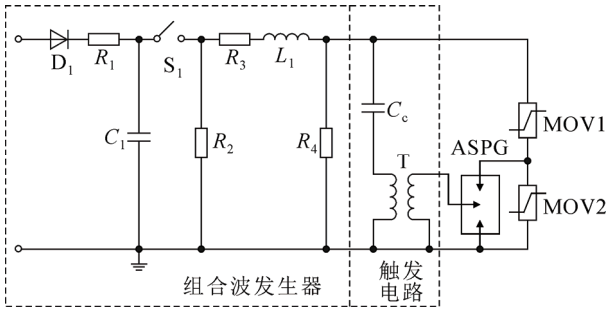



图 6　耦合电容对浪涌保护模块时延影响实验原理图

Fig.6　Experimental schematic diagram of the influence of coupling capacitor on the delay of the surge protection module

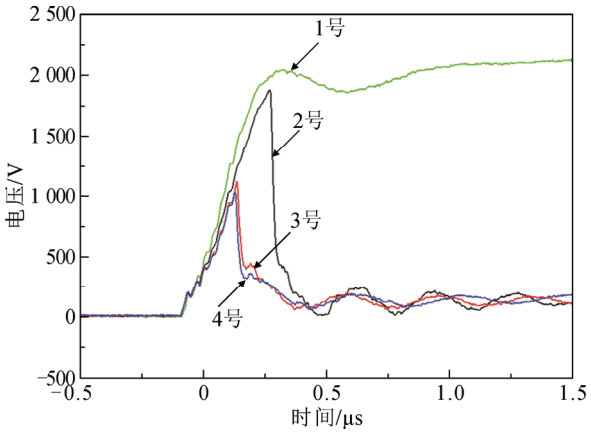



图 7　不同耦合电容取值下 ASPG 主间隙动作特性对比

Fig.7　Comparison of ASPG main gap action characteristic under different coupling capacitor values

大于 3.1 nF 时，继续增大耦合电容带来的不利影响远大于其对响应速度的提升，因此耦合电容参数的上限值应选为 3.1 nF。

## 4　实验验证

### 4.1　工频过电压稳定性验证

浪涌保护模块的设计原则之一是确保其在标幺值为 2 的工频过电压下依然保持稳定，即控制开关与串联氧化锌压敏电阻模块均保持高阻状态。按照图 8 所示的实验原理图，对浪涌保护模块施加 760 V 的工频电压，使用 P6015A 探头测量浪涌保护模块整体电压(高压探头 1)、ASPG 阳极分压(高压探头 2)以及触发电路高压输出端电压(高压探头 3)，获得了浪涌保护模块的输出特性如图 9 所示。

从图 9 所示的浪涌保护模块输出特性可以看出：当施加的工频电压为 760 V 时，ASPG 主电极两端的电压为 489 V，且在持续 5 min 的施加时间内，没有出现电压波形的畸变或跌落，证明浪涌保

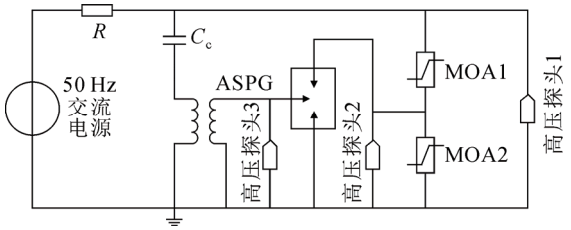



图 8 工频耐压实验接线原理图

Fig.8 Wiring schematic diagram of power frequency withstand voltage experiment

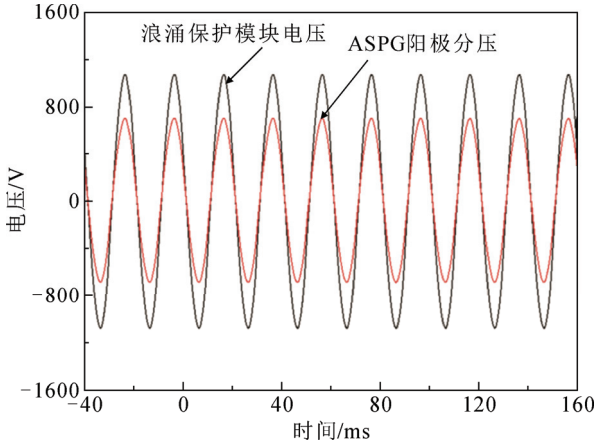



图 9 工频耐压实验

Fig.9 Power frequency withstand voltage test

护模块在标幺值为 2 的暂态过电压下保持高阻状态。另外，高压探头 3 也没有测到触发电路的电压输出，说明自动能量耦合触发电路具有承受暂态工频过电压的能力。

### 4.2 组合波冲击下浪涌保护模块瞬态动作特性

采用图 6 所示的电路探究组合波冲击下浪涌保护模块的瞬态动作特性。实验中保持 6 kV/3 kA 的注入条件不变，使用高压探头 P6015A 测量浪涌保护模块残压、ASPG 阳极电压与触发电路输出的高压脉冲；使用罗氏线圈测量 MOV 支路电流和回路总电流。

浪涌保护模块动作的瞬态过程可以采用图 10 所示的等效电路表征。在组合波开路电压施加的初始阶段，浪涌电压较低，MOV1 和 MOV2 均处于高阻状态。在简化触发电路、忽略原边漏抗与杂散电容的影响的条件下，自动耦合触发电路的变压器原边也是组合波回路的负载，浪涌保护模块的输入为 1.2/50 的脉冲电压源，其等效电路如图 10(a)所示。

组合波开路电压从图 11 所示的 $t_0$ 时刻起始。根据 3.2 节中的分析，在高频输入脉冲作用下，脉冲

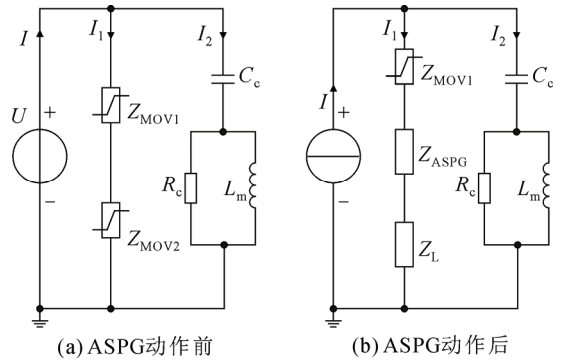



图 10 ASPG 动作前、后浪涌保护模块等效电路

Fig.10 Surge protection module equivalent circuit before and after ASPG operation

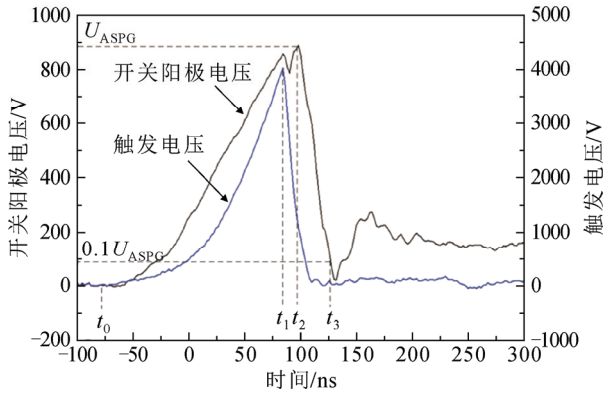



图 11 浪涌保护模块瞬态动作特性

Fig.11 Transient action characteristics of surge protection module

变压器原边感应电势 $E_1$ 逐渐增加。经过脉冲变压器升压后的高压脉冲施加到 ASPG 触发极，触发极电压上升。$t_1$ 时刻过电压保护间隙的触发极与阴极之间击穿导通，触发电压出现跌落，在触发极与阴极之间产生初始触发载流子，并在主间隙电场作用下，触发载流子扩散到主间隙中。$t_2$ 时刻引发主间隙击穿。$t_3$ 时刻主间隙两端的电压跌落至峰值的 10%，ASPG 导通。

定义浪涌保护模块的触发动作时延 $t_{d1}$、平均触发动作时延 $t_{d1}^-$、触发动作抖动 $\delta_{t1}$、开关响应时间 $t_{d2}$、平均响应时间 $t_{d2}^-$、响应时间抖动 $\delta_{t2}$ 分别为：

$$t_{d1} = t_1 - t_0 \tag{9}$$

$$t_{d1}^- = \frac{1}{n} t_{d1i} \tag{10}$$

$$\delta_{t1} = \left( \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n} (t_{d1i} - t_{d1}^-)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \tag{11}$$

$$t_{d2} = t_3 - t_2 \tag{12}$$

$$\bar{t}_{d2}=\frac{1}{n}\sum t_{d2i} \tag{13}$$

$$\delta_{t2}=\left(\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(t_{d2i}-\bar{t}_{d2})^2\right)^{\frac{1}{2}} \tag{14}$$

实验结果表明：在 6 kV/3 kA 组合波冲击下，浪涌保护模块的平均触发动作时延为 155.6 ns，触发动作抖动为 7.55 ns，平均响应时间为 31.28 ns，响应时间抖动为 3.78 ns，展现出良好的响应速度与动作稳定性。

ASPG 动作后，MOV2 被短路，组合波全部施加到 MOV1 上。此时 1.2/50 电压超出 MOV1 的直流参考电压，MOV1 转换为低阻状态，并且与 ASPG 主间隙等效阻抗 $Z_{ASPG}$、连接导线等效阻抗 $Z_L$ 串联，图 12 中浪涌保护模块冲击残压出现的尖峰即为 ASPG 从不动作到动作过度过程的体现，这是浪涌保护器暂态过程的固有特征。此时可将输入组合波看作为 8/20 电流源，其等效电路如图 10(b)所示。相比于 MOV1 所在支路，触发电路的阻抗要大得多，因此 $I_1 >> I_2$，如图 12 所示，大部分雷电能量通过 MOV1 与 ASPG 串联支路泄放。经计算，MOV 支路电流占回路总电流之比为 98.84%。

而浪涌保护模块的残压 $U_{res}$ 表示为

$$U_{res}=(Z_{MOV1}+Z_{ASPG}+Z_L)I_1 \tag{15}$$

忽略图 12 中浪涌保护模块残压波形的第一个短暂尖峰，取后续残压的峰值作为浪涌保护模块的电压保护水平 $U_P$。多次实验验证结果表明，在 6 kV/3 kA 组合波冲击下，本文设计的浪涌保护模块的 $U_P$ 约为 1.24 kV。

根据图 10 所示原理图建立电路仿真模型，得到图 13 所示的仿真结果。图中展现了考虑不同电路参数时得到的残压仿真结果，可以看出浪涌保护模块的电压保护水平主要取决于 MOV 的残压，ASPG 的弧压与线路阻抗使得 $U_P$ 在 MOV 残压的基础上进一步增大。仿真结果、实验结果以及理论分析基本一致。

### 4.3 浪涌保护模块的工作区域

为确定浪涌保护模块可靠工作的下限，从较低的电压等级开始实验。当注入组合波的电压大于 1.2 kV 时，自动能量耦合触发电路输出的高压脉冲才可以使 ASPG 触发极击穿，进而使 ASPG 主间隙导通。通过多次重复实验，验证了浪涌保护模块工作的可靠性，因此可以确定浪涌保护模块的工作电压下限为 1.2 kV。

触发电压的上升陡度和浪涌电压相关，而触发电压的上升陡度直接影响 ASPG 的触发动作时延。增大施加电压，可得到浪涌保护模块的电压保护水平 $U_P$ 和触发动作时延 $t_{d1}$ 随施加电压的变化规律，结果如图 14 所示。

保持固定部分 MOV1 不变，减小 MOV2 的直流参考电压，得到浪涌保护模块的压比 $K$ (冲击残压与直流参考电压之比)随可控比 $r$ 和浪涌电压的变化

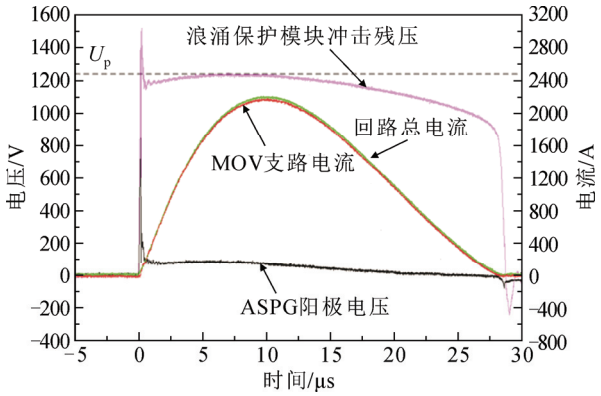



图 12 浪涌保护模块残压与电流特性

Fig.12 Residual voltage and current characteristics of surge protection module

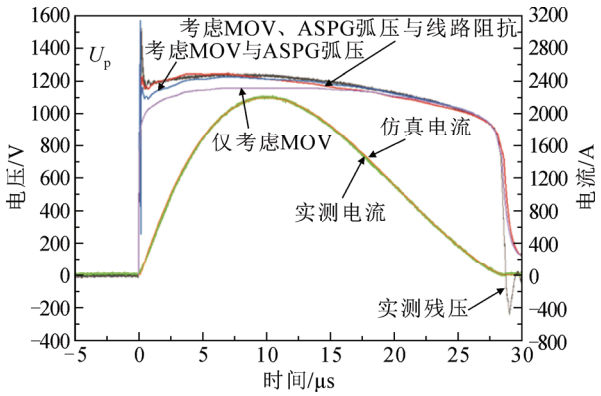



图 13 浪涌保护模块仿真结果

Fig.13 Simulation results of surge protection module

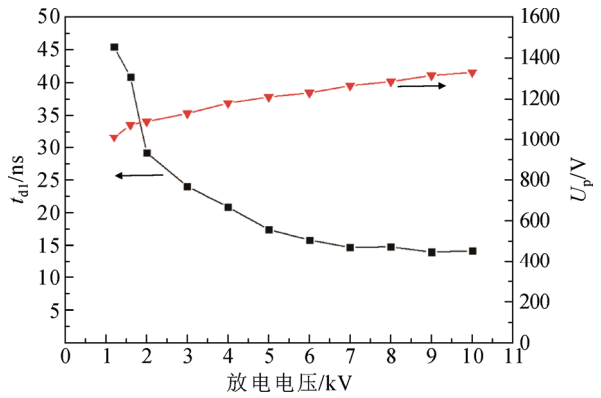



图 14 $t_{d1}$ 和 $U_P$ 随施加电压的变化规律

Fig.14 Variation of $t_{d1}$ and $U_P$ with charged voltage

规律，结果如图 15 所示。实验结果表明：智能控制模块可以有效减小压比，改善过电压防护的性能，且在可控比上限值以内，可控比越大压比就越小。

### 4.4 浪涌保护模块的伏安特性与压比变化范围

使用直流电压源与 8/20 冲击电流源进行实验，得到单只 MOV1、MOV1 串联 MOV2 以及智能浪涌保护模块在 10 kA 范围内的伏安特性曲线，实验结果如图 16 所示。电流较小时，浪涌保护模块的伏安特性接近 MOV1 的伏安特性，是因为 ASPG 的弧压与引线电感导致的不利影响较小，此时浪涌保护模块的残压基本上可以认为是 MOV1 的残压；而注入电流在 8 kA 以上时，引线电感上的分压及 ASPG 的弧压较大，导致浪涌保护模块的残压稍大于 MOV1 的残压。

通过伏安特性曲线可以计算得到浪涌保护模块在不同脉冲电流作用下压比的变化，计算结果如图 17 所示。脉冲电流强度在 10 kA 以内时，MOV1 压比的最大值为 2.06，智能可控浪涌保护模块可以将压比限制到 0.7 以内。

本部分实验说明在大幅提升智能浪涌保护模块中串联 MOV 单元直流参考电压的情况下，浪涌保护模块依然拥有和传统过电压保护器接近的电压保护水平(10 kA 范围内，冲击残压最大值为 1.5 kV)，但同时智能浪涌保护模块的压比大幅降低，能够满足通信电源系统面临的严酷过电压应力的要求。

## 5 结论

1）从频域分析角度研究了自动能量耦合触发电路的工作过程，并通过实验研究确定了耦合电容的选取上限为 3.1 nF。

2）通过实验验证了浪涌保护模块在标幺值为 2 的暂态工频过电压下的稳定性，且浪涌保护模块的 6 kV/3 kA 组合波冲击残压为 1.24 kV，说明浪涌保护模块兼具良好的工作可靠性与很高的电压保护水平。

3）建立了浪涌保护模块的等效电路模型并完成了浪涌保护模块瞬态动作特性分析。通过实验得到浪涌保护模块在 6 kV/3 kA 组合波冲击下的触发动作时延与抖动分别为 155.6、7.55 ns，响应时间与抖动为 31.28、3.78 ns。

4）开发了基于可控开关的智能过电压防护模块，实验结果表明：智能可控浪涌保护模块工作范围的下限为 1.2 kV，在标准 8/20 雷电流实验中(10 kA 范围内)，浪涌保护模块冲击残压最大值为 1.5 kV，压比可以限制在 0.7 以内。

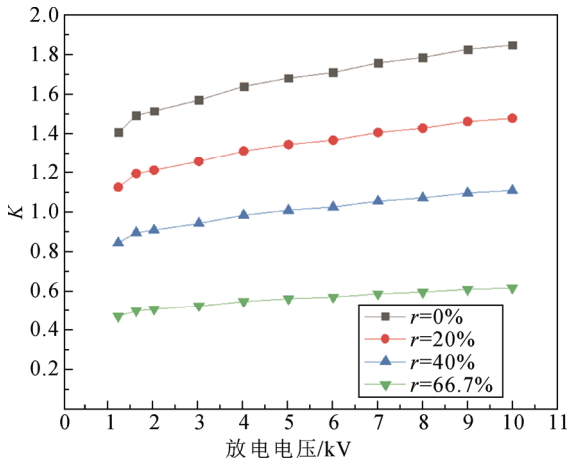



图 15 $K$ 随浪涌电压的变化规律

Fig.15 Variation of $K$ with charged voltage

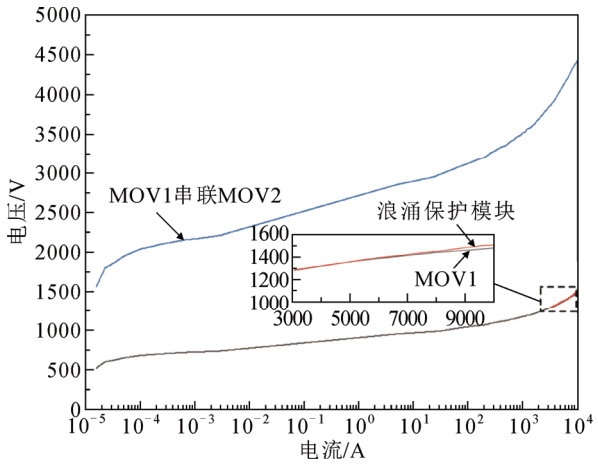



图 16 浪涌保护模块伏安特性

Fig.16 Voltage-current characteristic of surge protection module

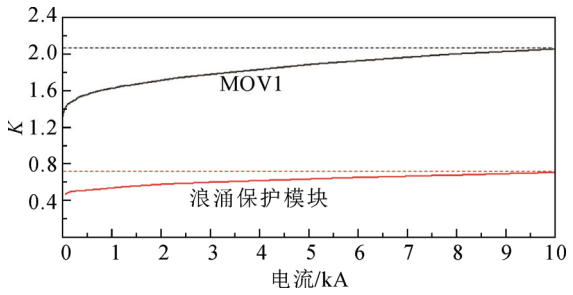



图 17 浪涌保护模块压比变化范围

Fig.17 Voltage ratio variation range of surge protection module

## 参考文献 References

[1] IEC. Protection against lightning, part 4: electrical and electronic systems within structures: IEC 62305-4: 2006[S], 2006.

[2] IEC. Low-voltage surge protective devices - Part 12: surge protective devices connected to low-voltage power systems - selection and application principles: IEC 61643-12: 2020[S], 2020

[3] 赵智大. 高电压技术[M]. 3 版. 北京：中国电力出版社，2013：220-222.
ZHAO Zhida. High voltage technique[M]. 3rd ed. Beijing, China: China Electric Power Press, 2013: 220-222.
[4] 徐国栋，窦 坤. 通信机房 SPD 起火故障原因及解决措施[J]. 通信与信息技术，2015(2)：74-75，72.
XU Guodong, DOU Kun. Fire fault causes and solution of SPD in communication room[J]. Communications & Information Technology, 2015(2): 74-75, 72.
[5] AMIJI N, TANNO Y, OKUMA H, et al. Homogeneity of zinc oxide varistors[J]. Advanced Ceramic Materials, 1986, 1(3): 232-236.
[6] MEHTA H. Advances in metal oxide varistor technology[J]. EPRI Journal, 1991, 16(5): 44-46.
[7] RADFORD K C, SWEETANA A, JOHNSON R, et al. High-energy metal oxide valve blocks[R]. Palo Alto, USA: EPRI, 1991.
[8] ELLIS H F, RECKARD R M, PHILLIPP H R, et al. Fundamental research on metal oxide varistor technology[R]. Palo Alto, USA: EPRI, 1990.
[9] KARIM A N M. Effect of compaction parameters and sintering configurations on the performance of ZnO varistor[D]. Dublin, Ireland: Dublin City University, 1996.
[10] PERKINS R. Metal oxide discs impact performance of arresters[J]. Insulator News and Market Report (INMR), 2004, 12(2): 60-64.
[11] HE J Q, LIN J J, LIU W F, et al. Electrical and dielectric properties of $ZrO_2$ doped ZnO varistor[C]// Proceedings of the 20th International Symposium on High Voltage Engineering. Buenos Aires: ISH, 2017.
[12] RAJAIAH B, PHANENDAR K, PUYANÉ R. Development of a surge arrester for a 1200 kV system voltage[C]// Proceedings of World Conference on Insulators, Arresters & Bushings. Vancouver, Canada, 2013.
[13] 赵洪峰. 超特高压用高性能大通流容量 ZnO 压敏电阻的研究[D]. 北京：清华大学，2016.
MENG P F, ZHOU Y, WU J B, et al. Novel ZnO varistors for dramatically improving protective effect of surge arresters[C]// Proceedings of the 2018 34th International Conference on Lightning Protection. Rzeszow, Poland: IEEE, 2018: 1-6.
[14] 万 帅，许 衡，席成圆，等. Al、Ga 离子对 ZnO 压敏电阻阀片电气性能的调控[J]. 高电压技术，2020，46(4)：1434-1440.
WAN Shuai, XU Heng, XI Chengyuan, et al. Adjustment of electrical properties of ZnO varistor ceramics by co-doping with aluminum and gallium ions[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(4): 1434-1440.
[15] 成鹏飞，李盛涛，王玉平，等. ZnO-$Bi_2O_3$ 系压敏陶瓷晶界对残压的影响[J]. 电瓷避雷器，2009(1)：30-32.
CHENG Pengfei, LI Shengtao, WANG Yuping, et al. The influence of grainboundary on residual voltage of ZnO-$Bi_2O_3$ based varistor ceramics[J]. Insulators and Surge Arresters, 2009(1): 30-32.
[16] WANG H, LI S T, LI J Y. Residual voltage caused by grain boundary in ZnO varistor ceramics[C]// Proceedings of the 1st International Conference on Electric Power Equipment–Switching Technology. Xi'an, China: IEEE, 2011: 666-669.
[17] 王兰义，任 鑫，黄 海，等. 国内外避雷器用氧化锌电阻片的技术现状与发展趋势[J]. 电瓷避雷器，2021(6)：30-44.
WANG Lanyi, REN Xin, HUANG Hai, et al. The development trends of zinc oxide varistor used in surge arrester both in China and abroad[J]. Insulators and Surge Arresters, 2021(6): 30-44.
[18] GRANAGHAN M F, REID W E, LAW S W, et al. Overvoltage protection of shunt-capacitor banks using MOV arresters[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and System, 1984, PAS-103(8): 2326-2336.
[19] SABOT A, MORIN C, GUILLAUME C, et al. A unique multipurpose damping circuit for shunt capacitor bank switching[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(3): 1173-1183.
[20] 陈秀娟，陈维江，沈海滨，等. 特高压输电系统操作过电压柔性限制方法[J]. 高电压技术，2007，33(11)：1-5.
CHEN Xiujuan, CHEN Weijiang, SHEN Haibin, et al. Flexible measures to depress switching overvoltage in UHV transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(11): 1-5.
[21] 陈秀娟，陈维江，时卫东，等. 特高压交流开关型可控避雷器的参数选择和样机研制[J]. 电网技术，2018，42(6)：1981-1986.
CHEN Xiujuan, CHEN Weijiang, SHI Weidong, et al. Parameter selection and prototype development of UHV AC switch type controllable arrester[J]. Power System Technology, 2018, 42(6): 1981-1986.
[22] 贺子鸣，陈维江，陈秀娟，等. 可控金属氧化物避雷器操作冲击动作特性试验方法[J]. 高电压技术，2012，38(4)：838-846.
HE Ziming, CHEN Weijiang, CHEN Xiujuan, et al. Test method for switching impulse response properties of controllable metal oxide surge arrester[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(4): 838-846.
[23] 余 辉，李国富，刘 赫，等. 可控避雷器的触发型间隙方案研究[J]. 高电压技术，2021，47(8)：2791-2798.
YU Hui, LI Guofu, LIU He, et al. Research on trigger gap scheme of controllable surge arrester[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2791-2798.
[24] 韩 彬，陈维江，陈秀娟，等. 特高压可控避雷器参数配置及控制策略[J]. 高电压技术，2021，47(3)：1055-1063.
HAN Bin, CHEN Weijiang, CHEN Xiujuan, et al. Parameter configuration and control strategy of UHV controllable metal oxide arrester[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(3): 1055-1063.
[25] 周歧斌，邓 寅，邵 斌，等. 面向现代智能建筑物联网的智能电涌保护器研究及其标准化[J]. 电瓷避雷器，2021(6)：70-75.
ZHOU Qibin, DENG Yin, SHAO Bin, et al. Research and standardization of smart surge protector for modern smart building networking[J]. Insulators and Surge Arresters, 2021(6): 70-75.
[26] IEC. Low-voltage surge protective devices - Part 11: surge protective devices connected to low-voltage power systems – Requirements and test methods: IEC 61643-11: 2005[S], 2005.
[27] 齐 磊，刘 晨，唐 剑，等. 高频变压器不同负载下的传输特性[J]. 中国电机工程学报，2018，38(5)：1338-1347.
QI Lei, LIU Chen, TANG Jian, et al. Transfer characteristics of high-frequency transformers under different load conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1338-1347.
[28] LIU C, QI L, CUI X, et al. Wideband mechanism model and parameter extracting for high-power high-voltage high-frequency transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3444-3455.
[29] UMANS S D. 电机学[M]. 刘新正，苏少平，高 琳，译. 7 版. 北京：电子工业出版社，2014：48-55.
UMANS S D. Electric machinery[M]. LIU Xinzheng, SU Shaoping, GAO Lin, trans. 7th ed. Beijing, China: Publishing House of Electronics Industry, 2014: 48-55.



**焦梓家**
1996—，男，博士生
主要从事高压大电流测控技术及过电压防护技术的研究
E-mail: jzj4119104072@stu.xjtu.edu.cn

JIAO Zijia
Ph.D. candidate



**孙晋茹**
1991—，女，博士
主要从事雷电效应及过电压防护理论、高压大电流测控技术及应用、过电压保护电器基础理论方面的研究工作
E-mail: jinrusun2016@xjtu.edu.cn

SUN Jinru
Ph.D.



**姚学玲**(通信作者)
1966—，女，博士，教授，博导
主要从事电气绝缘材料测量技术、高压大电流测控技术及信息化系统过电压保护的基础理论方面的研究工作
E-mail: xlyao@xjtu.edu.cn

YAO Xueling
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2022-04-08 修回日期 2022-10-15 编辑 曹昭君