DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2022.06.013

电力牵引与控制

高速动车组牵引系统电磁干扰分析及抑制方法研究

杨德勇[1]，朱柄全[1]，陈　颖[2]，支永健[1]，袁科亮[1]，闫光临[1]

（1.中车株洲电力机车研究所有限公司，湖南 株洲　412001；
2.湖南工业大学 电气与信息工程学院，湖南 株洲　412007）

摘　要：针对高速动车组牵引系统电磁干扰的复杂性，结合车辆系统设计，分析牵引系统电磁干扰耦合路径，并基于等效干扰源法建立了系统共模干扰计算模型；完成了对动车组牵引系统的高频测试与建模以及对干扰电流的仿真预估，通过实测结果验证了理论模型的准确性；最后根据对牵引系统电磁干扰影响因素的分析，提出了干扰抑制方法，并对各抑制措施的有效性进行了仿真和试验验证。

关键词：高速动车组；牵引系统；电磁干扰；高频建模；干扰抑制

中图分类号：U292.91+4　　**文献标识码：**A

文章编号：1000-128X(2022)06-0087-08

A study on electromagnetic interference analysis and suppression method for traction system of high-speed EMU

YANG Deyong[1], ZHU Bingquan[1], CHEN Ying[2], ZHI Yongjian[1], YUAN Keliang[1], YAN Guanglin[1]

(1.CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;
2. College of Electrical Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou, Hunan 412007, China)

Abstract: According to the complexity of electromagnetic interference of traction system of high-speed EMU, and in combination with the design of the vehicle system, the EMI coupling paths of traction system were analyzed. Based on the equivalent interference source method, a calculation model for the common-mode interference of the system was established. The high-frequency test and modeling of the EMU traction system and the simulation prediction of the interference current were completed, and the accuracy of the theoretical model was verified by the measured results. Finally, according to the analysis of the influencing factors of electromagnetic interference of traction system, an interference suppression method was proposed, and the effectiveness of each suppression measure was verified by simulation or test.

Keywords: high-speed EMU; traction system; electromagnetic interference; high-frequency modeling; interference suppression

0　引言

高速动车组具有牵引功率大、设备密度高和配线复杂等特点，车载设备中不仅有高压大电流的牵引变流系统，而且有低压小信号的网络控制和信号检测系统，保障各系统间的电磁兼容性是确保列车安全可靠运行的关键[1]。牵引变流系统由于采用脉宽调制控制（PWM）方式，其固有的脉冲干扰特性使其成为列车主要的电磁干扰源。近年来，许多学者开展了动车组电磁兼容相关技术研究，但主要集中在车载敏感设备

收稿日期：2020-09-27；修回日期：2022-10-18
基金项目：湖南省教育厅科学研究项目（20C0610）
通信作者：杨德勇（1989—），男，高级工程师，主要从事电磁兼容设计与仿真方面的研究；E-mail: yangdy@csrzic.com

的电磁防护、弓网电弧瞬态干扰、变流器结构电磁屏蔽等方面[2-5]。由于动车组牵引系统设备分散，且接地回路复杂，使得干扰电流耦合路径较地面驱动系统而言有较大差异，相关研究较少。本文从系统角度出发，分析动车组牵引变流系统电磁干扰等效模型，并对干扰抑制方法进行探讨。

1 牵引系统电磁干扰机理分析

典型动车组牵引系统示意图如图 1 所示，牵引变压器安装于拖车（T 车），牵引变流器安装于动车（M 车）。牵引变压器通过受电弓获得 AC 25 kV 交流电，负线通过接地装置和轮对连接到钢轨，从而形成了“牵引变电所–牵引网–牵引变压器–钢轨–牵引变电所”的系统高压工作回路。牵引变压器将 AC 25 kV 降为 AC 1.9 kV，通过较长的动力电缆连接到牵引变流器；牵引变流器内部通过四象限整流将电压变换为 DC 3.6 kV 供给牵引逆变单元，最终用于驱动本车的 4 台牵引电机。

车体间通过连接线实现等电位连接，牵引变压器和牵引变流器柜体外壳都与各自车体相连；牵引电机外壳与转向架相连，转向架通过接地线与车体相连；而车体先经过接地电阻再连接到接地装置，最终与钢轨相连；增设的接地电阻可适当抬升车体电位，减小流过车体的工作电流，但考虑车辆安全防护要求，接地电阻通常小于 50 mΩ[6]。

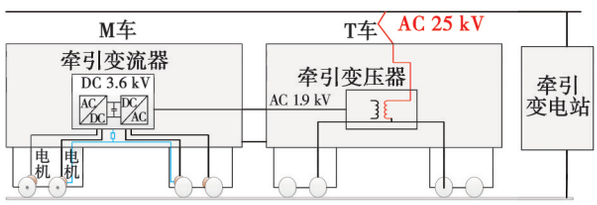


图 1 牵引系统示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the traction system

动车组牵引系统电磁干扰耦合路径如图 2 所示。牵引系统正常工作时，变流器内部的 IGBT 处于快速通断模式，四象限和逆变的输出电压为一系列宽度周期性变化的近似方波脉冲电压。由于 IGBT 与散热器、动力线缆与车体、变压器绕组与柜体、电机绕组与机壳都存在分布电容，这些分布电容为共模干扰提供了传播路径。IGBT 开关产生的 d*u*/d*t* 对分布电容进行充放电，从而产生共模干扰电流[7]。由于车体通过低阻值电阻连接到钢轨，并与牵引变压器一次侧负线相连，从而在“牵引变压器–牵引变流器–牵引电机”之间形成共模干扰电流。大量的共模干扰电流流经车体，一方面对其他车载设备产生传导耦合干扰，另一方面由于共模电流流经的回路面积较大，会对外产生较强的电磁辐射。

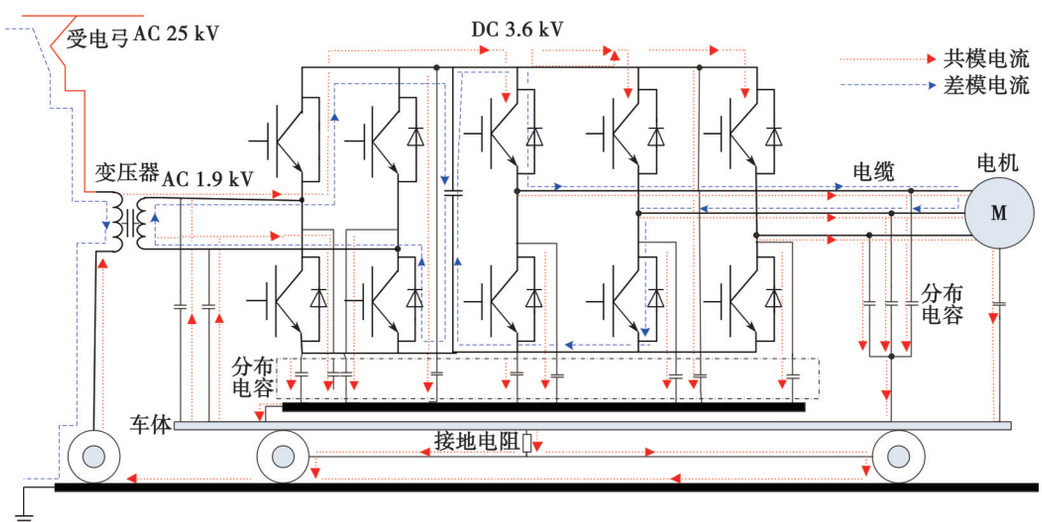


图 2 动车组牵引系统电磁干扰耦合路径

Fig. 2 EMI coupling paths of EMU traction system

动车组牵引系统主要干扰回路如图 3 所示。

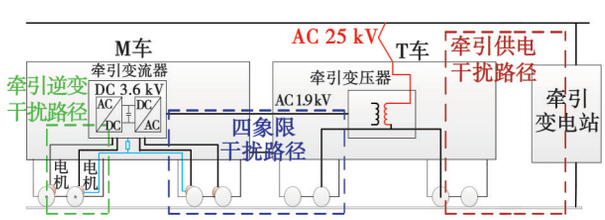


图 3 动车组牵引系统干扰环流

Fig. 3 Interference loop current of EMU traction system

由图 3 可知：

①由“牵引网–受电弓–牵引变压器–钢轨–变电站”形成的牵引供电差模干扰回路，具有回路面积大，干扰频率低等特点，干扰频率范围在几十 Hz 到几十 kHz 之间。

②由“牵引变流器整流单元–四象限输入电缆–牵引变压器–车体和钢轨”形成的四象限共模干扰回路，由于变压器和变流器安装于两节不同车上，而四象限

动力电缆较长，因此该回路面积也相对较大，干扰频率在100 kHz以上。

③由“牵引变流器逆变单元–逆变输出电缆–牵引电机–车体”形成的牵引逆变共模干扰回路，由于牵引变流器和牵引电机通常位于同一节车，逆变输出电缆相对较短，因此回路面积较小，而干扰频率也在100 kHz以上。

2　共模干扰等效简化模型

牵引供电差模回路产生的干扰频率较低，通常对车辆系统影响较小，本文主要对牵引系统共模干扰回路进行分析，采用等效源替代法对系统共模干扰进行建模简化[8]，等效模型如图4所示。

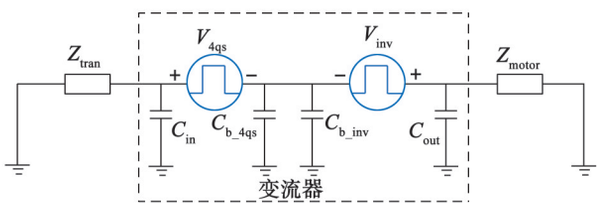


图4　共模干扰等效电路

Fig. 4　Equivalent circuit for common-mode interference

图4中，V_{4qs}为四象限共模干扰电压，V_{inv}为逆变共模干扰电压，Z_{tran}为变压器侧共模阻抗，Z_{motor}为电机侧共模阻抗，C_{in}为四象限输入对地电容，C_{out}为逆变输出对地电容，C_{b_4qs}为四象限直流母排对地电容，C_{b_inv}为逆变直流母排对地电容。采用阻抗模型，则系统共模干扰电流流通路径如图5所示，图5中Z_{in}为四象限输入共模阻抗，Z_b为直流共模阻抗，Z_{out}为逆变输出共模阻抗，I_{cm_in}和I_{cm_out}分别为牵引变流器四象限输入和逆变输出共模干扰电流，是流经车体的主要干扰源，决定了牵引系统的电磁干扰特性。

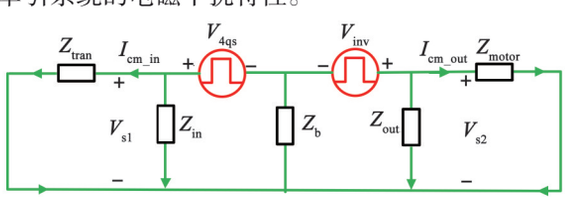


图5　简化等效后共模干扰电流流通路径

Fig. 5　Simplified equivalent current flow path for the common-mode interference

根据戴维南等效定律，计算端口开路电压得：

$$V_{s1}=\frac{V_{4qs}(C_{in}+C_b)-V_{inv}C_{out}}{C_{in}+C_b+C_{out}} \tag{1}$$

$$V_{s2}=\frac{-V_{4qs}C_{in}+V_{inv}(C_{in}+C_b)}{C_{in}+C_b+C_{out}} \tag{2}$$

式中：$C_b=C_{b_4qs}+C_{b_inv}$。

计算等效内阻Z_s为

$$Z_s=\begin{pmatrix}\dfrac{1}{j\omega(C_{in}+C_b+C_{out})} & \dfrac{1}{j\omega(C_{in}+C_b+C_{out})}\\ \dfrac{1}{j\omega(C_{in}+C_b+C_{out})} & \dfrac{1}{j\omega(C_{in}+C_b+C_{out})}\end{pmatrix} \tag{3}$$

根据二端口等效电路，等效源V_s为

$$V_s=[V_{s1},V_{s2}]^T \tag{4}$$

等效阻抗Z_s为

$$Z_s=\begin{pmatrix}Z_{11} & Z_{12}\\ Z_{21} & Z_{22}\end{pmatrix} \tag{5}$$

式中：$Z_{11}=Z_{12}=Z_{11}=Z_{22}=\dfrac{1}{j\omega(C_{in}+C_b+C_{out})}$。

由端口电压电流关系可知

$$V=V_s-Z_sI \tag{6}$$

假设端口负载满足$\boldsymbol{V}=\boldsymbol{Z}_L\boldsymbol{I}$，则

$$\begin{pmatrix}I_{cm_in}\\ I_{cm_out}\end{pmatrix}=\left[\begin{pmatrix}Z_{tran} & 0\\ 0 & Z_{motor}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}Z_{11} & Z_{12}\\ Z_{21} & Z_{22}\end{pmatrix}\right]^{-1}\begin{pmatrix}V_{s1}\\ V_{s2}\end{pmatrix} \tag{7}$$

所以牵引系统产生的共模干扰电流由变流器共模电压、内部分布参数及变压器和电机侧共模阻抗决定，变压器和电机侧共模阻抗则与变压器、电机、动力电缆和车辆系统接地等具体设计相关。

3　高频建模及试验验证

基于上述理论分析，采用等效简化模型，对某动车组牵引系统进行高频传导仿真建模。各部件高频模型通过阻抗测试并进行等效电路拟合获得。

图6和图7分别为四象限输入共模阻抗测试原理图及阻抗曲线，具有典型的电容特性。电容阻抗计算公式为

$$Z_{in}=1/j\omega C_{in} \tag{8}$$

由公式可计算得出四象限输入对地的共模电容约为9.5 nF。

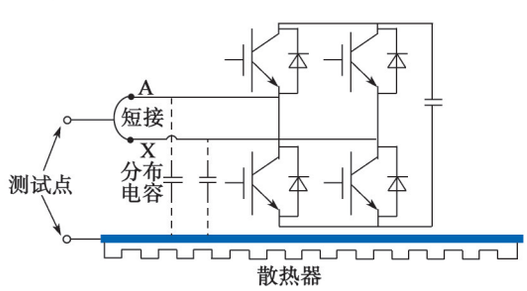


图6　四象限输入共模阻抗测试原理图

Fig. 6　Schematic diagram of four-quadrant input common-mode impedance test

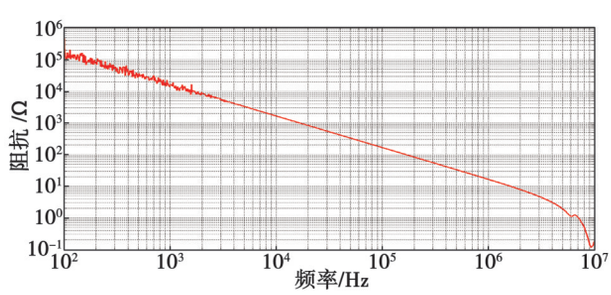


图7　四象限输入共模阻抗曲线

Fig. 7　Curve for four-quadrant input common-mode impedance

采用相同方法可得变流器内其他分布电容为：$C_{b_4qs}=11$ nF，$C_{b_inv}=8.2$ nF，$C_{out}=7.5$ nF。

变压器侧共模阻抗测试原理图如图8所示，基于实际整车系统，在变流器端测得含有四象限动力电缆、变压器及车辆接地系统的共模阻抗曲线如图9所示，该阻抗可通过2个RLC高频模型并联进行等效，如图10所示。

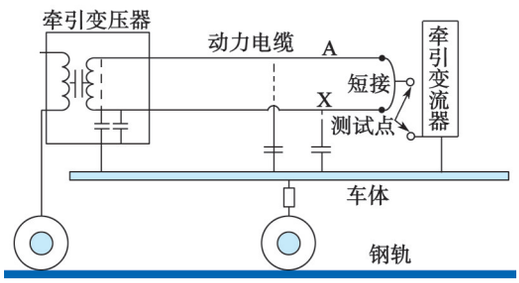


图8 变压器侧共模阻抗测试原理图

Fig. 8 Schematic diagram of common-mode impedance test on transformer side

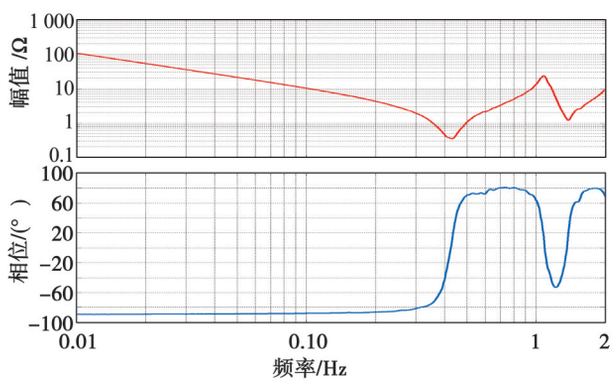


图9 变压器侧共模阻抗曲线

Fig. 9 Curve for common-mode impedance on transformer side

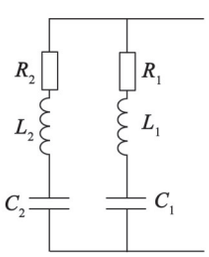


图10 变压器侧共模等效电路模型

Fig. 10 Common-mode equivalent circuit model on transformer side

在10 kHz时阻抗为100 Ω，根据式(9)可直接推算出$C_1+C_2=160$ nF。

$$Z_{cm}=\frac{1}{j\omega(C_1+C_2)} \tag{9}$$

由谐振频率计算公式可得：

$$f_1=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}=4.15\times10^5\ \text{Hz} \tag{10}$$

$$f_2=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}=1.4\times10^6\ \text{Hz} \tag{11}$$

$$f_3=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}=1.08\times10^6\ \text{Hz} \tag{12}$$

式中：f_1为第1个谐振频率点；f_2为第2个谐振频率点；f_3为反谐振频率点。

根据谐振频率点阻抗推算出回路电阻为：

$$R_1\approx Z_{f1} \tag{13}$$

$$R_2\approx Z_{f2} \tag{14}$$

将式(9)～式(14)联立求解得到变压器侧共模等效电路模型的各部分参数，计算结果如表1所示。利用仿真软件对推算出的等效电路进行频域阻抗仿真，计算结果如图11所示。图9及图11对比表明，在10 kHz~1 MHz频段，共模等效电路阻抗幅值和相位都与实测值吻合较好，验证了模型的准确性。

表1 变压器侧共模等效电路各部分参数

Table 1 Parameters of common-mode equivalent circuit on transformer side

参数项目	R_1/Ω	L_1/μH	C_1/nF	R_2/Ω	L_2/μH	C_2/nF
参数值	0.35	1	150	1.2	1.3	10

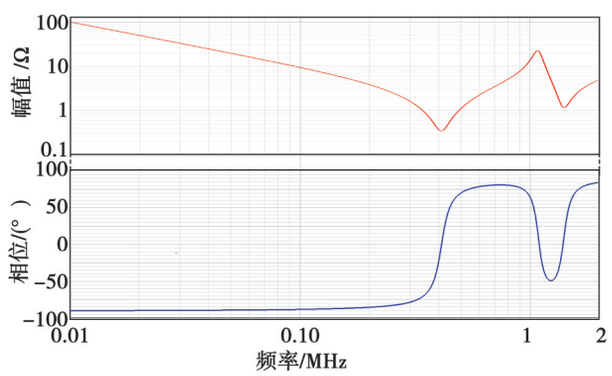


图11 变压器侧共模等效电路频域阻抗仿真曲线

Fig. 11 Frequency domain impedance simulation curve of common-mode equivalent circuit on transformer side

电机侧共模等效模型获取方法与变压器侧类似，测得电机侧共模谐振频率点为126 kHz，等效电路采用单阶RLC串联得到，高频参数为：电机等效电阻R_m=0.2 Ω，等效电感L_m=10 μH，等效电容C_m=160 nF。

四象限和逆变共模干扰电压可通过实测或瞬态仿真获得，瞬态仿真应搭建基于实际控制参数的牵引系统模型，以获得准确的共模干扰电压，再结合等效简化模型，计算出各回路的共模干扰电流。仿真建模时，IGBT根据实际器件特性搭建瞬态模型[9]，以准确模拟开关瞬间特性。系统仿真基本电气参数如表2所示。仿真时采用变步长方式，最小步长为10 ns，最大步长为100 ns，受高频模型误差影响，频域分析范围为10 kHz~1 MHz，这是牵引系统主要的电磁干扰频段。

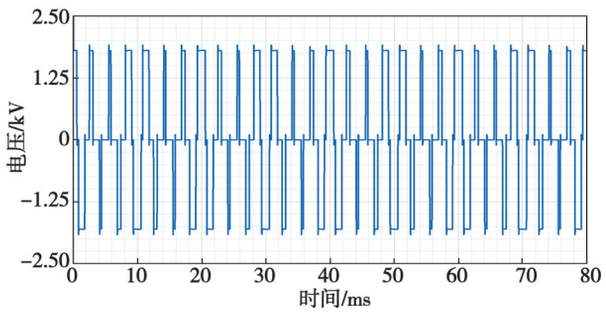
表2 系统仿真基本电气参数

Table 2 Basic electrical parameters for system simulation

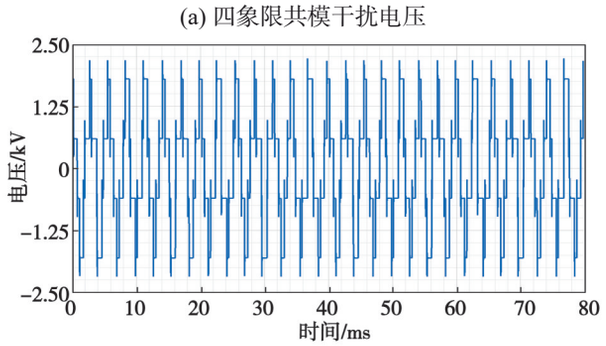
参数项目	直流电压V_{DC}/V	开关频率f/Hz	四象限电流频率f/Hz	逆变电流频率f/Hz	IGBT开关时间T_t/μs
参数值	3 600	350	50	25	1

牵引系统四象限和逆变共模干扰电压仿真波形如图12所示，可以看出端口共模干扰电压为典型阶梯式

的跃变电压，存在较高的电压变化率du/dt，同时也含有丰富的高次谐波。在共模电压作用下仿真得到变流器对外产生的总的共模干扰电流如图13所示，共模干扰电流尖峰约30 A，频谱波形中存在2个典型干扰峰值频率点，分别为130 kHz频点附近−6 dB(A)的噪声尖峰，和400 kHz频点附近−32 dB(A)的噪声尖峰。干扰电流通过柜体接地线流经车体对外产生干扰。进一步分析可得400 kHz频点的噪声尖峰由四象限端口产生，



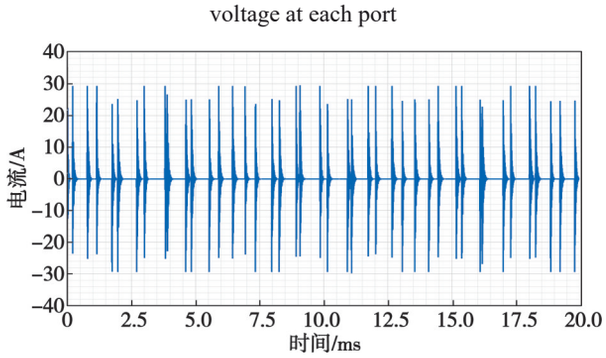
(a) 四象限共模干扰电压



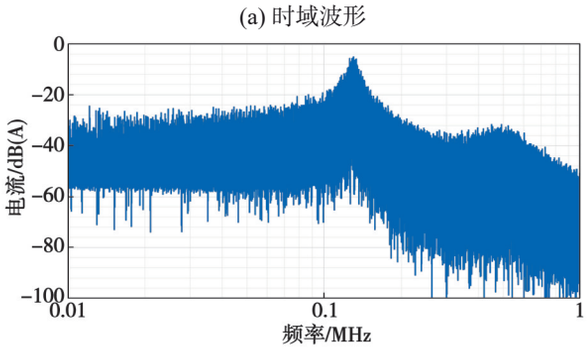
(b) 逆变共模干扰电压

图12　各端口共模干扰电压时域波形

Fig. 12　Time domain waveform of common-mode interference voltage at each port



(a) 时域波形

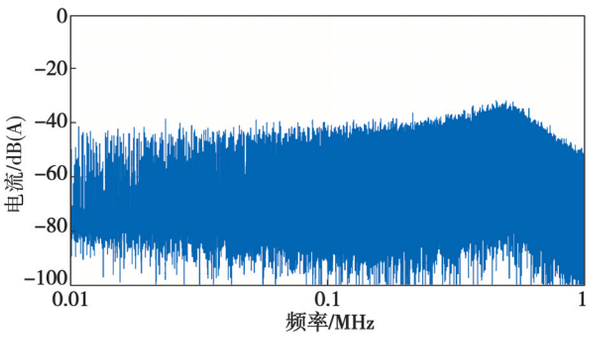


(b) 频域波形

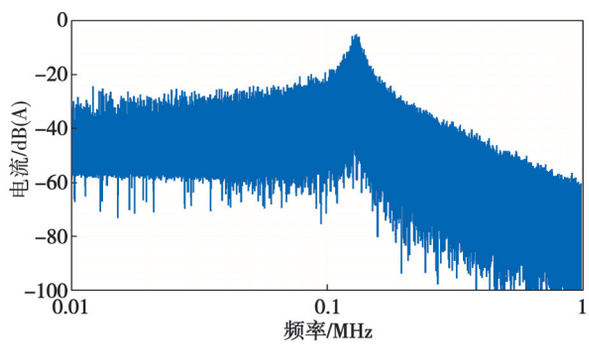
图13　总的共模干扰电流仿真波形

Fig. 13　Simulation waveform of total common-mode interference current

而130 kHz频点噪声尖峰由逆变端口产生，各端口共模干扰电流频谱波形如图14所示。



(a) 四象限输入共模干扰电流

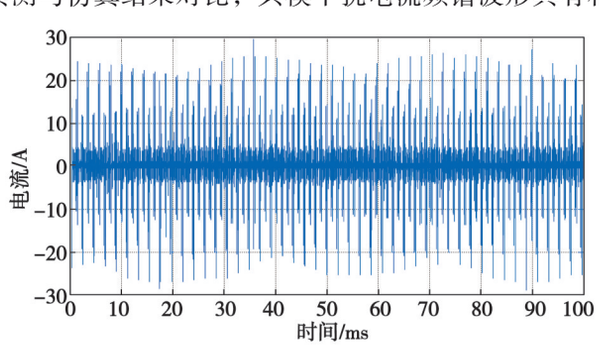


(b) 逆变输出共模干扰电流

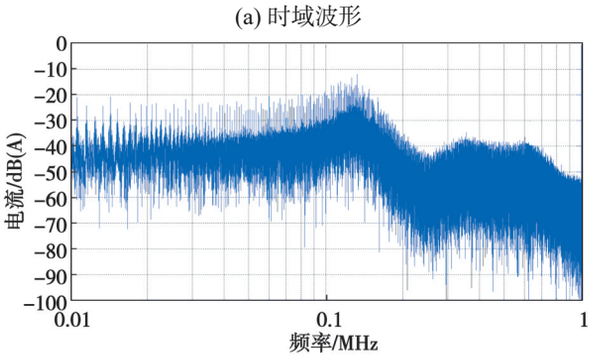
图14　各端口共模干扰电流频域波形

Fig. 14　Frequency domain waveform of common-mode interference current at each port

为验证系统仿真模型，采用高精度示波器和共模电流探头对动车组正常工作时牵引变流器柜体接地线上的共模干扰电流进行测试，电流波形如图15所示。实测与仿真结果对比，共模干扰电流频谱波形具有相



(a) 时域波形



(b) 频域波形

图15　牵引变流器接地线上共模干扰电流实测波形

Fig. 15　Measured waveform of common-mode interference current of the ground wire of the traction converter

同变化趋势，且幅值接近，计算和试验频谱误差在3~6 dB以内，可满足工程设计要求，证明了本文所提出的系统简化建模仿真方法具有较好的精确度。

4 电磁干扰抑制方法探讨

4.1 干扰源抑制

由本文分析得出，要减小共模干扰电流，可通过减小共模干扰电压实现。由于共模电压为典型阶梯式的跃变电压，电压幅值随着开关器件导通状态的不同而不断跳变，其频谱特性与梯形脉冲电压类似[10]。图16为典型梯形脉冲电压波形，其中A为脉冲电压幅值，T为脉冲周期，D为占空比，t_r为脉冲上升时间，t_f为脉冲下降时间。图17为该梯形脉冲电压的频谱边界，其中：

$$Y_1 = 20\lg(2DA) \tag{15}$$

$$f_{c1} = \frac{1}{\pi DT} \tag{16}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{\pi \max(t_r, t_f)} \tag{17}$$

$$f_{c3} = \frac{1}{\pi \min(t_r, t_f)} \tag{18}$$

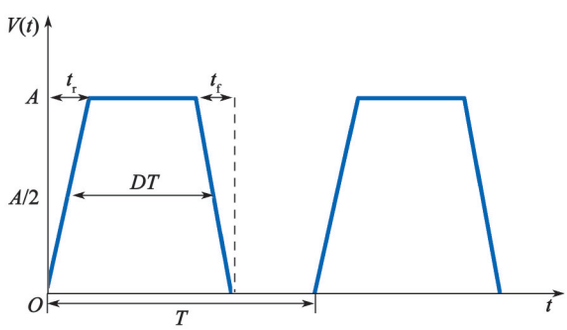


图16 梯形脉冲电压

Fig. 16 Trapezoidal pulse voltage

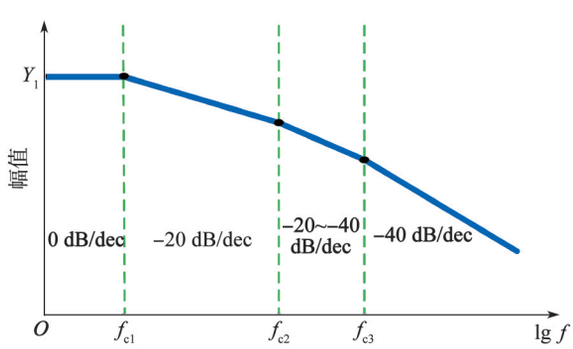


图17 梯形脉冲电压频谱边界

Fig. 17 Spectral boundary of trapezoidal pulse voltage

由理论分析可得：梯形脉冲电压频谱主要与脉冲电压幅值、开关频率、脉冲上升/下降时间和占空比相关。其中占空比主要影响低次谐波幅值，上升/下降时间主要影响高频分量，开关频率主要影响全频段频谱幅值。

基于梯形脉冲电压频谱影响因素分析，可通过降低开关频率，延长IGBT开通/关断时间，从而达到降低共模干扰电压的目的[11]。然而对于大功率牵引系统，通常采用较低的开关频率，要进一步降低开关频率难度较大。基于现有系统，将IGBT开关频率由350 Hz降低为250 Hz后进行传导仿真，得到接地线上的共模干扰电流如图18所示。降低开关频率后干扰电流频谱曲线变化不大，只有约1~2 dB的改善效果，优化效果不明显。

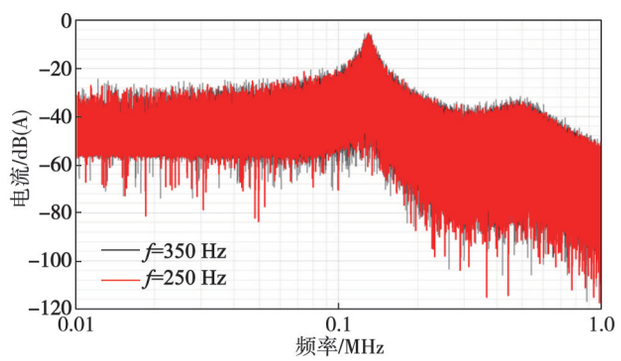


图18 不同开关频率时共模干扰电流仿真波形

Fig. 18 Simulation waveform of common-mode interference current at different switching frequencies

改变驱动参数配置，将IGBT开通/关断时间由1 μs变为2 μs时，共模干扰电流实测波形对比如图19所示。对比得出延长IGBT开通/关断时间对小于200 kHz的低频干扰无明显作用，但对于高频段约有3~4 dB降低。但开关时间变大会显著增加器件的开关损耗，严重影响系统效率。

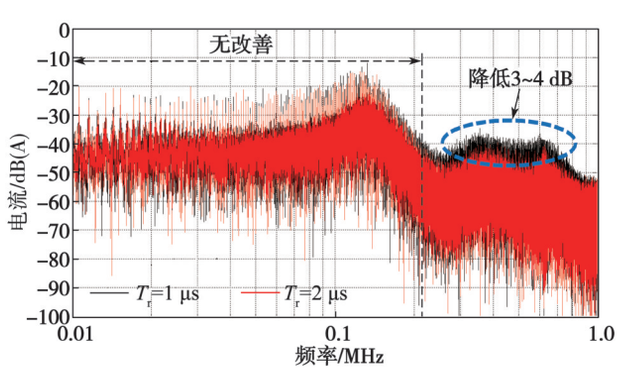


图19 不同开关时间时共模干扰电流实测波形

Fig. 19 Measured waveform of common-mode interference current at different switching time

4.2 电磁屏蔽

为减小牵引系统电磁辐射，可对动力电缆进行屏蔽；屏蔽效果由干扰频率和屏蔽层接地方式决定，其对应关系如表3所示[12]。由于牵引系统产生的电磁干扰频段主要为几十kHz到几MHz，所以动力电缆屏蔽层应采用双端接地方式。

在实际动车组上动力电缆往往较长，且通常采用多段电缆连接，因此需保证每段电缆屏蔽层的完整性和接地可靠性。电波暗室内搭建试验系统，分析牵引

变流器动力电缆不同屏蔽方式下（如图 20 所示）系统对外的电磁辐射，测试结果如图 21 所示。从图 21 可以看出，电缆非屏蔽部分对电缆整体屏蔽性能产生较大影响，使得系统对外辐射显著增加。

表 3　屏蔽电缆不同接地效果

Table 3　Different grounding effects of shield cables

电磁场类型	频率范围	单端接地效果	双端接地效果
磁场 H	f< 1 kHz	几乎无屏蔽效果	差
磁场 H	f> 1 kHz	几乎无屏蔽效果	良好
电场 E	f< 1M Hz	良好	良好
电场 E	f> 1M Hz	几乎无屏蔽效果	良好

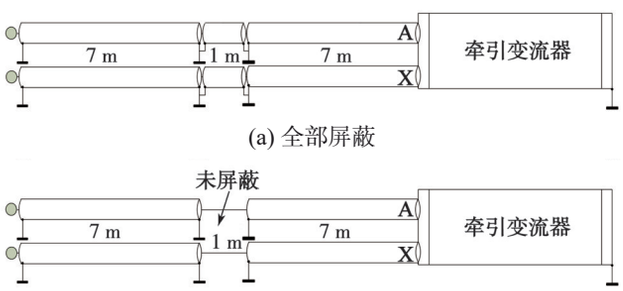


图 20　动力电缆不同屏蔽方式示意图

Fig. 20　Schematic diagram of different shielding methods of power cable

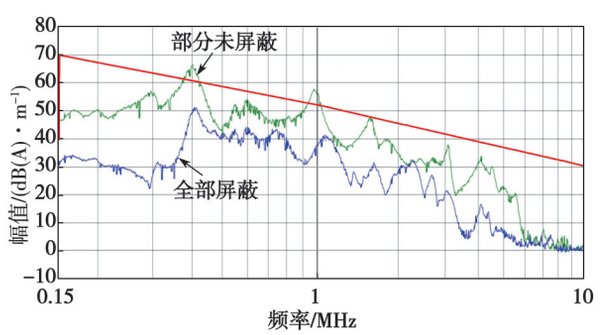


图 21　动力电缆不同屏蔽方式下系统对外的电磁辐射

Fig. 21　Electromagnetic radiation of the system under different shielding modes of power cable

4.3　改变回路阻抗特性

在变流器输出端增加共模磁环，从而增大回路共模阻抗，可有效降低部分高频段的共模干扰电流，其抑制效果与磁环及回路的共模阻抗相关。受主电路大电流和磁环抗饱和能力限制，增设的共模磁环往往存在体积重量大、成本较高的问题。

输出端增加共模电容，进行旁路滤波，对某些固定频段的干扰有一定抑制效果[13]；但由于电容两端为脉冲方波电压，增加滤波电容后会存在系统漏电流加大的问题，容易产生谐振，可靠性难以保证。

4.4　其他抑制方法

其他方面的抑制方法主要包括改变变压器和电机的共模阻抗特性，降低系统共模干扰电流；优化车辆工作和保护接地设计，改变共模干扰电流流通路径，降低共模干扰电流的影响。

5　结语

本文基于高速动车组牵引变流系统电磁干扰耦合路径分析，提出适用于工程简化的共模传导干扰等效电路模型，该模型具有结构简单、物理意义明确等优点，通过实物建模，研究了高频参数精确提取方法，保证了预测结果的准确性。最后从牵引系统干扰源抑制、回路阻抗优化、电磁屏蔽等方面分析了电磁干扰抑制效果和对系统可能的影响。上述研究为动车组牵引系统电磁干扰简化分析及优化方案的选择提供理论支撑。

参考文献：

[1]　马云双 . 新一代动车组电磁兼容关键技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2013.
MA Yunshuang. Research on EMC key technologies for the new generation of EMU[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2013.

[2]　严加斌, 朱峰, 李军, 等 . 高速动车组速度传感器的电磁干扰测试与分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(3): 433-438.
YAN Jiabin, ZHU Feng, LI Jun, et al. Electromagnetic interference measurement and analysis of high-speed electric multiple units speed sensor[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(3): 433-438.

[3]　李萌 . 高速铁路信号系统车载设备电磁兼容风险研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2021.
LI Meng. Research on electromagnetic compatibility risk of on-board signaling system in high-speed railway[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021.

[4]　王英, 刘志刚, 范福强, 等 . 弓网电弧模型及其电气特性的研究进展[J]. 铁道学报, 2013, 35(8): 35-43.
WANG Ying, LIU Zhigang, FAN Fuqiang, et al. Review of research development of pantograph-catenary arc model and electrical characteristics[J]. Journal of the China Railway Society, 2013, 35(8): 35-43.

[5]　余俊, 陆阳, 陈波 . 牵引变流器箱体电磁泄漏及电磁屏蔽设计研究[J]. 铁道机车车辆, 2016, 36(3): 134-137.
YU Jun, LU Yang, CHEN Bo. Research on the EMI leakage of traction converter and electromagnetic shielding design [J]. Railway Locomotive & Car, 2016, 36(3): 134-137.

[6]　王子 . 接地电阻对整车辐射发射的影响[D]. 北京: 北京交通大学, 2017.
WANG Zi. Study on effect of earthing resistance on EMU radiation emission[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2017.

[7] 杨德勇, 支永健, 闵建军, 等. PWM逆变驱动系统传导干扰分析及抑制[J]. 大功率变流技术, 2017(3): 1-7.
YANG Deyong, ZHI Yongjian, MIN Jianjun, et al. Analysis and suppression of conducted interference of PWM inverter drive system[J]. High Power Converter Technology, 2017 (3): 1-7.

[8] QI Tao, SUN Jian. Common-mode EMI solutions for modular back-to-back converter systems[C]//IEEE. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA: IEEE, 2013: 1562-1568.

[9] QI Tao, GRAHAM J, SUN Jian. Characterization of IGBT modules for system EMI simulation[C]//IEEE. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Palm Springs, CA: IEEE, 2010: 2220-2225.

[10] BISHNOI H, BAISDEN A C, MATTAVELLI P, et al. Analysis of EMI terminal modeling of switched power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 3924-3933.

[11] PAUL C R. Introduction to electromagnetic compatibility [M]. 2nd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2006.

[12] 全国牵引电气设备与系统标准化技术委员会(SAC/TC 278). 轨道交通 机车车辆布线规则: GB/T 34571—2017 [S]. 北京: 中国标准出版社, 2017.
National Technical Committee 278 on Electric Equipment and Systems for Railways of Standardization Administration of China. Railway applications-Rules for installation of cabling on rolling stock: GB/T 34571—2017[S]. Beijing: Standards Press of China, 2017.

[13] 贾楠, 张秋敏. 高速列车电磁发射问题分析及解决措施 [J]. 机车电传动, 2020(2): 92-94.
JIA Nan, ZHANG Qiumin. Analysis and solution of electromagnetic emission of high-speed EMU[J]. Electric Drive for Locomotives, 2020(2): 92-94.