第 52 卷 第 2 期：560-571 高电压技术 Vol.52, No.2: 560-571
2026 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20251284

基于高阻镀层母线的智能量测设备强电磁防护方法

朱厚达[1,2]，李红斌[1,2]，邬 雄[3]，童 悦[3]，陈 庆[1,2]，焦 洋[1,2]
（1. 华中科技大学电气与电子工程学院，武汉 430074;
2. 强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学)，武汉 430074;
3. 中国电力科学研究院有限公司，武汉 430074）

摘 要：面向新型电力系统的数字化转型趋势，电力量测设备开始了智能化、小型化发展，通常以智能组件形式嵌入于一次高压设备，面临电磁兼容新问题：特快速瞬态过电压(very fast transient overvoltage，VFTO)等强电磁干扰源具备强耦合能力，其高频成分(1~30 MHz)极易引发设备电磁共振，对弱电组件造成较强冲击，可能危害设备乃至系统的稳定运行，常规峰值抑制型防护措施难以有效应对其中的高频成分。对此，该文构建了 VFTO 阶梯波的传导衰变与折反射模型，发现气体绝缘开关设备(gas insulated switchgear，GIS)母线分布电阻的电磁干扰抑制作用，进而提出了高阻镀层母线，在不改变母线主体结构的前提下，在其表面敷设高磁导率、低电导率镀层以实现电阻增长。在此基础上，分析母线分布电阻的关键影响因素，据此提出高阻镀层母线的系统性设计方案，并开展场仿真以验证其绝缘性能和载流能力。最后，加工高阻镀层母线样品，并开展等效试验，结果表明：应用镀层母线后，1~30 MHz 范围内电磁干扰的累计有效值降低 22.66%，验证了该文方法在强电磁干扰高频成分抑制方面的有效性，保证了智能量测设备的可靠运行。

关键词：智能量测设备；强电磁防护；高频成分抑制；高阻镀层母线；系统性设计

Protection Method Against Strong Electromagnetic Interference for Intelligent Metering Equipment Based on Busbar with High-resistance Coating

ZHU Houda[1,2], LI Hongbin[1,2], WU Xiong[3], TONG Yue[3], CHEN Qing[1,2], JIAO Yang[1,2]
(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology (Huazhong University of Science and Technology), Wuhan 430074, China; 3. China Electric Power Research Institute, Wuhan 430074, China)

Abstract: Digital transformation toward new-type power systems has driven the intelligent and miniaturized development of electric power measuring equipment. When embedded in primary high-voltage devices as intelligent components, this equipment faces new electromagnetic compatibility (EMC) challenges. Strong electromagnetic interference (EMI) sources, particularly very fast transient overvoltage (VFTO), possess strong coupling capabilities, and their high-frequency components (1~30 MHz) readily induce electromagnetic resonance in equipment, significantly impact weak electronic components, and potentially endanger the stable operation of equipment and even the entire system. Conventional peak-suppression protection methods show limited effectiveness against these high-frequency components. To address this issue, this paper develops a model to characterize the propagation, attenuation, and reflection of VFTO step-waves. This model reveals how distributed resistance in gas insulated switchgear (GIS) busbars suppresses EMI, leading to the proposal of a high-resistance coating busbar. This design applies a coating with high magnetic permeability and low electrical conductivity to the busbar surface, increasing resistance without changing the main busbar structure. On this basis, the key factors influencing the busbar's distributed resistance are analyzed, and a systematic design scheme for the high-resistance coating busbar is subsequently proposed. Field simulations are conducted to verify its insulation performance and current-carrying capacity. Finally, high-resistance coating busbar samples are fabricated and subjected to equivalent tests. The results indicate that the application of the coated busbar reduces the cumulative root-mean-square value of EMI in the 1~30 MHz range by 22.66%, thereby validating the effectiveness of the proposed method in suppressing high-frequency components of strong EMI, and ensuring reliable operation of intelligent measuring equipment.

基金资助项目：国家自然科学基金委员会-国家电网公司智能电网联合基金(U1866201)。
Project supported by Joint Research Fund in Smart Grid Under Cooperative Agreement Between the National Natural Science Foundation of China (NSFC) and State Grid Corporation of China (SGCC) (U1866201).

Key words：intelligent measuring equipment; strong electromagnetic protection; high-frequency component suppression; high-resistance coating busbar; systematic design

0　引言

电力量测设备是电力系统保护、控制、计量的唯一信号来源，是其安全高效运行的基础[1]。近年来，随着新型电力系统建设的不断推进，传统量测设备已无法满足数字化转型背景下的技术要求，逐步开始了智能化、小型化发展[2-3]。

智能量测设备通常以智能组件形式嵌入融合于隔离式断路器、气体绝缘开关设备(gas insulated switchgear，GIS)等一次高压设备[4-6]，与以特快速瞬态过电压(very fast transient overvoltage，VFTO)为代表的强电磁干扰源的电气距离大幅缩近[7-9]，受到的电磁干扰强度数倍增大；同时，量测设备的智能化功能依赖于大量的弱电器件，整体抗扰能力呈下降趋势[10-13]；因此，智能量测设备在强电磁干扰环境中的抗扰能力已成为GIS变电站稳定运行的薄弱环节，近年来，已加装防护措施的智能量测设备在一、二次融合应用场景中仍时常发生电磁兼容故障[14-16]。因此，为保证GIS的可靠运行，亟需为智能量测设备构建更完备的强电磁干扰防护能力。

针对智能量测设备的强电磁防护问题，现有方法/措施可划分为设备侧防护、源侧防护两大类。设备侧防护主要依赖于浪涌保护电路[17]和高共模运算放大器芯片[18-19]，前者通常位于量测设备的信号端口和电源端口，由气体放电管、压敏电阻和瞬态抑制二极管等过电压保护器件组成，为耦合至二次侧的暂态过电压提供泄放通道；后者采用差分输入方式消除电磁共模干扰，并内置隔离层以阻断电磁干扰后续传导。源侧防护主要包括阻尼电阻法[20]、隔离开关操作法[21-22]、避雷器泄放法[23-24]。阻尼电阻法是在隔离开关处加装并联电阻，可吸收暂态能量以降低VFTO峰值；隔离开关操作法主要是降低刀闸动作速度，可延长负载侧的能量泄放时间，降低残压和VFTO峰值；避雷器泄放法与浪涌保护电路，在骚扰源侧泄放暂态能量，降低VFTO峰值。

可见，对于以VFTO为代表的暂态强电磁干扰，其防护的核心与首要目标在于保障电力设备的主绝缘安全。VFTO的时频域特征包括峰值、暂态持续时间和能量分布等[25]，现有方法均聚焦于抑制VFTO的电压峰值，并且在长期的工程实践中已较好地解决了电力主设备的绝缘问题，相对的，对于暂态持续时间和能量分布关注较少。笔者前期研究发现，VFTO包含大量兆赫兹及以上的高频成分，且其实际能量不低，当与智能量测设备发生电磁耦合后，将对其弱电组件造成较强冲击：当VFTO高频成分与电子式电压互感器(electronic voltage transformer，EVT)自然频率发生频谱交叠时，其实际增益会由于电磁共振现象增大，甚至可达工频设计值的数万倍，对弱电组件带来远超耐受的电磁应力，造成在运EVT损毁[26]；这是已加装常规峰值防护措施的智能量测设备，在现场应用中仍会频繁出现数据失准、逻辑死机乃至元器件损毁等电磁兼容故障的主要原因之一，并在GIS变电站现场损毁EVT的故障分析中得到验证[26-27]。因此，降低VFTO高频成分的骚扰强度，对于GIS可靠运行极为必要。

综上所述，本文提出一种基于高阻镀层母线的骚扰源侧防护方法。首先，通过构建VFTO阶梯波的传导衰变与折反射模型，分析母线参数对骚扰源强度的影响，提出了“增大首端母线电阻参数以加速衰减、降低折射”的VFTO高频成分抑制思路；基于此，提出了高阻镀层母线，在常规母线表面敷设高磁导率、低电导率镀层材料以提升整体电阻，可在不改变母线主体结构的前提下实现骚扰源侧的有效抑制；然后，研究了镀层母线分布电阻参数的影响因素，据此提出高阻镀层母线的系统性设计方案，并开展了场仿真以验证其绝缘性能和载流能力；最后，开展等效试验，验证了所提方法在高频成分抑制方面的有效性，有力保证了智能量测设备的可靠运行。

1　VFTO高频成分特性

VFTO的高频成分位于兆赫兹及以上频带，最高可达100 MHz[28]。为了明确VFTO中1~100 MHz频段内高频成分的频谱特性，本文借助前期研究中已开发的VFTO测量系统[29]，在中国电科院220 kV GIS真型试验平台上获取VFTO实测波形，以进一步分析其特性。VFTO测量系统原理图见图1。

试验平台产生179 kV额定电压后，操作隔离开关合闸，VFTO由高频电压探头(Tek 6015A)测量，并通过采集卡和光纤传输至上位机。所得VFTO全

过程、局部放大波形分别见图 2(a)、图 2(b)。

从图 2(b)可以看出，由于刀闸间隙反复发生重击穿，形成较为规整的阶梯波。进一步，对图 2(b)虚线框中的单次击穿波形开展傅里叶分析，获取其频谱分布，见图 3。

由图 2、图 3 可知，单次击穿形成的阶梯波在 1~100 MHz 范围内的频率成分累计有效值达 13.31 kV，约为额定电压的 10.52%。其中，1~30 MHz 频率范围内的频率成分累计有效值为 13.16 kV，能量占比高达 98.85%。这些高频成分幅值较小，但与管道相邻的智能量测设备耦合能力较强，可能对弱电组件造成较强冲击。因此，抑制 VFTO 阶梯波在 1~30 MHz 频段内的能量极为必要。

2 VFTO 阶梯波的传导过程与抑制思路

为了抑制 VFTO 阶梯波在 1~30 MHz 频段内的能量，需要研究 VFTO 阶梯波在母线上的传导过程，分析其能量在传导过程中的影响因素，并据此形成抑制思路。

2.1 VFTO 阶梯波的传导过程

对于隔离开关动作过程中的单次击穿，其持续时间在数十微秒，源侧工频电压的变化可以忽略。因此，单次击穿暂态电压在母线上的传导过程可近似为 VFTO 阶梯波 V_0 在传输线上的波过程，具体涉及两个方面：1）单一介质中的传导衰减；2）介质变化时的折射。

2.1.1 传导衰减过程

以隔离开关合闸为例，当刀闸闭合时，发生电弧击穿，VFTO 阶梯波 V_0 沿负载侧母线向智能量测设备传播并到达母线末端，在传播至距离 x 处时，由于母线的非理想特性，VFTO 阶梯波会发生传导衰减，阶梯波可表示为 $u(x)$：

$$\begin{cases} u(x)=V_0\cdot \mathrm{e}^{-(\alpha+\mathrm{j}\beta)x} \\ \alpha=\sqrt{\dfrac{1}{2}\sqrt{\left(R^2+\omega^2L^2\right)\left(\omega^2C^2\right)}-\dfrac{1}{2}\left(\omega^2LC\right)} \\ \beta=\sqrt{\dfrac{1}{2}\sqrt{\left(R^2+\omega^2L^2\right)\left(\omega^2C^2\right)}+\dfrac{1}{2}\left(\omega^2LC\right)} \end{cases} \tag{1}$$

式中：α 为衰减系数；β 为相移系数；R 为母线分布电阻；L 为母线的分布电感；C 为母线的分布电容；ω 为角频率。

从式(1)可知，母线的衰减系数 α 越大，VFTO 阶梯波传播过程中衰减程度越高；同时，衰减系数 α 与 R 和 C 正相关，与 L 负相关；可见，增大 R 和

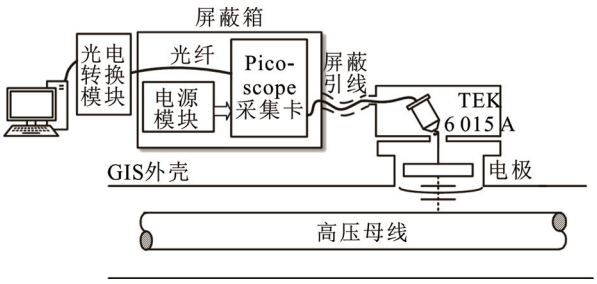


图 1 VFTO 测量系统示意图

Fig.1 Diagram of the VFTO measurement system

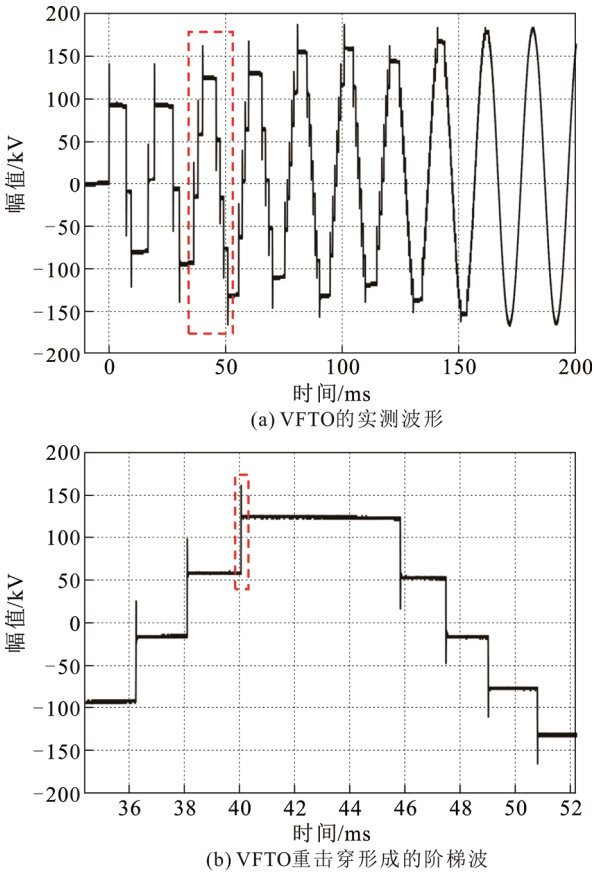


图 2 VFTO 时域波形

Fig.2 The waveform of VFTO in time domain

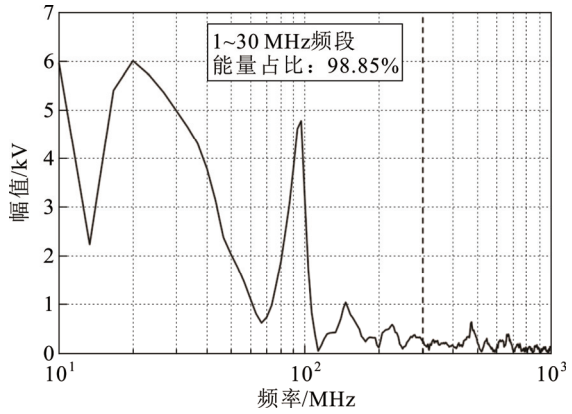


图 3 VFTO 所选区域频谱

Fig.3 The spectrum of the selected VFTO area

C 可加快 VFTO 阶梯波的传导衰减。

2.1.2　折射过程

在 VFTO 阶梯波 V_0 传播过程中，从某一点开始，母线的特征阻抗由 Z_1 变化为 Z_2，VFTO 阶梯波会在阻抗变化的交界面上发生折、反射，其一部分折射入特征阻抗为 Z_2 的母线，并沿此前方向继续传播。折射波的比例可由折射系数 T_{21} 确定。

$$\begin{cases} T_{21}=\dfrac{2Z_1}{Z_2+Z_1} \\ Z_i=\dfrac{1}{\sqrt{\omega C_i}}\sqrt[4]{\left(\omega L_i\right)^2+R_i^2}\cdot \mathrm{e}^{\frac{1}{2}\arctan\left(-\frac{R_i}{\omega L_i}\right)},\ \ i=1,2 \end{cases} \tag{2}$$

介质变化处的折射系数 T_{21} 越小，VFTO 阶梯波进入新介质时的分量越小。从式(2)可知，折射系数 T_{21} 与 R_2、L_2 负相关，与 C_2 正相关，即增大 R_2、L_2 可减小折射进入 Z_2 母线的 VFTO 阶梯波。

2.2　VFTO 阶梯波的抑制思路

基于上述过程，若能充分利用 VFTO 阶梯波的传导衰减和折射过程，就可有效抑制强电磁干扰及其高频成分：1）增大母线的衰减系数，加快 VFTO 阶梯波在传导过程中的衰减；2）构造低折射的介质变化面，减小后续传导的 VFTO 阶梯波。

为了提高 VFTO 阶梯波在传导过程中的传导衰减，同时构造低折射系数的介质变化面，将隔离开关与智能量测设备之间的原有母线划分为 B、C 两段，C 段母线特性保持不变，人为调整 B 段母线特性；A 段母线特性与 C 段相同，构造 VFTO 阶梯波的传导衰减与折反射模型，如图 4 所示。

图 4 中，U_0 为变压器出口电压。由于单次击穿的暂态持续时间在数十微秒，源侧工频电压的变化可忽略，因此可简化为恒定电压源；DS 为隔离开关；容性负载用于模拟实际中隔离开关分合空载短母线和容性小电流负荷的真实工况。

对于传播到智能量测设备安装处的 VFTO 阶梯波，其表达式为：

$$\begin{cases} u'(x)=V_0\cdot T_{\mathrm{BC}}\cdot \mathrm{e}^{-(\alpha'+\mathrm{j}\beta')(l_{\mathrm{A}}+l_{\mathrm{total}})} \\ T_{\mathrm{BC}}=\dfrac{2Z_{\mathrm{C}}}{Z_{\mathrm{B}}+Z_{\mathrm{C}}} \\ \alpha'=\dfrac{a_1\left(l_{\mathrm{A}}+l_{\mathrm{C}}\right)+a_2 l_{\mathrm{B}}}{l_{\mathrm{A}}+l_{\mathrm{B}}+l_{\mathrm{C}}},\ \ \beta'=\dfrac{\beta_1\left(l_{\mathrm{A}}+l_{\mathrm{C}}\right)+\beta_2 l_{\mathrm{B}}}{l_{\mathrm{A}}+l_{\mathrm{B}}+l_{\mathrm{C}}} \\ l_{\mathrm{B}}=g\cdot l_{\mathrm{total}},\ \ l_{\mathrm{C}}=(1-g)\cdot l_{\mathrm{total}} \end{cases} \tag{3}$$

式中：T_{BC} 为 B-C 界面的折射系数；Z_{B} 和 Z_{C} 分别为 B 段母线和 C 段母线的特征阻抗；α'和 β'分别为等效衰减系数和等效相移系数；α_1 和 β_1 分别为 A、C 段母线的衰减系数和相移系数；α_2 和 β_2 为 B 段母线的衰减系数和相移系数；l_{A}、l_{B} 和 l_{C} 分别为 A、B 和 C 段母线的长度；l_{total} 为 B 和 C 段母线的长度之和；g 为 B 段高阻母线在其中的占比。

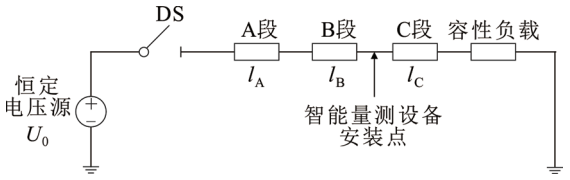


图 4　单次击穿等效电路

Fig.4　Equivalent circuit of single breakdown

根据式(3)，传播至智能量测设备的 VFTO 阶梯波幅值与等效衰减系数 α'和折射系数 T_{BC} 有关。

2.2.1　分布电阻对等效衰减系数的影响

令 A、C 段母线的分布参数分别为 R_1、L_1 和 C_1，B 段母线的分布参数分别为 R_2、L_2 和 C_2，将 A、B、C 段母线的分布参数及式(1)代入式(3)后得到等效衰减系数 α'的表达式，将其对 B 段母线的分布电阻 R_{B} 求偏导，可得：

$$\frac{\partial\alpha'}{\partial R_{\mathrm{B}}}=\frac{g\cdot l_{\mathrm{total}}}{l_{\mathrm{A}}+l_{\mathrm{total}}}\cdot\frac{\omega R_{\mathrm{B}}C_{\mathrm{B}}}{4\sqrt{v}}\cdot\frac{1}{\sqrt{R_{\mathrm{B}}^2+\omega^2L_{\mathrm{B}}^2}}>0 \tag{4}$$

式中：$v=0.5\cdot\left(\omega C_{\mathrm{B}}\sqrt{R_{\mathrm{B}}^2+\omega^2L_{\mathrm{B}}^2}-\omega^2L_{\mathrm{B}}C_{\mathrm{B}}\right)$。

由此可知，当 B 段母线的分布电阻 R_{B} 增大时，等效衰减系数 α'增大，将加快 VFTO 阶梯波 V_0 在 B 段母线中的传导衰减，从而降低到达智能量测设备的强电磁干扰强度。

2.2.2　分布电阻对折射系数的影响

折射系数 T_{BC} 的模反应了输入信号被传输的比例。根据式(2)和式(3)，可得折射系数 T_{BC} 的模的表达式：

$$\begin{cases} \left|T_{\mathrm{BC}}\right|=\dfrac{K_1}{\sqrt{\dfrac{1}{\omega C_{\mathrm{B}}}P^{1/2}+K_1+K_2\cdot P^{1/4}\cdot\cos\dfrac{1}{2}\left(\phi_{\mathrm{B}}-\phi_{\mathrm{C}}\right)}} \\ K_1=\dfrac{1}{\omega C_{\mathrm{C}}}\sqrt{\left(\omega L_{\mathrm{C}}\right)^2+R_{\mathrm{C}}^2} \\ P=\left(\omega L_{\mathrm{B}}\right)^2+R_{\mathrm{B}}^2 \\ K_2=\dfrac{2}{\sqrt{\omega^2C_{\mathrm{B}}C_{\mathrm{C}}}}\sqrt[4]{\left(\omega L_{\mathrm{C}}\right)^2+R_{\mathrm{C}}^2} \\ \phi_{\mathrm{B}}=\arctan(-\dfrac{R_{\mathrm{B}}}{\omega L_{\mathrm{B}}}),\ \ \phi_{\mathrm{C}}=\arctan(-\dfrac{R_{\mathrm{C}}}{\omega L_{\mathrm{C}}}) \end{cases} \tag{5}$$

式中：ϕ_B、ϕ_C 分别为 Z_B 和 Z_C 的幅角。

将 T_{BC} 的模对 B 段母线的分布电阻 R_B 求偏导，可得：

$$\frac{\partial|T_{BC}|}{\partial R_B}=-A\left(\frac{R_B}{\omega C_B\sqrt{P}}-\frac{K_2}{2\sqrt[4]{P}}\sin\frac{(\phi_B+\phi_C)}{2}\right) \tag{6}$$

式中：$A=|Z_C|/|Z_B+Z_C|^3$。

由于 ϕ_B、$\phi_C\in(-\pi/2,0]$，因此 $\sin\frac{\phi_B-\phi_C}{2}<0$。此外，由于 R_B、L_B、R_C、L_C 和 ω 均为大于 0 的物理量，因此 P、K_1 和 K_2 均为正数。最终可得：

$$\frac{\partial|T_{BC}|}{\partial R_B}<0 \tag{7}$$

可见，当 B 段母线的分布电阻 R_B 增大时，B-C 界面的折射系数随之减小。

2.2.3 高阻母线占比 g 对抑制效果的影响

根据 2.2 节的抑制思路，为了抑制 VFTO 高频成分，需要将隔离开关与智能量测设备之间的原有母线划分为 B、C 两段，下面将分析 B、C 两段母线不同长度比例 g 对抑制效果的影响。

根据式(3)，若要提高传导衰减对 VFTO 高频成分的抑制效果，应尽可能提高等效衰减系数 α'，降低折射系数 T_{BC}。将式(3)中的等效衰减系数 α'对比例系数 g 求偏导，可得：

$$\frac{\partial\alpha'}{\partial g}=\frac{(a_2-a_1)l_{total}}{l_A+l_{total}} \tag{8}$$

根据式(1)，增大 B 段母线的分布电阻 R_B 时，其衰减系数 α_2 增大，因此 $\alpha_2>\alpha_1$，此时有：

$$\frac{\partial\alpha'}{\partial g}>0 \tag{9}$$

同时，将式(3)中的折射系数 T_{BC} 对比例系数 g 求偏导，由于 T_{BC} 与 g 无关，因此有：

$$\frac{\partial|T_{BC}|}{\partial g}=0 \tag{10}$$

由式(3)、式(9)和式(10)可知，在 l_C 不变的情况下，增加 l_B 使得系数 g 增大，等效衰减系数 α'单调增大，折射系数 T_{BC} 不变。因此，对于传导衰减过程，其对 VFTO 高频成分的抑制效果与系数 g 成正比；但为了构造低折射的介质变化面，C 段母线的长度不能为 0。因此，为获得最优抑制效果，B 段母线长度相对 B、C 母线总长的比例 g 应逼近 1，但不为 1。

综合以上分析，将隔离开关、智能量测设备之间的母线划分为两段，若能人为增大前段母线分布电阻的数值，可有效降低 VFTO 阶梯波中的高频能量，保证 GIS 管道中智能量测设备在强电磁干扰下的可靠运行。

3 高阻镀层母线

根据 2.2 节形成的单次击穿暂态电压抑制思路，须将隔离开关与智能量测设备之间的原有母线划分为两段，通过提高隔离开关临近分段的电阻参数，可抑制 VFTO 高频成分骚扰强度。

基于此，通过在常规母线表面敷设高磁导率、低电导率镀层，形成高阻通流路径，配合趋肤效应，可提高高频信号下的母线电阻参数；对于工频潮流，由于实际镀层厚度在数十微米量级，且趋肤效应不显著，对母线载流能力的影响不显著。依据上述改进处理方法构成镀层母线，并将其应用于 GIS 管道后的整体结构示意图，见图 5。

图 5 中，长度为 H 的 GIS 管道模型主要分为两部分：GIS 外壳和 GIS 母线。常规 GIS 母线为空心结构，其内半径为 r_1、外半径为 r_2；母线镀层附着于常规母线表面，其内半径为 r_2、外半径为 r_3，厚度为 t；GIS 管道外壳的内半径为 r_4、外半径为 r_5。常规母线和外壳的电导率和相对磁导率分别为 σ_1 和 μ_1；镀层的电导率和相对磁导率分别为 σ_2 和 μ_2。

为验证镀层母线在电阻参数上的优势，需开展其与常规母线的对比研究。以金属铜作为常规母线和 GIS 外壳材料，金属钴作为镀层材料为例，二者的结构参数见表 1。

为了计算母线的分布电阻 R，依据图 5 所示结构和表 1 中的结构参数，在 COMSOL 软件中计算母线各部分的欧姆损耗，经后处理获得母线的分布电阻。以信号频率 10 MHz 时为例，根据上述步骤

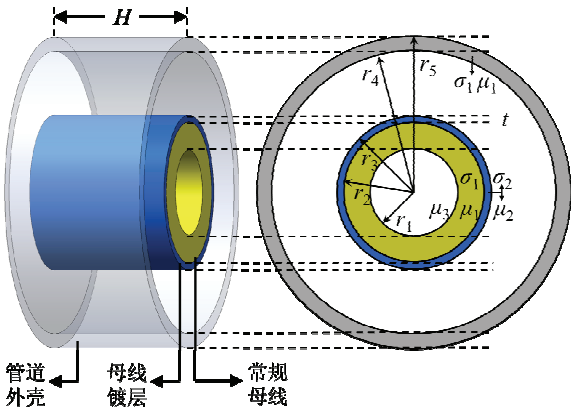


图 5 应用镀层母线的 GIS 管道

Fig.5 Structure of GIS pipeline with coated busbar

表 1　常规母线与镀层母线的结构参数

Table 1　Structural parameters of conventional and coated busbar

参数	常规母线	镀层母线
导体内半径 r_1/mm	30	30
导体外半径 r_2/mm	50	50
外壳内半径 r_4/mm	200	200
外壳外半径 r_5/mm	220	220
镀层厚度 t/μm		100
电导率 σ_1/(S·m^{-1})	5.8×10^7	5.8×10^7
相对磁导率 μ_1	1	1
电导率 σ_2/(S·m^{-1})		1.6×10^7
相对磁导率 μ_2		250

计算单位长度下的母线分布电阻，其中常规母线为 3.17 mΩ/m，镀层母线为 113.40 mΩ/m。

进一步，重复上述分布电阻计算步骤，仿真得到二者在 1~30 MHz 频段内的单位长度分布电阻曲线如图 6 所示。

由图 6 可知，镀层母线的分布电阻均大于常规母线，当信号频率为 1 MHz 时，镀层母线的分布电阻是常规母线的 34.80 倍，30 MHz 时为 35.89 倍。

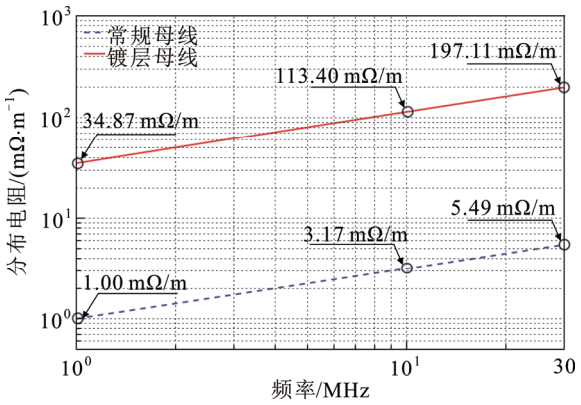


图 6　常规母线与镀层母线的电阻曲线

Fig.6　Resistance of conventional and coated busbar

4　高阻镀层母线的参数设计

4.1　关键影响因素分析

镀层的材料和结构决定了镀层母线的电阻参数，故开展影响因素的仿真研究，为后续参数设计提供依据。

4.1.1　相对磁导率

以表 1 参数为参考，将相对磁导率 μ_2 分别设置为 125、250、500 和 1 000，以 1、10、30 MHz 频率点为例，分别计算镀层母线的分布电阻，结果见表 2。

表 2　镀层母线分布电阻与相对磁导率的关系

Table 2　Relationship between distributed resistance of coated busbar and relative magnetic permeability

频率/MHz	分布电阻/(mΩ·m^{-1})			
	μ_2=125	μ_2=250	μ_2=500	μ_2=1 000
1	16.76	34.87	51.81	75.50
10	54.14	113.40	168.01	243.86
30	94.26	197.11	292.30	424.10

由表 2 可知，镀层母线的分布电阻与材料磁导率呈正相关，故应选择高磁导率材料进行敷设。

4.1.2　电导率

将电导率 σ_2 分别设置为 0.8×10^7、1.6×10^7、3.2×10^7、6.4×10^7 S/m，以 1、10、30 MHz 频率点为例，分别计算镀层母线的分布电阻，结果见表 3。

表 3　镀层母线分布电阻与电导率的关系

Table 3　Relationship between distributed resistance of coated busbar and conductivity

频率/MHz	分布电阻/(mΩ·m^{-1})			
	σ_2=0.8×10^7 S/m	σ_2=1.6×10^7 S/m	σ_2=3.2×10^7 S/m	σ_2=6.4×10^7 S/m
1	48.13	34.87	24.97	17.44
10	158.49	113.40	80.42	55.63
30	276.40	197.11	139.3	95.67

由表 3 可知，镀层母线的分布电阻与材料电导率呈负相关，为增大镀层母线的电阻，应选择低电导率材料进行镀层敷设。

4.1.3　镀层厚度

将镀层厚度 t 分别设置为 20、50、100、200 μm，以 1、10 、30 MHz 频率点为例，分别计算镀层母线的电感、电阻参数，结果见表 4。

表 4　镀层母线分布电阻与镀层厚度的关系

Table 4　Relationship between distributed resistance of coated busbar and coating thickness

频率/MHz	分布电阻/(mΩ·m^{-1})			
	t=20 μm	t=50 μm	t=100 μm	t=200 μm
1	48.21	42.84	34.87	23.89
10	158.75	140.11	113.40	76.17
30	271.36	242.27	197.11	132.31

由表 4 可知，镀层母线的电阻参数与镀层厚度呈负相关，故应在电镀的工艺允许范围内降低镀层厚度，但过小的镀层厚度会增加使用过程中的剥落脱离风险，因此需综合加工工艺和使用寿命考虑。

4.2　高阻镀层母线的系统性设计方案

GIS 母线应用于大电流、高电压场景，通流能力和绝缘性能至关重要。对此，本节将围绕高阻镀

层母线的设计方案开展研究，在满足绝缘性能、载流能力的前提下增大其分布电阻，具体方案见图 7。

首先，充分考虑材料特性和加工工艺的限制，以增大分布电阻为目标来确立高阻镀层母线的改进型参数设计；然后，借助场仿真开展高阻镀层母线结构的实际可行性进行验证；最后，借助时域有限差分法开展时域暂态仿真，验证 VFTO 高频成分抑制的有效性。

4.2.1 基于时域有限差分的时域暂态仿真

时域有限差分法是一种用于传输线暂态响应的时域分析方法，将传输线方程进行时间和空间离散，推导出母线上各离散点的电压、电流迭代表达式，结合边界条件可计算得到隔离开关单次击穿过程中 VFTO 高频成分的时域波形，步骤如下所述。

本文取波速为光速，空间步长 h=0.1 m，空间步数为 q，时间步长 k=0.33 ns，时间步数为 n，开关动作时的弧道电感 L_{u}=0.5 μH，弧道电阻 $R_{\mathrm{u}}=\left(10^{6}\cdot\mathrm{e}^{-n\cdot k\cdot 10^{9}}+3\right)$ Ω，末端容性负载 C_{L}=5 000 pF。将 A、B、C、D 段母线分别离散为 m 份、e 份、w 份和 y 份，各段母线上的电压和电流分别为 u_{A}、i_{A}、u_{B}、i_{B}、u_{C}、i_{C} 和 u_{D}、i_{D}。

将 A 段母线电压设置为 U_{eq}，各点电流均为 0；B、C、D 段母线各点电压和电流均设置为 0，即其初始状态为：

$$\begin{cases} U_{\mathrm{eq}}=\sqrt{\dfrac{2}{3}}U_{\mathrm{s}} \\ i_{\mathrm{A}}=0,\ u_{\mathrm{A}}=U_{\mathrm{eq}} \\ i_{\mathrm{B}}=i_{\mathrm{C}}=i_{\mathrm{D}}=0 \\ u_{\mathrm{B}}=u_{\mathrm{C}}=u_{\mathrm{D}}=0 \end{cases} \tag{11}$$

式中：U_{s} 为系统标称电压。

将 $u(n,q)$、$i(n,q)$定义为在时间 $n\cdot k$ 时，空间 $q\cdot h$ 处的电压、电流，则对传输线方程进行时间、空间离散后的表达式为：

$$\begin{cases} u(n+1,q)=-\dfrac{k}{2hC_0}\left(i(n,q+1)-i(n,q-1)\right)-\\ \qquad\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{G_0k}{C_0}-1\right)\left(u(n,q+1)+u(n,q-1)\right) \\ i(n+1,q)=-\dfrac{k}{2hL_0}\left(u(n,q+1)+u(n,q-1)\right)-\\ \qquad\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{R_0k}{L_0}-1\right)\left(i(n,q+1)-i(n,q-1)\right) \end{cases} \tag{12}$$

式(12)为均匀母线上电压、电流的迭代表达式。R_0、L_0、C_0、G_0 分别为电压波所在母线的分布参数。

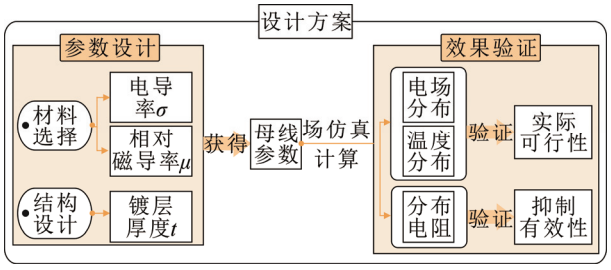


图 7 镀层母线的设计方案

Fig.7 Design scheme for coated busbar

由图 4 所示电路可知，A、B 段母线之间以及 B、C 段母线之间为不连续点，无法直接使用式(12)求解，需使用基尔霍夫电流定律和基尔霍夫电压定律单独求解不连续点两侧的电压电流求解。求解后可得 A 段母线末端和 B 段母线首端的电压、电流为：

$$\begin{cases} u_{\mathrm{A}}(n+1,m+1)=-\dfrac{k}{C_{\mathrm{A}}h}\left(i_{\mathrm{A}}(n,m+1)-i_{\mathrm{A}}(n,m)\right)+u_{\mathrm{A}}(n,m+1) \\ i_{\mathrm{A}}(n+1,m+1)=-\dfrac{k}{L_u+L_{\mathrm{A}}h}\left(u_{\mathrm{B}}(n,1)-u_{\mathrm{A}}(n,m+1)\right)+\\ \qquad\dfrac{\left(1-k\left(R_u+R_{\mathrm{A}}h\right)\right)}{L_u+L_{\mathrm{A}}h}i_{\mathrm{A}}(n,m+1) \\ u_{\mathrm{B}}(n+1,1)=-\dfrac{k}{C_{\mathrm{B}}h}\left(i_{\mathrm{B}}(n,1)-i_{\mathrm{A}}(n,m+1)\right)+u_{\mathrm{B}}(n,1) \\ i_{\mathrm{B}}(n+1,1)=-\dfrac{k}{L_{\mathrm{B}}h}(u_{\mathrm{B}}(n,2)-u_{\mathrm{B}}(n,1))+(1-\dfrac{R_{\mathrm{B}}k}{L_{\mathrm{B}}})i_{\mathrm{B}}(n,1) \end{cases} \tag{13}$$

同理，B 段母线末端和 C 段母线首端的电压、电流如下：

$$\begin{cases} u_{\mathrm{B}}(n+1,e+1)=-\dfrac{k}{2hC_{\mathrm{B}}}\left(i_{\mathrm{C}}(n,1)-i_{\mathrm{B}}(n,e)\right)-\\ \qquad\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{G_{\mathrm{B}}k}{C_{\mathrm{B}}}-1\right)\left(u_{\mathrm{C}}(n,1)+u_{\mathrm{B}}(n,e)\right) \\ i_{\mathrm{B}}(n+1,e+1)=-\dfrac{k}{2hL_{\mathrm{B}}}\left(u_{\mathrm{C}}(n,1)-u_{\mathrm{B}}(n,e)\right)-\\ \qquad\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{R_{\mathrm{B}}k}{L_{\mathrm{B}}}-1\right)\left(i_{\mathrm{C}}(n,1)+i_{\mathrm{B}}(n,e)\right) \\ u_{\mathrm{C}}(n+1,1)=-\dfrac{k}{2hC_{\mathrm{C}}}\left(i_{\mathrm{C}}(n,2)-i_{\mathrm{B}}(n,e+1)\right)-\\ \qquad\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{G_{\mathrm{C}}k}{C_{\mathrm{C}}}-1\right)\left(u_{\mathrm{C}}(n,2)+u_{\mathrm{B}}(n,e+1)\right) \\ i_{\mathrm{C}}(n+1,1)=-\dfrac{k}{2hL_{\mathrm{C}}}\left(u_{\mathrm{C}}(n,2)-u_{\mathrm{B}}(n,e+1)\right)-\\ \qquad\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{R_{\mathrm{C}}k}{L_{\mathrm{C}}}-1\right)\left(i_{\mathrm{C}}(n,2)+i_{\mathrm{B}}(n,e+1)\right) \end{cases} \tag{14}$$

对于边界条件，利用基尔霍夫定律，A 段母线首端以及 D 段母线末端的电压、电流边界迭代方程分别如式(15)和式(16)所示：

$$\begin{cases} u_{\mathrm{A}}(n+1,1)=-\dfrac{k}{C_{\mathrm{A}}h}\cdot i_{\mathrm{A}}(n,1)+u_{\mathrm{A}}(n,1) \\ i_{\mathrm{A}}(n+1,1)=\dfrac{k}{L_{\mathrm{A}}h}\cdot\left(u_{\mathrm{A}}(n,1)-u_{\mathrm{A}}(n,2)+\left(\dfrac{L_{\mathrm{A}}h}{k}-R_0h\right)i_{\mathrm{A}}(n,1)\right) \end{cases} \tag{15}$$

$$\begin{cases} u_{\mathrm{D}}(n+1,w+y+1)=\dfrac{k}{C_{\mathrm{D}}h+C_{\mathrm{L}}}\cdot i_{\mathrm{D}}(n,w+y)+u_{\mathrm{D}}(n,w+y+1) \\ i_{\mathrm{D}}(n+1,w+y+1)=\dfrac{C_{\mathrm{L}}}{k}\cdot\left(u_{\mathrm{D}}(n+1,w+y+1)-u_{\mathrm{D}}(n,w+y+1)\right) \end{cases} \tag{16}$$

在初始条件和边界条件确定的情况下，利用式(12)—(14)，可以计算母线上的电压、电流。过程如下：首先，根据式(11)、式(12)和式(15)计算 A 段母线的时域波形，在到达开关处时利用式(13)计算 B 段母线首端电压、电流；其次，根据式(12)计算到达 B 段母线末端的电压、电流，然后利用式(14)计算 C 段母线首端的电压、电流；最后，根据式(12)和式(16)计算 C、D 母线上的电压、电流。

基于上述数值求解过程，同时代入母线的分布参数，即可求得母线上任意位置的电压电流。

4.2.2　改进型参数设计

在材料选型方面，综合考虑高磁导率、低电导率的设计需求与加工工艺成熟度，选用金属镍作为镀层材料。该材料的相对磁导率为 600，电导率为 1.45×10^7 S/m。

在镀层厚度方面，金属电镀工艺利用电化学效应将镀层金属的阳离子附着在待镀工件的阴极表面，由于电流密度等工况变化造成的加工误差可能达到微米级[30]，同时，较小的厚度可能存在致使镀层在运输、使用过程中发生剥落脱离风险，故设计镀层厚度为 50 μm。

依据第 3 章的仿真方法，计算参数优化前后，镀层母线在 1、10、30 MHz 信号频率下的分布电阻，结果如表 5 所示。

根据表 5 的数据可知，优化设计后的镀层母线分布电阻由 113.40 mΩ/m 增加到 197.28 mΩ/m，涨幅达 73.7%，可增强对高频电磁干扰的抑制。

4.2.3　实际可行性仿真验证

在实际工况下，镀层母线可能面临绝缘、载流问题。对此，依据表 1 结合 4.2.2 节所提母线设计参数，建立 COMSOL 仿真模型，计算并比较了其与常规母线在额定电压下的绝缘性能及额定电流下的温升特性。

在绝缘性能方面，母线外表面的通流路径可能产生电场畸变，造成局部电场强度过高，导致 SF_6 气体击穿。为检验应用镀层母线后 GIS 管道的绝缘性能，将母线电压设置为工频 179 kV，外壳电压为 0 V，仿真得到母线电场强度分布云图见图 8。

从图 8 可以看出，应用常规母线和镀层母线时，GIS 管道内的最大电场强度分别为的 2.61×10^6 V/m 和 2.58×10^6 V/m，可见，镀层母线的应用对电场分布的影响不大，且远小于 SF_6 工程击穿场强 17.88×10^6 V/m[31]，满足实际应用中的绝缘要求。

在载流能力方面，管道内 SF_6 气体温度上升，可能引起气体压力上升并液化，对系统稳定运行构成安全风险[32]。因此，本节将从温升方面对镀层母线的温升开展仿真验证。

根据 220 kV GIS 的实际工况，设置母线电流激励为额定电流 I_s=2 500 A，在 COMSOL 软件中计算环境温度为 20 ℃时的母线整体温升。在计算母线温度的过程中，可得母线欧姆功率云图如图 9 所示。

表 5　场仿真计算分布电阻结果

Table 5　Field simulation results of distributed resistance

频率/MHz	镀层母线分布电阻/(mΩ·m^{-1})	
	参数设计前	参数设计后
1	34.87	59.29
10	113.40	197.28
30	197.11	345.05

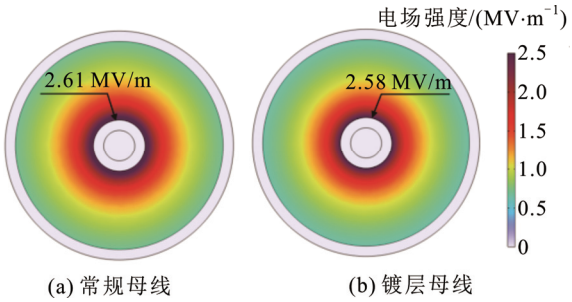


图 8　不同母线电场强度分布云图

Fig.8　Electric field strength distribution for different busbars

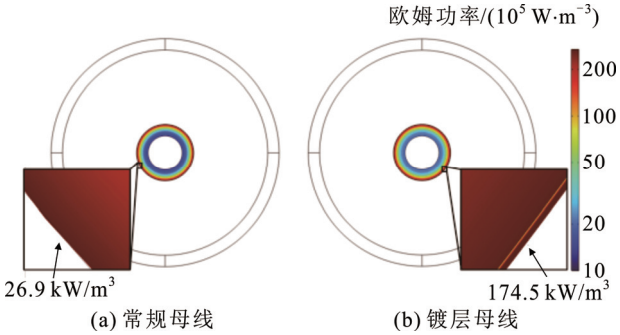


图 9　不同母线的欧姆功率云图

Fig.9　Ohmic power distribution for different busbars

对图 9 局部放大后可见，常规母线外侧具有最大欧姆功率密度为 26.9 kW/m³；镀层母线的功率分布呈双层结构，其镍层外侧具有整体最大欧姆功率密度 174.5 kW/m³。对欧姆功率密度进行体积分，可得单位长度下常规母线欧姆功率为 38.46 W，而镀层母线的欧姆功率为 39.45 W，增幅仅 2.57%。进一步，计算 GIS 管道内的温度场，见图 10。

从图 10 可以看出，常规母线的温度最大值为 47.7 ℃，最大温升为 27.7 ℃；镀层母线的温度最大值为 48.5 ℃，最大温升为 28.5 ℃，小于 DL/T 593—2016 规定的 75 ℃最大温升限值[33]，满足实际工程应用条件。

4.2.4 抑制有效性仿真验证

为了验证镀层母线对 VFTO 高频成分的抑制作用，借助时域有限差分法，获取图 4 等效电路的时域波形。其中，电压源设置为 179.63 kV；A、C 段采用 220 kV 等级 GIS 母线实际电器参数(见表 6)、管道末端采用 5 000 pF 集中电容模拟容性负载；B 段分别设置为常规母线和基于 4.2.2 节设计方案的镀层母线，后者的电气参数可借助场仿真获取(见表 6)。

将 B 段线路先后设置为常规母线和镀层母线，分别计算获取智能量测设备安装处的电压波形，见图 11(a)；同时，截取单次击穿暂态波形，开展频谱分析，结果见图 11(b)。

根据图 11 可知，在高频成分抑制方面，1~30 MHz 频段范围频率成分的累计有效值从 36.00 kV 降低至 27.15 kV，降幅约 24.57%；在全局抑制方面，以 179.63 kV 作为稳态值，暂态波形进入并保持在稳态值±5%误差带的调整时间由 3.05 μs 缩短至 2.16 μs，降幅约 29.26%。

5 等效试验验证

5.1 等效试验系统

在仿真验证的基础上，进一步开展镀层母线抑制效果的等效试验验证，其等效试验系统见图 12。

等效试验系统可划分为电源、监测系统、等效 GIS 这 3 部分。电源选型为 KEYSIGHT E36234A 直流电源，输出电压为 50 V；监测系统包括差分探头(YOKOGAWA 701937)和数字存储示波器(YOKOGAWA DLM3034)；等效 GIS 包括 A、B、C、D 共 4 段等效母线、模拟负载的电容器和等效外壳，1 颗 4.7 nF 的云母电容(RS PRO Mica Capacitors 495925)与 D 段母线、铜质外壳相连接，用于模拟容性负载。

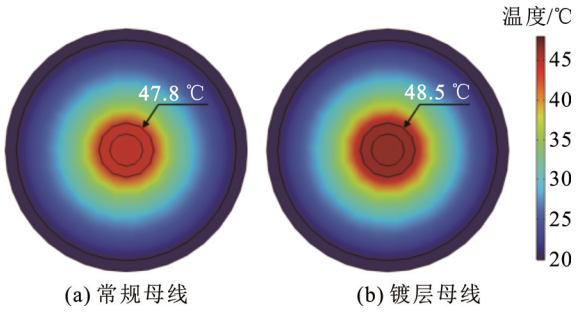


图 10 不同母线的温度云图

Fig.10 Temperature distribution for different busbars

表 6 等效电路的各段管道分布参数

Table 6 Distributed parameters for each section of the pipeline in the equivalent circuit

参数	A 段线路	B 段线路		C 段线路
		常规母线	镀层母线	
R/(mΩ·m⁻¹)	3.17	3.17	197.28	3.17
L/(μH·m⁻¹)	0.26	0.26	0.26	0.26
C/(pF·m⁻¹)	40.35	40.35	40.35	40.35
l/m	5.00	8.00	8.00	2.00

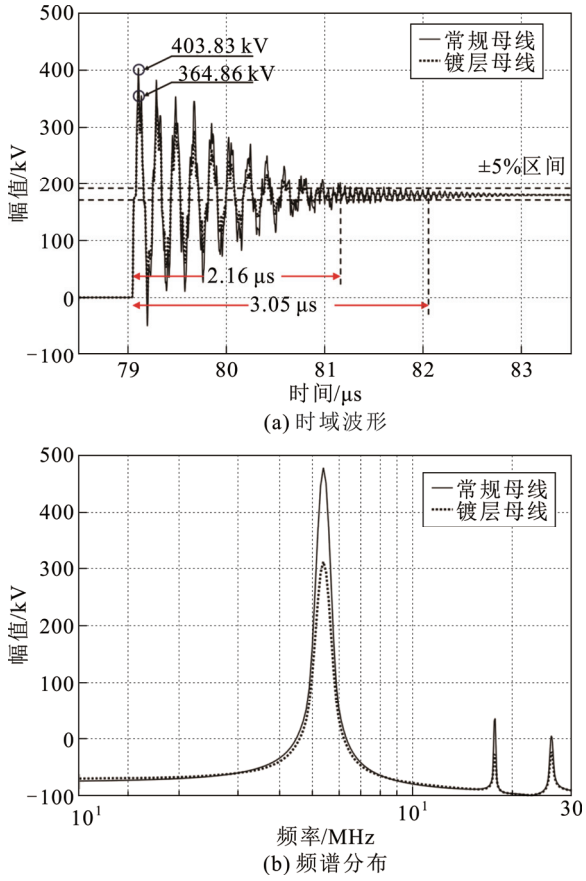


图 11 抑制效果对比

Fig.11 Comparison of suppression effect

5.2 等效试验过程与结果分析

为验证镀层母线在抑制 VFTO 高频成分的有效

性，委托加工两根试验母线，参数见表 7。

同时，借助场仿真，可分别计算 10 MHz 信号下 4 段等效母线的分布参数，结果见表 8。

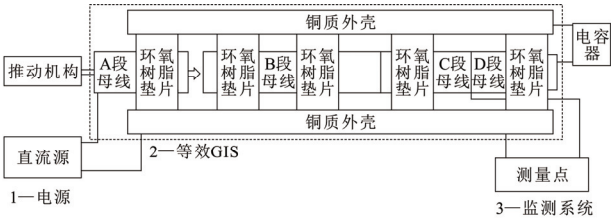
相较于 B 段试品 1，试品 2 分布电阻增大 50.17 倍；借助第 3 章和 4.2.1 节的仿真方法，预期 1~30 MHz 频带有效值减小 21.53%，暂态持续时间缩短 25.32%。

将样品 1、2 分别安装于等效试验系统，推动机构动作以模拟隔离开关动作，监测试验母线母端的暂态电压波形，见图 13(a)；类似地，截取单次击穿暂态波形，开展频谱分析，结果见图 13(b)。

由图 13 可知：

1）在高频成分抑制方面，1~30 MHz 频段范围频率成分的累计有效值从 10.76 V 降低至 8.33 V，降幅约 22.66%；在全局抑制方面，暂态波形的±5%调整时间由 2.63 μs 缩短至 2.03 μs，降幅约 23.06%。

2）等效试验结果与仿真预期结果具有较好的一致性，验证了本文所提防护方法的实际有效性。



(a) 试验原理图



(b) 试验现场图

图 12　等效试验系统示意图

Fig.12　Diagram of equivalent test system

表 7　试验母线参数

Table 7　Parameters of test busbar

参数	B 段试验母线 1	B 段试验母线 2
半径/mm	5	5
长度/mm	1 200	1 200
镀层厚度/μm		50

表 8　等效试验系统母线参数

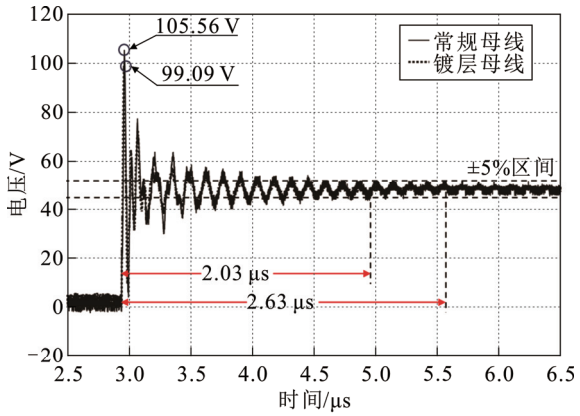
Table 8　Parameters of busbars in equivalent test system

母线	分布电阻/($m\Omega\cdot m^{-1}$)	分布电容/($pF\cdot m^{-1}$)	分布电感/($\mu H\cdot m^{-1}$)
A、C、D 段 B 段试验母线 1	33.02	40.78	263.44×10^{-6}
B 段试验母线 2	1 656.70	40.84	264.09×10^{-6}

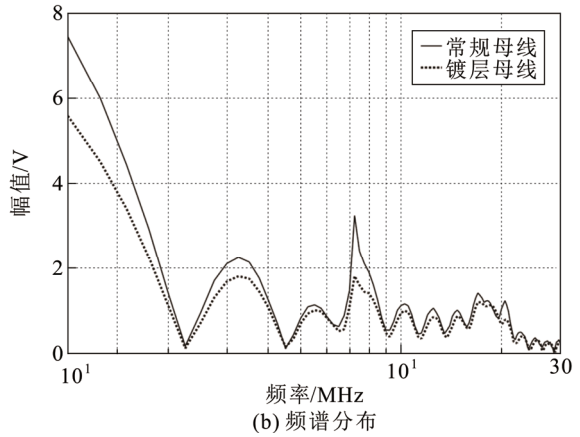
6　结论

在一二次融合应用场景中，电磁干扰具有宽频谱特性，1~30 MHz 频率范围内的骚扰能量在与智能量测设备发生耦合后，会对其弱电组件造成较强冲击，已成为 GIS 变电站的薄弱环节；常规防护方法主要聚焦于抑制 VFTO 的暂态峰值，难以对其中的高频成分形成有效防护。对此，本文提出了一种基于高阻镀层母线的智能量测设备强电磁防护方法，可有效抑制 VFTO 等强电磁干扰中的高频成分，进而有力保证了智能量测设备及 GIS 变电站的稳定运行，相关结论如下。

1）构建 VFTO 阶梯波的传导衰变与折反射模型，分析母线参数对骚扰源强度的影响，提出了“增大首端母线电阻参数以加速衰减、降低折射”的 VFTO 高频成分抑制思路。



(a) 时域波形



(b) 频谱分布

图 13　击穿电压时频域波形

Fig.13　Waveform of breakdown voltage and its spectrum

2）提出了高阻镀层母线结构：在常规母线表面敷设微米量级厚度的高磁导率、低电导率镀层，可在不改变母线主体结构的前提下，显著提高其分布电阻参数，进而实现 VFTO 高频成分的衰减加速和折射抑制。

3）在探明镀层厚度、材料磁导率、电导率对镀层母线分布电阻参数影响情况的基础上，提出了高阻镀层母线的系统性设计方案，分布电阻参数较常规母线增大 62.23 倍。同时，以场仿真方式对其绝缘性能和载流能力开展验证，结果表明：最大电场强度为 2.58×10^6 V/m，远小于击穿场强；最大温升为 28.5 ℃，小于 75 ℃标准限值。

4）在实验室环境下对镀层母线的抑制效果开展等效试验，结果验证了本文方法在强电磁干扰高频成分抑制方面的有效性：将常规母线更换为高阻镀层母线后，1~30 MHz 范围内累计有效值的降幅约 22.66%；±5%调整时间减少了 23.06%。

参考文献 References

[1] 董朝阳，赵俊华，文福拴，等. 从智能电网到能源互联网：基本概念与研究框架[J]. 电力系统自动化，2014，38(15)：1-11.
DONG Zhaoyang, ZHAO Junhua, WEN Fushuan, et al. From smart grid to energy internet: basic concept and research framework[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(15): 1-11.

[2] 余 涛，梁敏航，罗庆全，等. 新型电力系统专用传感与边缘智能关键技术及其展望[J]. 高电压技术，2024，50(8)：3324-3338.
YU Tao, LIANG Minhang, LUO Qingquan, et al. Key technologies and perspectives of specialized sensing and edge intelligence for new power systems[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3324-3338.

[3] 舒印彪，汤 涌，张正陵，等. 新型配电网构建及其关键技术[J]. 中国电机工程学报，2024，44(17)：6721-6732.
SHU Yinbiao, TANG Yong, ZHANG Zhengling, et al. Construction of new distribution network and its key technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(17): 6721-6732.

[4] 钟建英，陈 刚，谭盛武，等. 高压开关设备关键技术及发展趋势[J]. 高电压技术，2021，47(8)：2769-2782.
ZHONG Jianying, CHEN Gang, TAN Shengwu, et al. Key technology and development trend of high-voltage switchgear[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2769-2782.

[5] 田 阳，李志兵，田 宇，等. 超/特高压分接开关切换试验保护用大容量快速真空开断装置研制[J]. 高电压技术，2022，48(7)：2616-2624.
TIAN Yang, LI Zhibing, TIAN Yu, et al. Development of large capacity and fast vacuum breaking device for switching test protection of UHV/EHV tap changer[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(7): 2616-2624.

[6] 江俊杰，胡 军，马国明，等. 数字化电力装备专用传感应用需求与发展趋势[J]. 高电压技术，2024，50(8)：3271-3302.
JIANG Junjie, HU Jun, MA Guoming, et al. Application requirements and development trend of special sensors in digital electrical equipment[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3271-3302.

[7] 荆永明，高 飞，刘 欣，等. 变压器冲击试验地电位升对智能组件电源端口骚扰的研究[J]. 高电压技术，2020，46(1)：303-311.
JING Yongming, GAO Fei, LIU Xin, et al. Study on the disturbance for power port of intelligent component caused by ground potential rise during transformer lightning impulse tests[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(1): 303-311.

[8] SHU Y B, CHEN W J, LI Z B, et al. Experimental research on very-fast transient overvoltage in 1 100 kV gas-insulated switchgear[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 458-466.

[9] 葛斯乔，刘卫东，丁登伟，等. 变电站就地化电子装置供电电源的电磁骚扰耦合和抑制[J]. 高电压技术，2021，47(12)：4483-4492.
GE Siqiao, LIU Weidong, DING Dengwei, et al. Electromagnetic disturbance coupling and suppression of on-site electronic device power port in substations[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(12): 4483-4492.

[10] 成 林，陶佳鑫，吴 涛，等. GIS 电子式互感器内部电磁干扰研究[J]. 高压电器，2023，59(9)：211-218.
CHENG Lin, TAO Jiaxin, WU Tao, et al. Study on internal electromagnetic interference in GIS electronic instrument transformer[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(9): 211-218.

[11] 李振华，崔九喜，卢和平，等. 电力系统宽频宽动态电流量测技术研究综述[J]. 高电压技术，2024，50(8)：3421-3439.
LI Zhenhua, CUI Jiuxi, LU Heping, et al. Review of wideband and wide-dynamic-range current measurement techniques in power systems[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3421-3439.

[12] 赵 军，陈维江，张建功，等. 智能变电站二次设备对开关瞬态的电磁兼容抗扰度要求分析[J]. 高电压技术，2015，41(5)：1687-1695.
ZHAO Jun, CHEN Weijiang, ZHANG Jiangong, et al. Analysis on electromagnetic compatibility immunity requirements for secondary equipment during switching transient operations in intelligent substation[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(5): 1687-1695.

[13] WU H T, CUI X, LIU X F, et al. Characteristics of electromagnetic disturbance for intelligent component due to switching operations via a 1 100 kV AC GIS test circuit[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(5): 2228-2237.

[14] 冯利民，王晓波，吴联梓，等. 500 kV GIS 变电站 VFTO 对于电子式互感器的电磁骚扰研究[J]. 电工技术学报，2016，31(1)：85-90.
FENG Limin, WANG Xiaobo, WU Lianzi, et al. Study on the impact of VFTO electromagnetic interference on electronic transformers in 500 kV GIS substation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(1): 85-90.

[15] 童 悦，张 勤，叶国雄，等. 电子式互感器电磁兼容性能分析[J]. 高电压技术，2013，39(11)：2829-2835.
TONG Yue, ZHANG Qin, YE Guoxiong, et al. Electromagnetic compatibility performance of electronic transformers[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(11): 2829-2835.

[16] 王华清，黄道春，陈 鑫，等. 一二次融合开关设备操作电磁骚扰特性及防护研究进展[J]. 高电压技术，2022，48(1)：269-280.
WANG Huaqing, HUANG Daochun, CHEN Xin, et al. Research progress in electromagnetic disturbance characteristics and protection due to switching operations of primary and secondary integrated switchgear[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 269-280.

[17] 周 鹏. 变电站内弱电设备的浪涌抑制[J]. 高电压技术，2004，30(3)：43-45.
ZHOU Peng. Surge anti-interference of weak electricity equipment in the transformer substation[J]. High Voltage Engineering, 2004, 30(3): 43-45.

[18] 冯旭彪，杨 茜. 一种隔离型母线电压和电流采集电路的设计[J]. 电子与封装，2024，24(12)：120305.
FENG Xubiao, YANG Qian. Design of an isolated bus voltage and

current acquisition circuit[J]. Electronics & Packaging, 2024, 24(12): 120305.

[19] 刘佳宁，艾　炜，文　丰，等. 级联式多通道信号隔离采集电路设计[J]. 仪表技术与传感器，2016(12)：148-151，180.
LIU Jianing, AI Wei, WEN Feng, et al. Design of cascaded multi-channel signal isolated acquisition circuit[J]. Instrument Technique and Sensor, 2016(12): 148-151, 180.

[20] OZAWA J, YAMAGIWA T, HOSOKAWA M, et al. Suppression of fast transient overvoltage during gas disconnector switching in GIS[J]. IEEE Power Engineering Review, 1986, PER-6(10): 43-44.

[21] 韩　彬，林集明，陈维江，等. 隔离开关操作速度对特快速瞬态过电压的影响[J]. 中国电机工程学报，2011，31(31)：12-17.
HAN Bin, LIN Jiming, CHEN Weijiang, et al. Analysis on the influence of the switching speed of disconnector on very fast transient overvoltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(31): 12-17.

[22] LU B X, SHI Y X, ZHAN H M, et al. VFTO suppression by selection of a combination of initial phase angle and contact velocity[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(3): 1115-1123.

[23] WU Y Y, XIE Y Z, GE Y P, et al. Experimental study on response of non- and externally-gapped metal-oxide arresters excited by nanosecond-level transient electromagnetic disturbances[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(2): 1239-1247.

[24] 陈秀娟，张翠霞，张搏宇，等. ±1 100 kV 特高压直流换流站避雷器在内过电压下的保护特性[J]. 电网技术，2015，39(2)：362-366.
CHEN Xiujuan, ZHANG Cuixia, ZHANG Boyu, et al. Protective characteristics of MOA configured in ±1 100 kV UHVDC converter station under internal overvoltage[J]. Power System Technology, 2015, 39(2): 362-366.

[25] WANG Q, HE K, TONG Y, et al. Statistical analysis of VFTO time domain modal parameters[C]//2023 6th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE). Guangzhou, China: IEEE, 2023: 101-106.

[26] ZHU H D, CHEN Q, LI H B, et al. Analyses on an electronic voltage transformer's failure by its resonance with very fast transient overvoltage and suppression[J]. High Voltage, 2024, 9(1): 150-162.

[27] 刘　彬，叶国雄，郭克勤，等. 电子式互感器性能检测及问题分析[J]. 高电压技术，2012，38(11)：2972-2980.
LIU Bin, YE Guoxiong, GUO Keqin, et al. Quality test and problem analysis of electronic transformer[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(11): 2972-2980.

[28] 国家质量技术监督局. 极快速冲击高电压试验技术　第 1 部分：气体绝缘变电站中陡波前过电压用测量系统：GB/T 18134.1—2000[S]. 北京：中国标准出版社，2000.
The State Bureau of Quality and Technical Supervision. High-voltage testing techniques with very fast impulses part 1: measuring systems for very fast from overvoltages generated in gas-insulated substations: GB/T 18134.1—2000[S]. Beijing, China: Standards Press of China, 2000.

[29] WANG Q, FU C, CHU F W, et al. A quantitative research on the level of disturbance to secondary signal ports of electronic voltage transformers under the operation of gas-insulated switchgear[J]. High Voltage, 2022, 7(1): 165-175.

[30] 何　康，许　芳，周赵琪，等. 304 不锈钢电铸镍层厚度均匀性研究[J]. 电镀与精饰，2024，46(4)：111-119.
HE Kang, XU Fang, ZHOU Zhaoqi, et al. A study about the thickness uniformity of electroformed nickel sheet on 304 stainless steel[J]. Plating and Finishing, 2024, 46(4): 111-119.

[31] ZHANG J, CHEN Q, LI H B, et al. Multi-band field-circuit coupling analysis method for very fast transient overvoltage[C]//2021 IEEE 15th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI). Nanjing, China: IEEE, 2021: 157-163.

[32] 李兴文，贾申利，张博雅. 气体开关电弧物性参数计算及特性仿真研究与应用[J]. 高电压技术，2020，46(3)：757-771.
LI Xingwen, JIA Shenli, ZHANG Boya. Research and application on physical parameters calculation and behavior simulation of gas switching arc[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(3): 757-771.

[33] 国家能源局. 高压开关设备和控制设备标准的共用技术要求：DL/T 593—2016[S]. 北京：中国电力出版社，2016.
National Energy Administration. Common specifications for high-voltage switchgear and controlgear standards: DL/T 593—2016[S]. Beijing, China: China Electric Power Press, 2016.



朱厚达
1993—，男，博士生
研究方向为一二次融合设备电磁防护与电磁仿真
E-mail: 376480026@qq.com

ZHU Houda
Ph.D. candidate



李红斌(通信作者)
1967—，女，博士，教授，博导
主要从事电参量智能感知和大数据应用
E-mail: lihongbin@hust.edu.cn

LI Hongbin
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2025-08-28　在线出版日期　2025-09-17　　编辑　卫李静