DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.306 **中图分类号**：TM937 **文献标志码**：A

柔直换流阀子模块中 IGBT 器件的磁场辐射特性与驱动电路的电磁问题分析

闫玉瑶[1](中国电源学会学生会员)，彭 晗[1](中国电源学会高级会员)，
岳乔治[1](中国电源学会学生会员)，王曼博[1]，
白建成[3](中国电源学会会员)，童乔凌[2]
(1.强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学电气与电子工程学院)，武汉 430074；2.华中科技大学集成电路学院，武汉 430074；3.中国电力科学研究院有限公司，北京 102209)

摘要：模块化多电平换流器 MMC (modular multilevel converter)是柔性直流输电的核心装备，其安全可靠运行对于保障电力安全至关重要。换流阀中绝缘栅双极型晶体管 IGBT(insulated gate bipolar transistor)器件在开关过程中因高电压和大电流的快速投切产生强电磁干扰，影响低压控制电路的正常工作，严重时会导致系统故障。驱动板卡与高压大电流 IGBT 器件直接相接，为系统提供开关控制信号，是低压二次板卡中最易受干扰的单元。因此，将探讨换流阀子模块 IGBT 器件的电磁辐射及驱动信号电压中的电磁干扰问题。首先，明确了驱动板卡与功率模块之间的距离远小于 IGBT 开关电磁波的波长，因此展开聚焦近场辐射问题。然后，驱动板卡上布局、布线复杂且存在局部铺铜的情况，揭示了驱动板卡上的电磁辐射源由 IGBT 器件开关电磁源及驱动板卡上铺铜所引起的电磁散射源构成，呈多源互相作用的特性。最后，以实际换流阀子模块为研究对象，通过不同开关工况下的实验分析，全面且准确地获得了换流阀子模块的空间磁场在位置、频率和强度上的分布特性，验证了驱动板卡上电磁散射特性及电磁散射和辐射共同作用下的驱动信号端口的感应电压。

关键词：柔性直流输电；模块化多电平换流器；电磁辐射；驱动板卡；电磁散射；感应电压

Analysis of Magnetic Field Radiation of IGBT Device and Electromagnetic Interference Issues on Gate Driver Circuit in Sub-module of VSC Valves for HVDC

YAN Yuyao[1], *Student Member*, *CPSS*, PENG Han[1], *Senior Member*, *CPSS*, YUE Qiaozhi[1], *Student Member*, *CPSS*, WANG Manbo[1], BAI Jiancheng[3], *Member*, *CPSS*, TONG Qiaoling[2]
(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology (School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology), Wuhan 430074, China; 2. School of Integrated Circuit, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 3. China Electric Power Research Institute, Beijing 102209, China)

Abstract: The modular multilevel converter (MMC) is a core component in the voltage sourced converter based high-voltage direct-current transmission, and its safe and reliable operation is crucial for ensuring the security of power supply. Insulated gate bipolar transistor (IGBT) devices in converter valves will produce significant electromagnetic interference (EMI) due to the high du/dt and di/dt, which can easily affect the normal operation of low-voltage control circuits and even lead to system failures. The gate driver circuit is directly connected with the highvoltage and large-current IGBT, and it supplies switch control signals to the

收稿日期：2024-08-12；**修回日期**：2024-09-30，2024-11-18；
录用日期：2024-12-04；**网络首发日期**：2025-01-08
基金项目：国家重点研发计划资助项目(2021YFB2401600)；台达电力电子科教发展计划资助项目
This work is supported by National Key R&D Program of China under the grant 2021YFB2401600; the Delta Power Electronics Science and Education Development Program of Delta Group

system. Therefore, it is the most susceptible unit in low-voltage control circuits. The electromagnetic radiation from IGBT devices and the EMI issues within the gate drive voltage are investigated. First, it is clarified that the distance between the driver circuit and the power module is much less than the wavelength of electromagnetic waves generated by IGBT switching, thus focusing on the near-field radiation issues. With the consideration of the complex layout and wiring on the gate driver circuit and the presence of localized copper plating, it is revealed for the first time that the electromagnetic radiation sources on the gate driver circuit are composed of electromagnetic sources generated by the switching of IGBT devices and the electromagnetic scattering sources caused by copper plating on the gate driver circuit, which exhibit characteristics of multi-source interaction. Then, an actual converter valve sub-module was taken as a research object, and experiments were conducted under various switching conditions to fully and accurately determine the spatial magnetic field distribution characteristics of the converter valve sub-module in terms of location, frequency and intensity. In addition, the electromagnetic scattering characteristics on the gate driver circuit and the induced voltage at the driver signal port under the combined effects of electromagnetic scattering and radiation were also verified.

Keywords: Voltage sourced converter based high-voltage direct-current transmission; modular multilevel converter (MMC); electromagnetic radiation; gate driver circuit; electromagnetic scattering; induced voltage

柔性直流输电系统是当前电力系统输电技术发展的必然选择[1-2]。模块化多电平换流器 MMC (modular multilevel converter)是柔性直流输电系统应用最广泛的换流器拓扑[3]。MMC 中子模块数量众多，绝缘栅双极型晶体管 IGBT(insulated gate bipolar transistor)开关器件为子模块的核心单元。IGBT 器件开关动作中电压和电流快速变化，会产生严重的电磁干扰[4]，影响二次板卡的正常运行[5]，甚至出现板卡误报、死机等问题[6-7]，轻则使子模块闭锁，重则导致子模块器件损坏，甚至导致换流阀停运，造成严重的经济损失。柔直换流阀中的高频骚扰远大于传统直流换流阀[8]，可达数十 MHz[9]。随着柔直工程电压等级、输送容量的提升，以及子模块的小型化、紧凑化发展，阀内的电磁环境将愈发复杂。二次板卡部署于高电位，辐射干扰问题愈发严重。柔直换流阀的二次板卡主要包括高压取能电源板卡、IGBT 器件驱动板卡及子模块控制板卡等。驱动板卡与高压大电流 IGBT 器件直接相接，为系统提供开关控制信号，是保障换流器工作的核心单元。然而，驱动板卡也是换流阀中最为薄弱的单元，其故障占二次板卡故障总次数的 82%[10]。因此，为保障柔性直流输电工程的安全稳定运行，需要对驱动板卡上受到的辐射干扰进行分析研究。

现有围绕电磁干扰的研究较为初级，对换流阀子模块的电磁辐射特性进行了很多简化，且并未聚焦到电磁辐射对于关键信号的影响。比如，武汉大学、电子科技大学等以换流阀等效模型来计算空间辐射[11-13]。然而，这些工作仅能得到空间中的场分布特性，并未关注敏感设备由于辐射干扰造成的实际危害。华北电力大学通过磁场感应电压公式计算了驱动回路上产生的感应电压，初步分析了驱动板卡上辐射干扰的问题。但是驱动板卡布局、布线复杂，具有折射、反射等多个电磁特性，难以通过电磁感应的基础公式进行分析，并且计算模型的正确性尚未通过实验验证[14]。综上所述，当前研究忽视了柔直换流阀子模块在空间中的辐射干扰对驱动板卡的实际影响，未考虑驱动板卡自身对干扰信号的影响，缺少实验验证。

由于换流阀子模块结构和驱动板卡的布局、布线复杂，因此理论和仿真分析难以获得电磁辐射的真实数据。本文将首先分析换流阀子模块中板卡的电磁特性及构建驱动信号受电磁干扰的等效模型。然后进一步以实验分析为手段，以实际换流阀子模块结构为研究对象，获取辐射源、传播路径和敏感设备与驱动板卡上所受辐射干扰的关系。本文的主要工作和贡献为：揭示了驱动信号的受扰问题在 IGBT 器件开关电磁干扰及驱动电路中电磁散射源的共同作用，而并非单一电磁源激励；实测了换流阀子模块不同工况下和不同空间位置处的磁场强度，获取了磁场强度与子模块电流的关系、磁场分布的空间特性与子模块结构的关系；获取了驱动板卡上敏感节点的感应电压，验证了驱动信号端口的双重电磁源干扰的共同作用，并对比了 2 款不同驱

动信号回路及不同铺铜设计的驱动板卡上驱动信号端口的电磁干扰问题。本文旨在通过对于实际模块的实验分析，掌握换流阀子模块中驱动板卡的电磁辐射特性，并以此为依据提取适用于换流阀子模块中电磁辐射的理论方法。本文的工作也将为后续开展驱动电路的抗电磁干扰设计及电磁防护强度的提升提供重要理论和实践基础。

1 换流阀子模块的电磁辐射机理

1.1 近场辐射的基本原理

通过场点与源点之间的距离可以将电磁辐射分为近场辐射与远场辐射。MMC 子模块结构如图 1 所示，IGBT 器件的开通、关断时间往往在几百 ns 到几 μs 之间，器件电压切换(du/dt)与电流切换(di/dt)的频率在几百 kHz 到几 MHz 之间，对应波长 λ 为几百 m 到几 km。由于子模块中驱动板卡与辐射源之间的距离 d 只有几十 cm，满足 $d \ll \lambda/2\pi$，因此本文将主要研究 MMC 子模块的近场辐射问题。

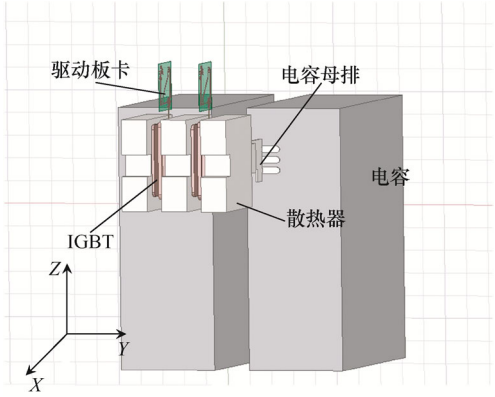


图 1 MMC 子模块结构

Fig. 1 Structure of MMC sub-module

以偶极子天线辐射模型为例[15]，近场电磁场的计算公式为

$$\boldsymbol{H}_\theta = \boldsymbol{H}_r = \boldsymbol{E}_\phi = 0 \tag{1}$$

$$\boldsymbol{H}_\phi = \frac{\boldsymbol{I}\Delta l}{4\pi d^2}\sin\alpha \tag{2}$$

$$\boldsymbol{E}_r = \frac{2\boldsymbol{\rho}\cos\alpha}{4\pi\varepsilon d^3} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{E}_\theta = \frac{\boldsymbol{\rho}\sin\alpha}{4\pi\varepsilon d^3} \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{H}_\theta$、$\boldsymbol{H}_r$ 和 $\boldsymbol{H}_\phi$ 分别为磁场强度 $\boldsymbol{H}$ 在球坐标系 θ、r 和 ϕ 方向的分量；$\boldsymbol{E}_\theta$、$\boldsymbol{E}_r$ 和 $\boldsymbol{E}_\phi$ 分别为电场强度 $\boldsymbol{E}$ 在球坐标系 θ、r 和 ϕ 方向的分量；$\boldsymbol{I}$ 为偶极子电流；Δl 为偶极子长度元；α 为场点方向与偶极子轴线的夹角；ε 为介质的介电常数；$\boldsymbol{\rho}$ 为电偶极子，$\boldsymbol{\rho} = \boldsymbol{I}\Delta l / \mathrm{j}\omega$，$\omega$ 为角频率。时变电磁场中电场磁场相互产生，在空间中传播。近场范围下场点与源点的距离远小于波长，不存在电磁场的相互转化。忽略空间上的波动性，近场电磁场特性与恒定电磁场特性完全相同。由式(1)~式(4)可见，近场区磁场与毕奥-萨伐尔定律求出的电流元 $\boldsymbol{I}\Delta l$ 的磁场相同，电场与由库仑定律求出的 $\boldsymbol{\rho}$ 的电场相同。因此，可以采用恒定电磁场的分析方式来描述近场辐射特性。

1.2 驱动板卡上的近场辐射电磁特性

近场辐射下，辐射电磁场在驱动芯片信号输入端口产生感应电压。若输入驱动芯片的信号超过阈值，则会引发驱动信号的错误，严重时则导致驱动芯片的损坏。辐射电磁场在理想导体上发生电磁散射现象，导致辐射电磁特性发生变化或激发更多的辐射源[16]。驱动板卡布线复杂，并存在局部的较大面积的铺铜。铺铜可以视为理想导体，辐射电磁场在其表面产生感应电流，感应电流进一步产生二次电磁场，即散射场。电磁散射可以视为一个额外的干扰源，利用散射体上感应电流的势函数可知散射电场和磁场分别为

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{sca}} = \left[\frac{\partial \boldsymbol{A}_{\mathrm{sca}}(\boldsymbol{r},t)}{\partial t} + \nabla\varphi_{\mathrm{sca}}(\boldsymbol{r},t)\right] \tag{5}$$

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{sca}} = \frac{1}{\mu_0}\nabla\boldsymbol{A}_{\mathrm{sca}}(\boldsymbol{r},t) \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{E}_{\mathrm{sca}}$ 和 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{sca}}$ 分别为散射电场强度和散射磁场强度；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{sca}}$ 为散射场的磁矢势；φ_{sca} 为散射场的电标势；$\boldsymbol{r}$ 为场点的位置矢量；μ_0 为真空磁导率；∇ 为哈密顿算子。

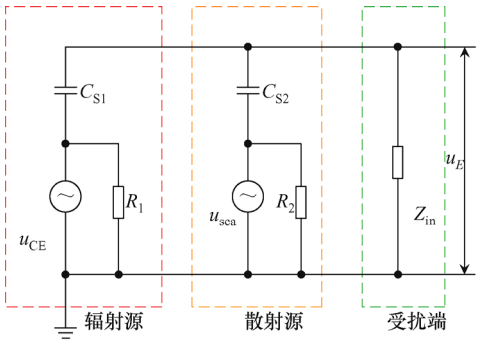
辐射电场 $\boldsymbol{E}_{\mathrm{inc}}$ 和辐射磁场 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{inc}}$ 在散射体上产生感应电流，相关公式为

$$\hat{\boldsymbol{n}}\cdot\hat{\boldsymbol{n}}\cdot\boldsymbol{E}_{\text{inc}}(\boldsymbol{r},t)=\hat{\boldsymbol{n}}\cdot\hat{\boldsymbol{n}}\cdot\left[\frac{\mu_0\partial t}{4\pi}\int_S\frac{\boldsymbol{J}_E(\boldsymbol{r}',t-R/c)}{R}\mathrm{d}S'-\frac{\nabla}{4\pi\varepsilon}\int_S\mathrm{d}S'\int_0^{t-R/c}\frac{\nabla'\cdot\boldsymbol{J}_E(\boldsymbol{r}',t)}{R}\mathrm{d}t'\right] \tag{7}$$

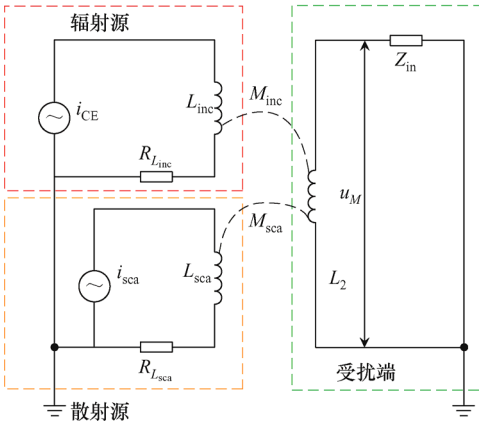
$$\hat{\boldsymbol{n}}\cdot\boldsymbol{H}_{\text{inc}}(\boldsymbol{r},t)=\frac{\boldsymbol{J}_M(\boldsymbol{r},t)}{2}-\hat{\boldsymbol{n}}\cdot\frac{1}{4\pi}\int_{S_0}\nabla\cdot\frac{\boldsymbol{J}_M(\boldsymbol{r}',t)}{R}\mathrm{d}S' \tag{8}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{n}}$为垂直于散射体表面的单位法向量；$\boldsymbol{J}_E(\boldsymbol{r},t)$ 和 $\boldsymbol{J}_M(\boldsymbol{r},t)$ 分别为散射体表面的等效电流密度和等效磁流密度；S 为散射体表面积；S_0 为做表面积分时避开奇异点后的散射体表面；$\boldsymbol{r}'$ 为源点的位置矢量；R 为场点与源点之间的距离；c 为光速。

图 2 为 MMC 子模块与驱动板卡间电磁感应耦合的等效电路，辐射源与散射源均为干扰源，以驱动板卡上的驱动芯片信号输入端口作为敏感端口。图中：u_{CE} 为 IGBT 开关电压；Z_{in} 为受扰端的对地阻抗；C_{S1}、C_{S2} 为受扰端与辐射源和散射源之间的寄生电容；i_{CE} 为 IGBT 开关电流；i_{sca} 为散射体表面的感应电流；L_2 为信号回路的寄生电感；L_{inc} 和 L_{sca} 分别为辐射源和散射源的等效电感；M_{inc} 和 M_{sca} 为电感之间的耦合系数；u_{sca} 为散射体表面电荷分布造成的对地电压，计算公式为



(a) 电场感应耦合



(b) 磁场感应耦合

图 2　驱动板卡与子模块间电磁感应耦合的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits of electromagnetic coupling between gate driver circuit and sub-module

$$u_{\text{sca}}=\int_{l_{\text{sca}}}\boldsymbol{E}_{\text{sca}}\cdot\mathrm{d}\boldsymbol{l}_{\text{sca}} \tag{9}$$

式中，l_{sca} 为散射体与地之间的积分路径。

电场感应耦合造成的感应电压表现为 Z_{in} 在辐射源和散射源下的分压，磁场感应耦合造成的感应电压表现为辐射源与散射源电流产生的交变磁场在受扰端回路中磁通量的导数变化。根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律可得，电场和磁场在受扰端口产生的干扰电压 u_E 和 u_M 分别为

$$u_E=\frac{u_{\text{sca}}\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\text{S1}}}+u_{\text{CE}}\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\text{S2}}}}{\left(\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\text{S1}}}\cdot\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\text{S2}}}\Big/Z_{\text{in}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\text{S1}}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\text{S2}}}\right)} \tag{10}$$

$$u_M=M_{\text{inc}}\frac{\mathrm{d}i_{\text{CE}}}{\mathrm{d}t}+M_{\text{sca}}\frac{\mathrm{d}i_{\text{sca}}}{\mathrm{d}t} \tag{11}$$

2　子模块空间电磁辐射的实验方法

2.1　实验平台

本文基于柔直换流阀中的实际子模块结构，以双脉冲实验方法来探究 IGBT 器件的电磁辐射特性，其具有以下优点：

(1)基于柔直换流阀中的实际子模块结构，可以反映真实机-电结构下电磁辐射传播的特性；

(2)双脉冲的实验方法可灵活调节 IGBT 器件的电压、电流水平，方便开展不同工况下电磁辐射特性的实验。

2.1.1　双脉冲实验的基本原理

双脉冲实验可通过驱动电阻的调节控制开关器件的 du/dt 与 di/dt，便于探究不同 du/dt 和 di/dt

引起的电磁场辐射问题。实验原理如图 3 所示，T_2 开通时，电流路径为虚线的回路；T_2 关断时，电流将沿着 L-D_1 的灰线回路续流。T_2 第二次开通时，D_1 从导通状态切换到截止状态，D_1 产生反向尖峰电流，T_2 电流突变，此时空间磁场变化最大。各器件的电压、电流波形如图 4 所示。

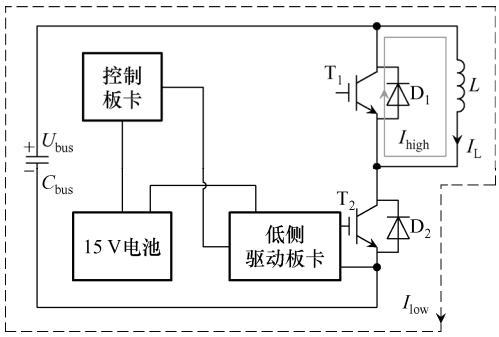


图 3 实验原理

Fig. 3 Experimental principle

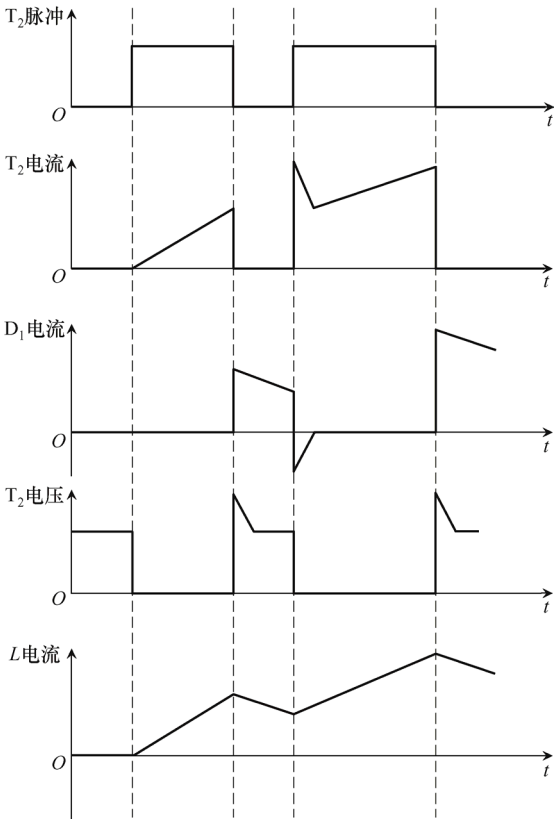


图 4 器件电压电流波形示意

Fig. 4 Schematic of voltage and current waveforms of device

2.1.2 MMC 子模块双脉冲实验平台

图 5 为 MMC 子模块下管 IGBT 器件双脉冲实验的测试系统，该系统由 2 个压接 IGBT 模块、3 个散热器、1 个电容和 2 个二次板卡组成。IGBT 器件的门极通过导线与驱动板卡相连，驱动板卡以凹槽的形式位于 IGBT 模块上和散热器间。高压直流电源给母线电容充电，母线电容的正、负极端分别连接到散热器 1 和散热器 3，回路电感通过线缆连接到散热器 2 和母线电容的低电位。采用电压为 15 V 的电池为驱动板卡稳定供电。

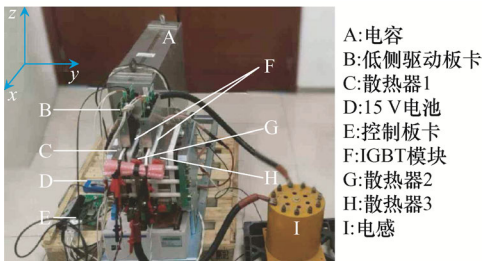


图 5 实验平台

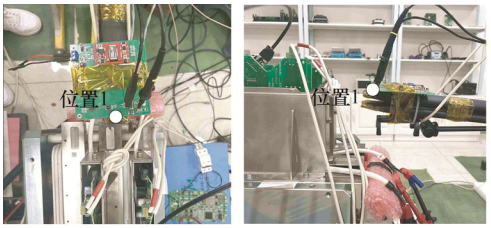
Fig. 5 Experimental platform

2.2 实验方案

本文旨在探究驱动板卡上的辐射干扰产生机理及其分布规律，分为以下 3 个方面。

首先，研究 IGBT 子模块的电磁辐射特性，对其空间磁场特性进行分析。采用近场辐射探头 HZ-14 测量磁场，测量带宽为 9 kHz~30 MHz 和 30 MHz~1 GHz。在双脉冲平台中存在 3 路电流，分别是电感电流、下路 IGBT 器件电流和上路二极管电流。实验设计测量这 3 个电流和相应的磁场，并通过对时域信号进行傅里叶变换来分析影响磁场的主要激励源。

其次，聚焦子模块空间磁场的分布特性。图 6 为本实验选取的 2 个观测位置。以下管 IGBT 器件的中心为坐标系原点，在图 5 中低侧驱动板卡的下方，散热器 1 与散热器 2 的中间。位置 1 在 IGBT 器件的上方，坐标为(15 cm，0 cm，22 cm)；位置 2 在散热器前方，坐标为(25 cm，0 cm，8 cm)。位置 1 可等效为现有子模块中驱动板卡的中心位置。考虑子模块中散热器等导电结构会影响空间辐射场的分布，选择观察靠近散热器的位置 2，与位置 1 的磁场进行对比分析。



(a) 位置1:(15 cm, 0 cm, 22 cm)



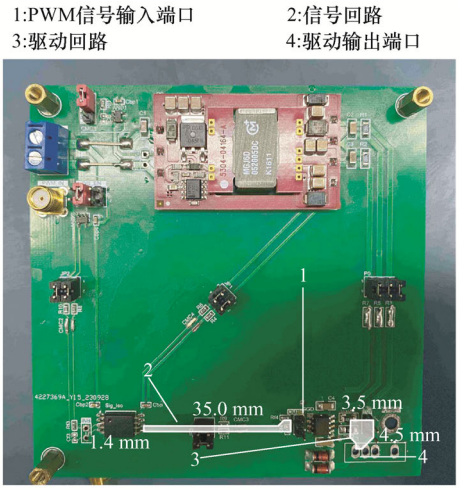
(b) 位置2:(25 cm, 0 cm, 8 cm)

图 6　测试位置

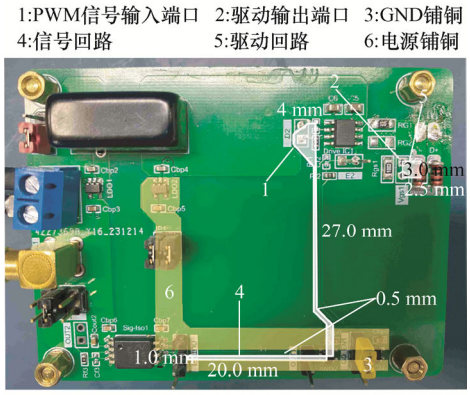
Fig. 6 Test positions

最后，进一步探究驱动板卡上敏感信号端口因辐射干扰而产生的感应电动势，采用低压差分探头 TDP1000 测量信号回路的感应电压，无源探头 TPP1000 测量驱动回路的感应电压。驱动输出端口直接与 IGBT 器件栅极端相连，控制 IGBT 器件的开关动作，对驱动板卡输出端口处感应电压的分析十分重要。此外，高频的控制信号和时钟信号电平较低，一般为 1.8~3.3 V，极易遭受电磁干扰，造成驱动控制信号丢失或者误触发、重启等严重问题，因此还需关注驱动芯片输入信号端口的感应电压。本实验将聚焦驱动回路和信号回路受到的辐射干扰，测量驱动输出端口与脉冲宽度调制 PWM (pulse width modulation)信号输入端口处的感应电压。关键回路与敏感端口在驱动板卡上的位置如图 7 所示。

由于商用驱动板卡一般采用多层印刷电路板 PCB(printed circuit board)，布线复杂，较难获得和对比驱动信号端口的感应电压特性。本文专门设计了驱动信号和输出回路尺寸，避免了回路附近存在额外器件和布线的干扰，并设计了 2 款不同的铺铜方式以分析驱动电路的电磁散射特性。如图 7 所示，驱动板卡 1 只通过表面铜线连接器件，布线线径为 0.127 mm，信号回路长度为 35.0 mm，线间距为 1.4 mm，驱动回路近似看作长 4.5 mm、宽 3.5 mm 的长方形回路；驱动板卡 2 上信号回路的附近还存在电源铺铜。电源铺铜与信号线在同一平面，距离信号回路 0.5 mm。通过观察 2 个板子在相同工况同一位置、同一方向上关键回路在敏感端口的感应电压，可得到驱动板卡上铺铜所产生的电磁散射及其对辐射干扰的影响。



(a) 测试的驱动板卡1



(b) 测试的驱动板卡2

图 7　实验测试驱动电路

Fig. 7 Tested gate driver circuits in experiment

3　子模块空间电磁辐射的实验结果与分析

3.1　空间磁场特性

3.1.1　空间磁场的主要激励源

本文所定义工况为双脉冲实验中第一次脉冲关断时 IGBT 器件的漏源极电流和关断电压。当磁

场探头量程为 30 MHz~1 GHz 时，未检测到数据。因此本文只关注 9 kHz~30 MHz 频段。在 2 800 V、3 060 A 的工况下，MMC 子模块中 IGBT 器件电流、二极管电流、电感电流和位置 1 处、*Y* 方向上磁场的时域波形如图 8 所示。双脉冲实验中第一次脉冲关断到第二次脉冲导通的过程，包含了尖峰电流与尖峰电压等关键信息，因此实验选择该区间作为研究区间。从图 8 中可以看出在研究区间内，IGBT 器件电流与二极管电流存在 2 次突变。第一次关断过程 IGBT 器件电流从 3 060 A 降为 0 A，二极管电流从 0 A 升为 3 000 A；第二次导通时 IGBT 器件电流从 0 A 升为 5 220 A，二极管电流从 3 000 A 降为−2 280 A，电感电流则基本保持在 3 060 A 不变。磁场波形在研究区间存在 2 个尖峰，与 IGBT 器件电流和二极管电流的 2 次突变对应。

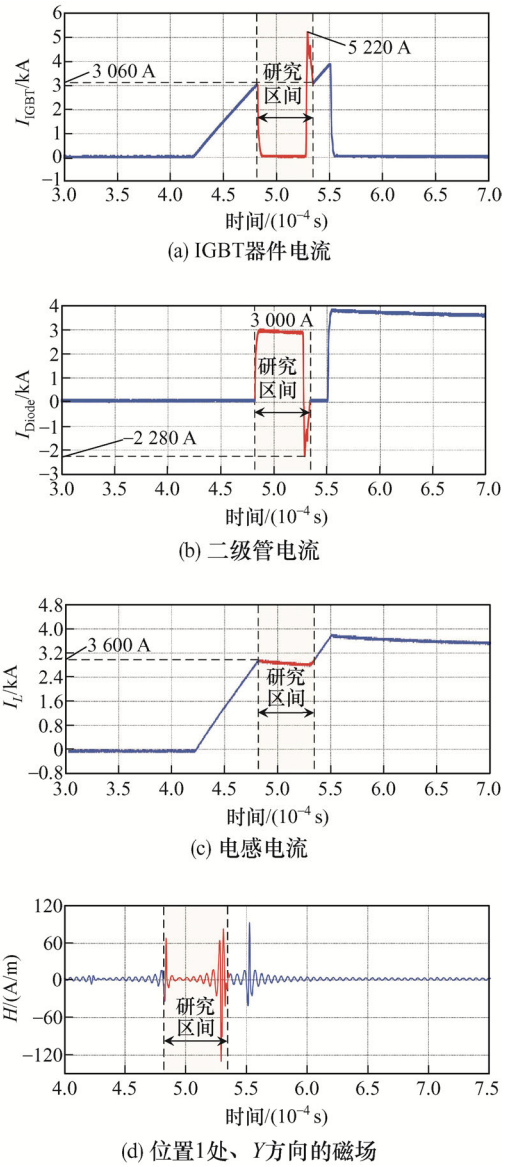


图 8 子模块中电流与磁场强度的时域波形

Fig. 8 Waveforms of current in sub-module and magnetic field intensity in time domain

考虑到辐射干扰的频率范围往往较高，而在时域波形中难以显示其高频特性，因此需要在频域内对其进行分析。在研究区间内对电流和磁场做傅里叶变换，得到 3 个电流与位置 1 处、*Y* 方向上磁场的频域波形，如图 9 所示。从图中可知，IGBT 器件电流和二极管电流的上升、下降沿约为 3 μs，转折频率约为 130 kHz，截止频率约为 1 MHz。在 1 MHz 范围内电感电流最大值为 22.8 A，IGBT 器件电流和二极管电流最大值分别为 960.0 A 和 950.3 A，约是电感电流的 41 倍。磁场强度在 110 kHz 时衰减速率从−20 dB/dec 变为−40 dB/dec，在 1 MHz 之后不再变化。磁场强度与 IGBT 器件和二极管电流的变化规律在时域

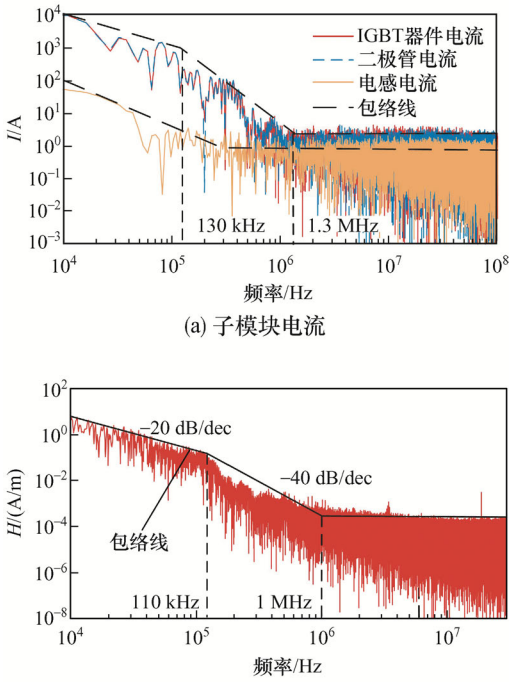


图 9 电流与磁场强度的频域波形

Fig. 9 Waveforms of current and magnetic field intensity in frequency domain

和频域均能够较好地对应。因此可以认为，IGBT 器件电流、二极管电流是空间磁场的主要激励源。

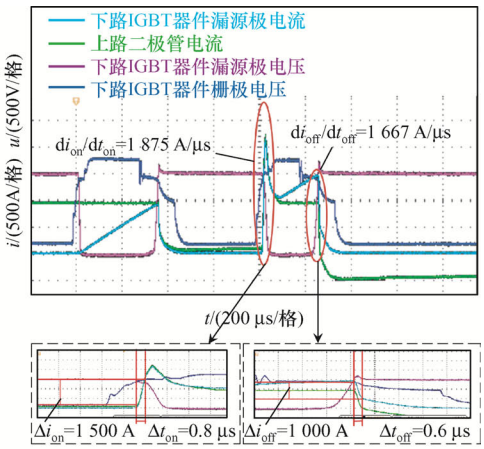
3.1.2　空间磁场的强度特性

双脉冲实验的工况参数见表 1。固定磁场探头在位置 1，并保持探头截面始终垂直于 X 方向，测量磁场大小，研究磁场强度与 IGBT 器件电流大小之间的关系。图 10 展示了 4 种工况下双脉冲实验的波形。由于 IGBT 器件电流与二极管电流基本相同，可以将分析简化为研究 IGBT 器件电流与磁场

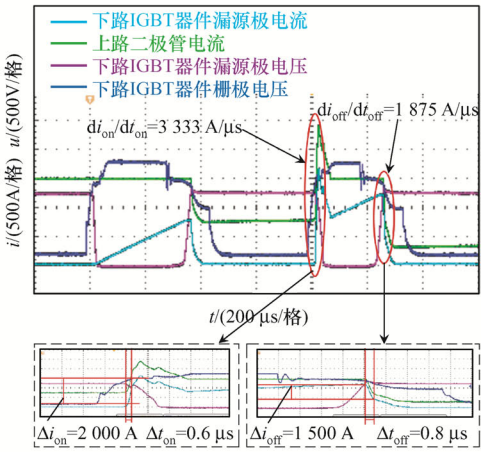
表 1　实验工况

Tab. 1 Test conditions

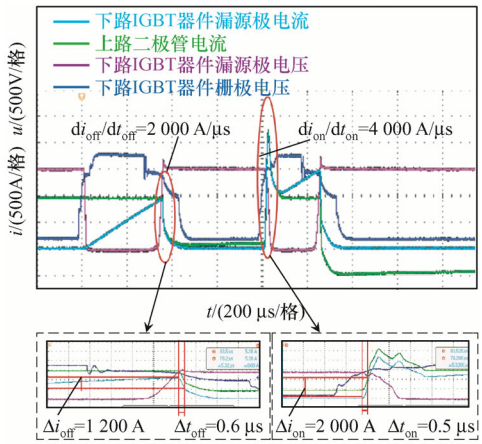
工况	工作电压/V	工作电流/A
工况 1	1 500	1 000
工况 2	2 500	1 620
工况 3	2 800	2 260
工况 4	2 800	3 140



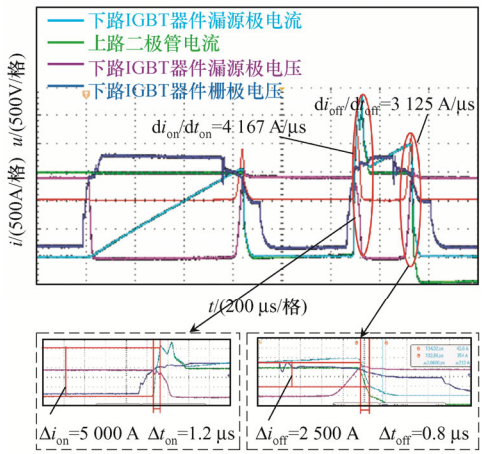
(a) 工况1



(b) 工况2



(c) 工况3



(d) 工况4

图 10　实测子模块中的不同电流波形

Fig. 10 Different current waveforms in tested sub-modules

之间的关系。IGBT 器件开通关断时的电流变化率决定了电流在频域的分布情况，在 4 种工况下，IGBT 器件开通、关断过程对应的电流变化率见表 2。磁场探头测得的位置 1 处、X 方向的磁场在 4 种工况下的波形如图 11 所示。

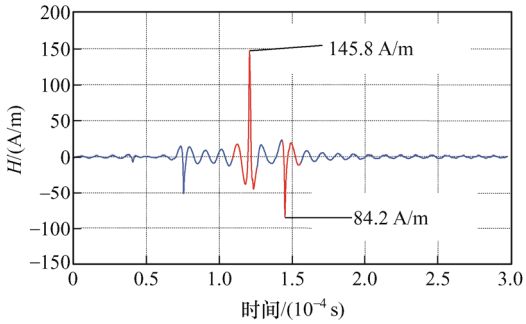
表 2　开通、关断过程对应的电流变化率

Tab. 2 Current changing rate during switching processes

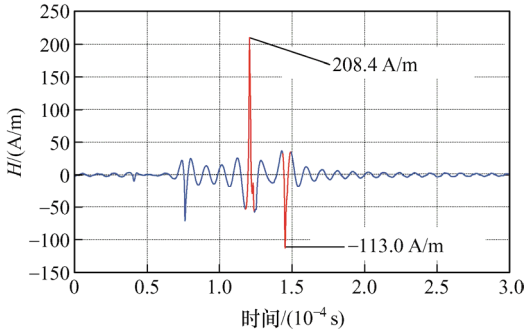
工况	$\mathrm{d}i_{\mathrm{off}}/\mathrm{d}t_{\mathrm{off}}$(A/μs)	$\mathrm{d}i_{\mathrm{on}}/\mathrm{d}t_{\mathrm{on}}$(A/μs)
工况 1	1 667	1 875
工况 2	1 875	3 333
工况 3	2 000	4 000
工况 4	3 125	4 167

电流变化率与磁场强度的对应关系如图 12 所示。可以看出，磁场强度随电流变化率基本呈现线性变化。随着 $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ 从 1 667 A/μs 变化为 4 167 A/μs，

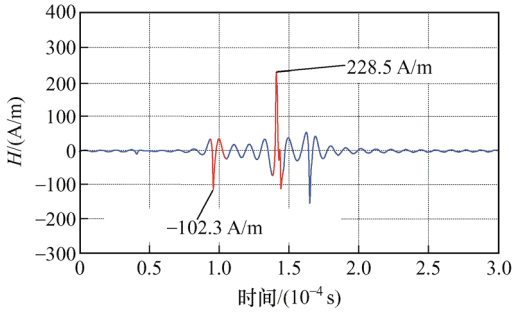
磁场强度从 103 A/m 变化为 210 A/m。



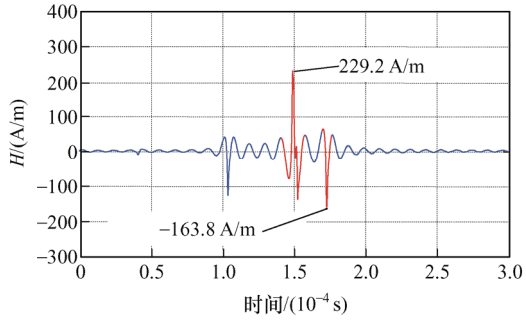
(a) 工况1



(b) 工况2



(c) 工况3



(d) 工况4

图 11 不同工况下位置 1 处、*X* 方向磁场强度

Fig. 11 Magnetic field intensity in *X* direction at Position 1 under different test conditions

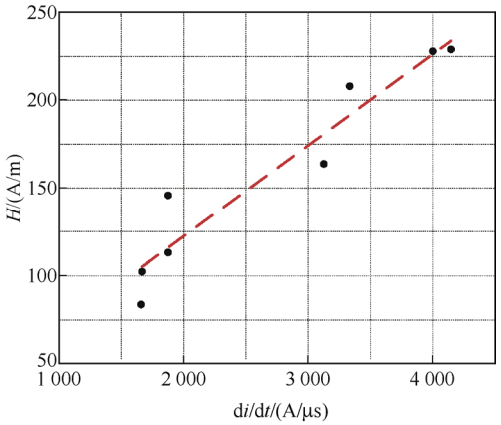


图 12 电流变化率−磁场强度关系曲线

Fig. 12 Curve of relationship between d*i*/d*t* and magnetic field intensity

3.1.3 *磁场的空间分布特性*

将图 5 所示的换流阀子模块等效为 3 段线电流，如图 13 所示。其中：I_1 为散热器 1 上的电流；I_2 为下管 IGBT 器件上的电流；I_3 为散热器 2 上的电流。I_1 和 I_3 的方向为 *X* 方向，I_2 的方向为 *Y* 方向。位置 1 距离 I_2 最近，位置 2 距离 I_3 最近。根据毕奥−萨伐尔定律可知位置 1 处主要受到 I_2 的影响，产生 *X*-*Z* 方向的磁场，I_3 在位置 1 处产生的 *Z* 方向磁场与 I_2 方向相反，因此位置 1 处 *X* 方向的磁场强度最大。位置 2 处主要受到 I_3 的影响，产生 *Y*-*Z* 方向的磁场，I_2 抵消了部分 *Z* 方向的磁场，因此位置 2 处 *Y* 方向的磁场强度最大。

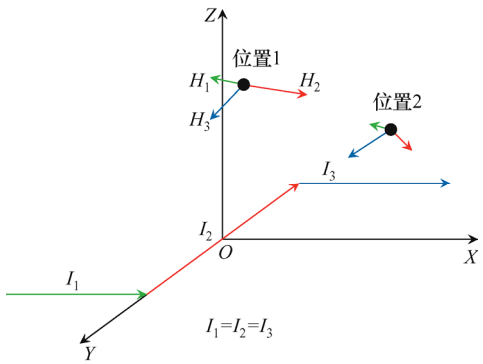


图 13 空间磁场分布

Fig. 13 Distribution of spatial magnetic field

图 14 和图 15 分别为工况在 2 800 V/3 060 A 和 2 800 V/2 000 A 下、位置 1 和位置 2 处 3 个方向的磁场强度。位置 1 处，*X* 方向的磁场强度最大为

229.6 A/m，*Y* 方向的磁场强度最大为 129.9 A/m，Z 方向的磁场强度最大为 107.1 A/m。根据右手定则可知，IGBT 器件开关路径所产生的磁场辐射中，*Y* 方向的磁场强度应为最小。而位置 1 处 *Z* 方向的磁场强度最小，原因为散热器产生的天线效应造成 *Y* 方向上的磁场增加。位置 2 处，*Y* 方向的磁场强度最大为 94.2 A/m，*X*、*Z* 方向上磁场强度相近，最大磁场强度分别为 26.8 A/m 和 27.2 A/m。位置 2

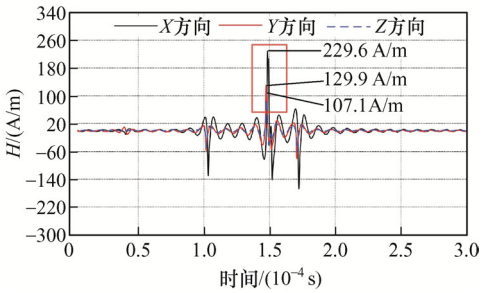


图 14　位置 1 处、不同方向的磁场强度

Fig. 14 Magnetic field intensity in different directions at Position 1

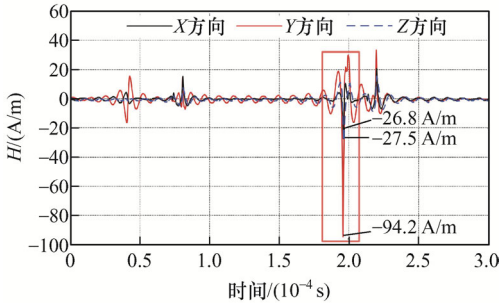


图 15　位置 2 处、不同方向的磁场强度

Fig. 15 Magnetic field intensity in different directions at Position 2

处 *Y* 方向的磁场强度最高，很有可能是因为位置 2 处更靠近散热器，受散热器的影响更大。散热器对于空间磁场的分布特性影响很大，仅考虑 IGBT 器件无法准确和真实反映实际空间磁场的分布特性。对比实验结果与理论分析结果发现，在磁场的方向上两者之间存在较好的对应关系。

3.2 驱动板卡上的感应电压特性

3.2.1　驱动板卡上的感应电压

驱动板卡 1 和驱动板卡 2 的驱动回路面积分别为 15.75 mm^2 和 7.50 mm^2，仅是信号回路的 0.32 倍和 0.13 倍。因此，在实验中，驱动板卡输出端口未测到感应电压。本节仅对 PWM 信号输入端口测得的感应电压进行分析。

在工况 2 800 V/3 060 A 下，驱动板卡未上电时，位置 1 处、*Y* 方向的感应电压如图 16 所示。感应电压存在 4 个尖峰，分别对应了 IGBT 器件第一次开通、第一次关断、第二次开通与第二次关断，与电磁感应定理分析的干扰电压波形一致。图 16 中感应电压大小分别为 0.37、0.85、0.37、0.95 V，其中关断时刻对应的干扰电压约为开通时刻对应的干扰电压的 2.4 倍。IGBT 器件关断时间往往小于开通时间，因此关断时产生的高频电磁场分量大于开通时刻。由图 2(a)电场感应耦合的等效电路可知，高频电场使得分布在 C_{S1}、C_{S2} 上的电荷迅速运动，产生大的感应电流和为 u_E；由图 2(b)磁场感应耦合的等效电路可知，高频磁场使得信号回路的磁通量变化率增加，产生更大的 u_M。从干扰电压的变化规律和强度来看，实验数据与电磁感应原理分析均能够较好地对应，验证了理论的正确性。

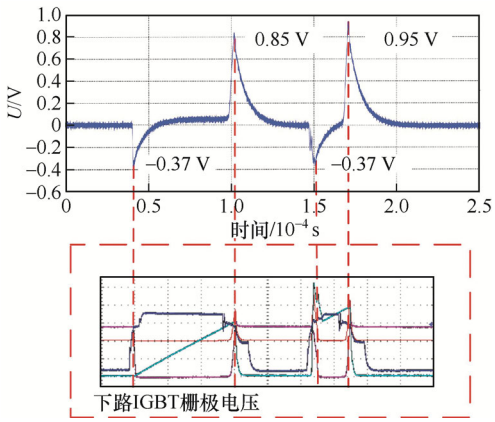


图 16　2 800 V/3 060 A 位置 1 处、*Y* 方向感应电压

Fig. 16 Induced voltage in *Y* direction at Position 1 in the case of 2 800 V/3 060 A

3.2.2　感应电压空间分布特性

在 2 800 V/2 000 A 的实验条件下，位置 2 处，*X*、*Y*、*Z* 方向的感应电压如图 17 所示。可以看出，*Y* 方向的感应电压最大，达到 1.28 V；*X* 方向与 *Z* 方向的最大感应电压分别为 1.01 V 与 0.87 V。图 15 为同样工况下，位置 2 的 3 个方向的磁场强度，*Y* 方向磁场强度分别为 *X*、*Z* 方向的 3.5 倍左右。但是，*Y* 方向上感应电压与 *X*、*Z* 方向感应电

压的倍数关系与磁场强度不成比例。由此可以看出，磁场辐射不是驱动板卡上产生感应电压的全部原因，MMC 子模块中的电场也是产生感应电压的关键 因素。

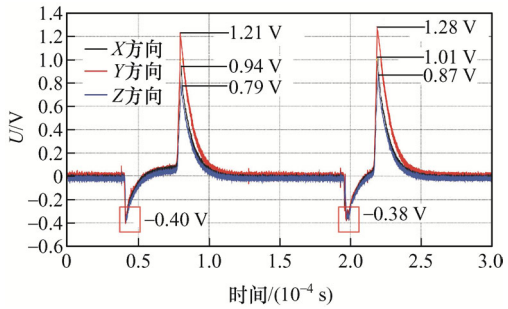


图 17 2 800 V/2 000 A 位置 2 处、全方向感应电压

Fig. 17 Induced voltage in all directions at Position 2 in the case of 2 800 V/2 000 A

3.2.3 感应电压与散射效应

在测试工况、测量位置、测量方向等参数一致的前提下，对驱动板卡 1 和驱动板卡 2 表面关键回路的感应电压进行了测量。驱动板卡 2 的信号回路面积为 58 mm^2，驱动板卡 1 的信号回路面积为 52 mm^2。若不考虑电磁散射现象，驱动板卡 1 的信号回路的感应电压应为驱动板卡 2 的信号回路的感应电压的 1.1 倍，感应电压的比值与回路面积成正比。然而，图 18 显示驱动板卡 2 的最大感应电压为 0.95 V，驱动板卡 1 的最大感应电压为 0.57 V，驱动板卡 2 的感应电压是驱动板卡 1 的 1.67 倍，远远大于 2 个驱动板卡上信号回路的面积比例。由图 7 和图 19 可以看出，驱动板卡 2 在信号回路附近存在较多铺铜，因铺铜的电磁散射叠加 IGBT 器件开关电压/电流的电磁源，故产生了更高的感应电压。

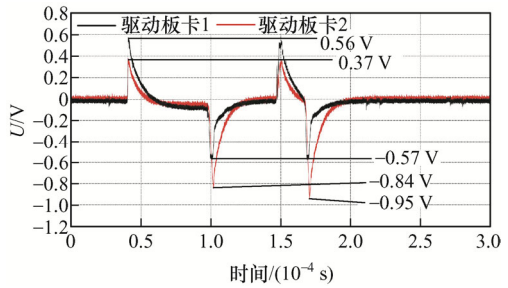
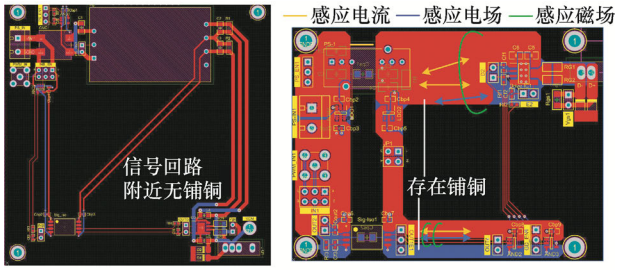


图 18 位置 1 处、*X* 方向上不同驱动板卡上的感应电压对比

Fig. 18 Comparison among induced voltages on different gate driver circuits in *X* direction at Position 1



(a) 驱动板卡1的版图设计 (b) 驱动板卡2的版图设计

图 19 驱动板卡信号回路附近铜分布

Fig. 19 Copper distribution near the signal loop of gate driver circuit

4 结论

本文针对柔性直流换流阀子模块双脉冲工作状态下的辐射电磁特性进行了理论与实验分析。因驱动板卡与功率模块的间距远小于开关电磁波长，故本文聚焦近场辐射特性。近场辐射满足毕奥-萨伐尔定律。子模块近场磁场特性为：柔直换流阀附近磁场的主要激励源为高速变化的 IGBT 器件电流与二极管电流，辐射磁场大小与主要激励源之间存在正比例关系；空间磁场在方向上的分布与子模块结构有关，散热器对于磁场的空间分布影响很大。

驱动板卡上的辐射干扰特性为：驱动板卡上感应电压的激励源包括 IGBT 器件开关的电磁源和驱动板卡上铺铜产生的辐射电磁源；当驱动板卡存在复杂布局布线时，驱动信号端口存在多重近场辐射电磁源；驱动板卡上的感应电压可以通过等效电路进行分析，电场和磁场均会引起驱动板卡上信号端口的感应电压；信号回路面积越大，感应电压越大；若周围铺铜越多，则对感应电压的影响也越大。

5 思考与展望

本文针对柔性直流换流阀子模块中的磁场辐射特性展开了研究，聚焦驱动板卡上的电磁干扰问题，揭示了驱动板卡上感应电压受外部 IGBT 模块开关电磁和驱动板卡上铺铜所产生的电磁辐射的多源共同影响。本文在建立近场辐射和散射作用的基本原理与等效电路模型的基础上，以实际换流阀子

模块构建双脉冲实验，充分分析了 IGBT 器件所产生的开关电磁的空间分布特性，论证了磁场辐射的强度与 IGBT 器件开关电流投切速率的相关性；通过 2 个不同信号回路面积和不同铺铜设计的驱动电路，论证了驱动电路中双重电磁干扰源对于感应电压的影响作用。本文的研究工作对于驱动板卡的元器件选型、布局布线设计具有重要指导意义。然而，本文实验中得到的感应电压为驱动板卡未上电的情况。驱动板卡上电后，因器件内部状态发生变化，故有可能会导致电磁感应电压发生变化。本文也将进一步围绕驱动板卡上电和不上电、传输控制信号和不传输控制信号下的电磁感应电压展开分析。

参考文献：

[1] 饶宏, 周月宾, 陈煜坤, 等. 高压大容量柔性直流换流阀关键设计和发展趋势[J]. 电源学报, 2024(3): 1-14.
Rao Hong, Zhou Yuebin, Chen Yukun, et al. Key design and development trend of high-voltage large-capacity VSC valves for HVDC [J]. Journal of Power Supply, 2024(3): 1-14. (in Chinese)

[2] TANG Guangfu. High power conversion technology for high voltage DC transmission application[C]//The Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, USA, 2016.

[3] 杨晓峰, 郑琼林, 薛尧, 等. 模块化多电平换流器的拓扑和工业应用综述[J]. 电网技术, 2016, 40(1): 1-10.
Yang Xiaofeng, Zheng Qionglin, Xue Yao, et al. Review on topology and industry applications of modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2016, 40 (1): 1-10. (in Chinese)

[4] 姚俊涛, 王硕. 反激变换器电磁干扰研究综述[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 1-16.
Yao Juntao, Wang Shuo. An overview of EMI research in flyback converters [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 1-16. (in Chinese)

[5] 王华清, 黄道春, 双明镜, 等. 基于一体化电磁骚扰传导模型的开关柜微机保护装置电磁干扰滤波器设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(11): 3280-3290.
Wang Huaqing, Huang Daochun, Shuang Mingjing, et al. Design of EMI filter for microcomputer protection device of switchgear based on integrated electromagnetic disturbance conduction model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(11): 3280-3290. (in Chinese)

[6] 袁洪涛, 胡四全, 韩坤, 等. 535 kV 张北工程柔直换流阀子模块电磁骚扰研究[J]. 高压电器, 2023, 59(12): 103-112.
Yuan Hongtao, Hu Siquan, Han Kun, et al. Research on electromagnetic disturbance of sub-module of VSC-HVDC valve in 535 kV Zhangbei Project [J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(12): 103-112. (in Chinese)

[7] 孙海峰, 杜林森, 梁贵书. 模块化多电平换流阀系统天线模型及其辐射电磁骚扰特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(3): 879-888.
Sun Haifeng, Du Linsen, Liang Guishu. Antenna model of MMC-HVDC converter valve system and its radiated electromagnetic disturbance analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(3): 879-888. (in Chinese)

[8] 乔卫东, 毛颖科. 上海柔性直流输电示范工程综述[J]. 华东电力, 2011, 39(7): 1137-1140.
Qiao Weidong, Mao Yingke. Overview of Shanghai flexible HVDC transmission demonstration project [J]. East China Electric Power, 2011, 39(7): 1137-1140. (in Chinese)

[9] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [C]// 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. Bologna, Italy, 2003: 6.

[10] 刘兵, 阮江军, 韩海宏, 等. 柔性直流输电系统电磁环境分析[J]. 高电压技术, 2009, 35(11): 2747-2752.
Liu Bing, Ruan Jiangjun, Han Haihong, et al. Analysis of electromagnetic environment of VSC-HVDC [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(11): 2747-2752. (in Chinese)

[11] 余世峰, 阮江军, 刘兵, 等. VSC-HVDC 换流站电磁辐射计算[J]. 高电压技术, 2009, 35(8): 1980-1985.
Yu Shifeng, Ruan Jiangjun, Liu Bing, et al. Calculation of electromagnetic radiation of VSC-HVDC converter stations [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(8): 1980-1985. (in Chinese)

[12] 方玉鑫. 柔性直流输电换流阀中电磁干扰建模及仿真研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
Fang Yuxin. Modeling and simulation of electromagnetic interference in converter valve of flexible DC transm-

ission [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2022. (in Chinese)

[13] 刘泽洪, 郭贤珊. 高压大容量柔性直流换流阀可靠性提升关键技术研究与工程应用[J]. 电网技术, 2020, 44(9): 3604-3613.
Liu Zehong, Guo Xianshan. High-voltage large-capacity VSC valve reliability enhancement [J]. Power System Technology, 2020, 44(9): 3604-3613. (in Chinese)

[14] 王沐雪. 柔直换流阀阀控板卡磁场骚扰特性研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2023.
Wang Muxue. Study on magnetic field disturbance characteristics of valve control board of flexible DC converter valve [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2023. (in Chinese)

[15] 陈豪, 刘其凤, 李永明, 等. 一种强电磁设备低频辐射特性等效建模方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5354-5368.
Chen Hao, Liu Qifeng, Li Yongming, et al. Aequivalent modeling method for low-frequency radiation characteristics of high-power electromagnetic equipment [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38 (20): 5354-5368. (in Chinese)

[16] 赵航, 贾静, 陈小飞, 等. 基于磁耦合谐振式无人机无线供电桩的干扰屏蔽特性[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 208-216.
Zhao Hang, Jia Jing, Chen Xiaofei, et al. Interference shielding characteristics of UAV wireless power supply pile based on magnetic coupling resonance [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 208-216. (in Chinese)



闫玉瑶

作者简介：

闫玉瑶(2000—)，女，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：柔性直流换流阀的电磁辐射分析。E-mail：D202380847@hust.edu.cn。

彭晗(1984—)，女，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：宽禁带功率半导体特性分析、建模与应用，基于能量收集的人体可穿戴设备。E-mail：pengh@hust.edu.cn。

岳乔治(1997—)，男，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：宽禁带半导体器件特性分析与应用，栅极驱动电路设计与电磁干扰分析。E-mail：george_yue@hust.edu.cn。

王曼博(2002—)，男，本科生。研究方向：宽禁带半导体器件栅极驱动器设计，电磁辐射分析。E-mail：2570274714@qq.com。

白建成(1988—)，男，中国电源学会会员，硕士。研究方向：大功率IGBT动态特性分析及应用，栅极驱动电路设计及控制保护算法。E-mail：baijc@163.com。

童乔凌(1981—)，男，博士，研究员。研究方向：集成电路设计，电力电子技术。E-mail：tongqiaoling@hust.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)