

采用端口阻抗测试的车载充电机传导电磁干扰建模方法研究

李季风¹, 耿宇宇¹, 贾晋², 廖兴林¹, 路青洋¹

(1. 重庆理工大学电气与工程学院, 400054, 重庆;

2. 重庆理工大学汽车零部件先进制造技术教育部重点实验室, 400054, 重庆)

摘要: 针对电动汽车车载充电机的设计过程中普遍存在的电磁干扰频率范围广、干扰源复杂的问题,提出了一种基于端口阻抗测试的等效电路建模和系统级协同仿真方法。首先,通过对车载充电机系统各部件进行阻抗测试和三维电磁仿真,建立了无源器件、端口滤波器和高压屏蔽线缆模型,提取了系统印制电路板关键回路的高频寄生参数。其次,建立了有源器件的仿真电路模拟器等效模型,并通过双脉冲实验验证模型的精度;针对功率因数校正电路控制环节的仿真与建模难以同步实现的问题,采用协同建模的方法构建整个系统的等效电路模型。最后,将各部件模型组合在一起,建立了完整的车载充电机系统传导电磁干扰预测模型,并依据相关测试标准进行了系统传导电磁干扰仿真和实验。结果表明:在 150 kHz~30 MHz 频率范围内,预测结果与实际结果的误差小于 9 dB,具有良好的一致性,表明该模型能够精确预测车载充电机系统高压交流端的传导干扰水平,可以有效指导充电机系统的电磁兼容正向设计。

关键词: 车载充电机;电磁干扰;端口阻抗测试;协同仿真

中图分类号: U469.72 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202501016 **文章编号:** 0253-987X(2025)01-0172-11

Research on Modelling of Conducted Electromagnetic Interference in On-Board Chargers Using Port Impedance Testing

LI Jifeng¹, GENG Yuyu¹, JIA Jin², LIAO Xinglin¹, LU Qingyang¹

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. MOE Key Laboratory of Advanced Manufacturing Technology for Automotive Parts, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: In response to the prevalent challenges of the wide frequency ranges and complexity of electromagnetic interference (EMI) sources during the design process of electric vehicle onboard chargers, a method based on port impedance testing for equivalent circuit modeling and system-level collaborative simulation is introduced. Initially, impedance testing and three-dimensional electromagnetic simulations are performed on various components of the on-board charger system to develop models for passive devices, port filters, and high-voltage shielded cables, extracting high-frequency parasitic parameters from key printed circuit board. Subsequently, simulation program

收稿日期: 2024-03-16。 作者简介: 李季风(1996—),男,硕士生;耿宇宇(通信作者),男,讲师,硕士生导师。 基金项目: 重庆市自然科学基金资助项目(CSTB2023NSCQ-MSX0261);重庆理工大学国家自然科学基金项目培育计划(2022PYZ015)。

网络出版时间: 2024-07-12

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20240710.1915.005>

with integrated circuit equivalent models for active devices are established and validated for accuracy through double pulse experiments. To address the challenge of synchronizing simulation and modeling in the power factor correction circuit's control loop, a co-modeling approach is employed to build the equivalent circuit model of the entire system. Finally, the individual component models are integrated to develop a comprehensive conducted EMI prediction model for the on-board charger system. Simulations and experiments are performed in accordance with relevant testing standards. The results reveal that within the 150 kHz to 30 MHz frequency range, the prediction accuracy deviates by less than 9 dB from the actual results, indicating strong consistency. This suggests that the model can accurately predict the conducted interference levels at the high-voltage AC side of the on-board charger system, thereby offering valuable insights for electromagnetic compatibility design.

Keywords: on-board charger; port impedance testing; electromagnetic interference; co-simulation

车载充电机(OBC)负责将外部电源转换为满足车载电池充电需求的电能形式,具有质量轻、体积小、可靠性好、易于安装并且使用方便等优点,同时也是引起整车电磁干扰(EMI)问题的主要来源^[1-2]。电动汽车内的电磁干扰不仅会对电子设备的正常运行产生影响,而且在严重情况下可能引发控制系统的故障、信号中断等问题,从而直接威胁到汽车的安全驾驶^[3]。目前,车载充电机系统中前级功率因数校正(PFC)电路和后级 DC-DC 变换器中的开关频率越来越高,其电磁干扰问题也愈发严峻^[4-6]。为了缩短研发周期、节省成本,需要在系统设计之初建立一个相对准确的 OBC 系统电磁干扰预测模型,对电磁干扰进行预测和评估,以指导系统的电磁兼容设计^[7-10]。

目前,电磁干扰建模方法大体可分为 3 类,分别为物理基础建模方法^[11-12]、三维电磁仿真建模方法^[13]和数据驱动建模方法^[14-15]。物理基础建模方法基于电磁理论和电路理论,对系统各组成部分的物理特性进行建模和仿真;三维电磁仿真通过求解电磁场的基本方程,详细模拟系统的电磁行为;数据驱动建模利用机器学习和数据分析技术,从数据中提取模式和关系进行预测和建模。

全波电磁建模虽然在准确性和通用性方面具有明显优势,但在计算资源消耗和模型建立的复杂性方面存在限制^[16-17]。状态空间法可以准确建立器件的数学模型,但这种模型对输入条件要求较高,且不易计算,不适合搭建系统传导干扰模型^[18]。数值仿真方法虽然能够全面地评估电路的性能、稳定性和电磁兼容性等,但针对复杂电路进行数值仿真可能需要大量的计算资源和时间^[19]。有限元法通过适当的网格划分和物理特性定义可以提供较高的模拟精度,但对于大型复杂系统,有限元法的计算成本

较高^[20]。黑盒建模的模型仿真精度虽然很高,但部分参数没有其物理意义,对于一些复杂系统可能无法准确描述其行为^[21]。部分单元等效电路方法可以将复杂的电路结构简化为多个子电路单元,但可能无法准确地描述电路的所有特性和行为^[22]。虽然模型降阶技术可以将系统模型简化为较低阶的模型,从而降低计算复杂度并提高仿真效率,但无法分析系统内部寄生参数对电磁干扰的影响^[23]。基于戴维南定理的等效双端口模型仅能描述和预测基本的 Buck 和 Boost 型 DC-DC 变换器的传导干扰^[24]。

目前,针对系统级传导电磁干扰建模的研究较少,本文提出一种基于端口阻抗测试的系统级通用建模方法。首先,分析了主电路中的干扰源和干扰路径,通过阻抗测试和电磁仿真提取无源器件、端口滤波器和高压屏蔽线缆的寄生参数,建立了有源器件的仿真电路模拟器(SPICE)模型,并提取了印制电路板(PCB)寄生参数。然后,基于协同仿真平台,建立了 OBC 系统传导干扰时域仿真模型。通过对时域仿真结果进行中频检波和傅里叶变换,得到了 OBC 系统传导干扰频域波形,并与测试波形作对比,验证了提出的模型在 150 kHz~30 MHz 的准确性。

1 OBC 系统传导电磁干扰机理

1.1 传导 EMI 测试平台

车载充电机系统是电动汽车的重要组成部分,根据国标 GB/T 18655—2018^[25]的规定,系统传导 EMI 测试平台主要由高压交流电源、线性阻抗稳定网络(LISN)、高压屏蔽线缆、主电路和控制电路组成,如图 1 所示,其中 CAN 为控制器局域网络。主功率电路由滤波器、PFC 电路、母线电容、谐振型直流转换电路(CLLC)构成。

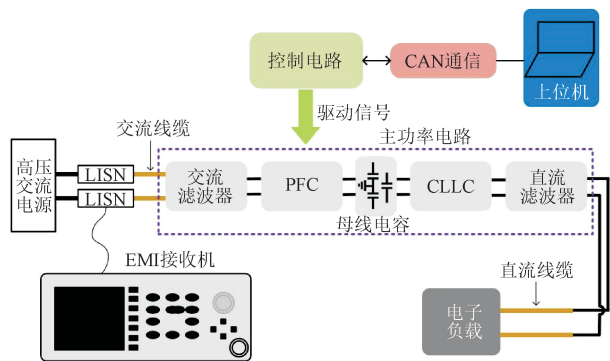


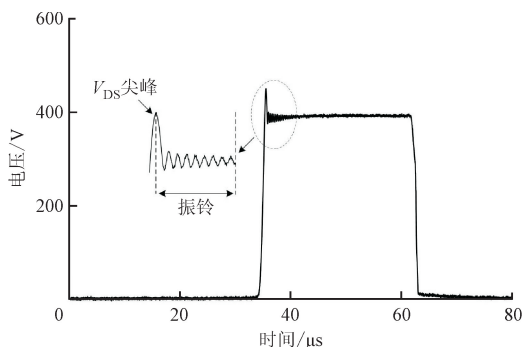
图 1 系统 EMI 测试平台

Fig. 1 OBC system EMI testing platform

1.2 电磁干扰源和传播路径

当车载充电机处于正常工作状态时,内部的功率开关器件以高频率进行快速切换。这种操作将引起电压变化率(dv/dt)和电流变化率(di/dt)的快速变化,导致电路中的电感和变压器的漏感感应到功率开关器件的变化,并在其周围产生感应电压。这些感应电压的变化引发电路中的振荡,导致电压出现尖峰。此外,由于金属-氧化物半导体场效应管(MOSFET)存在寄生参数,其漏极和源极之间的电压 V_{DS} 波形可能出现超调和振铃现象,从而产生高频振荡信号,

进而形成宽频带电磁干扰信号,如图 2 所示。这些干扰信号对周围电路或设备的正常运行产生负面影响,特别是对车载充电机的正常功能造成影响。

图 2 MOSFET 漏源电压 V_{DS} Fig. 2 MOSFET module output voltage V_{DS}

传导电磁干扰根据传播路径的不同可以分为共模干扰路径和差模干扰路径,如图 3 所示。其中, $Q_1 \sim Q_{14}$ 为 MOSFET, C_b 和 C_o 分别为母线电容和滤波电容, L_{r1} 、 L_{r2} 和 C_{r1} 、 C_{r2} 分别为谐振电感和谐振电容, I_{DM} 为差模电流,在系统内部电路之间流通,其路径为差模传播路径, I_{CM} 为共模电流,在系统与大地之间流通,其路径为共模传播路径。

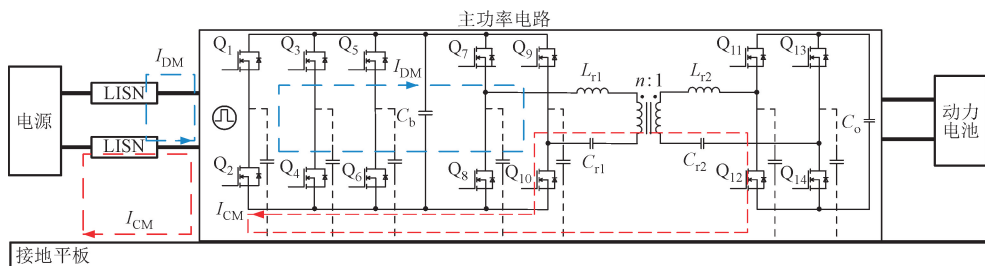


图 3 OBC 系统差模和共模干扰传播路径

Fig. 3 Differential and common mode interference propagation paths in OBC systems

2 系统寄生参数提取与建模

2.1 系统建模机理

由于 LISN 数据手册中有建模参数,可直接建立其等效模型。有源器件(功率开关管等)可通过仿真电路模拟器(SPICE)建立等效模型。使用阻抗分析仪对无源器件进行端口阻抗测试,提取器件的特征参数,即根据实测的阻抗和相位曲线,计算器件的高频等效电路寄生参数值;通过参数拟合,使计算的阻抗与实测阻抗在所关注的频段吻合,以涵盖各器件的共模和差模特性。对于端口滤波器和高压屏蔽线缆,则根据其物理结构、尺寸、外形等建模输入参

数,使用三维电磁软件建立其三维模型以提取其寄生参数,同时建立高频等效电路模型。

OBC 系统传导干扰建模主要包括:无源元件建模、有源元件建模、滤波器建模、高压屏蔽线缆建模以及控制电路建模。

2.2 无源元件建模

电容高频拓扑结构为 RLC 串联,如图 4 所示。其中, C 为实际电容容值, R_c 为寄生电阻, L_c 为寄生电感,典型的电容器阻抗曲线在低频时呈容性、高

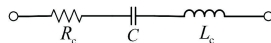


图 4 电容拓扑结构图

Fig. 4 Capacitive topology diagram

频时呈感性,在谐振频率处阻抗取得最小值。

电容高频模型的计算步骤如下。

(1)取谐振点后若干点,根据电容阻抗 Z_C 的计算公式,计算若干点平均电容值,即可计算出电容实际值 C ,公式如下

$$|Z_C|=\frac{1}{2\pi fC}$$

(1)

式中: f 为谐振频率。

(2)由于谐振点处容抗和感抗相等,即 $|Z_C|=|Z_L|$,可以计算出电感 L_c ,公式如下

$$L_c=\frac{1}{4\pi^2f^2C}$$

(2)

(3)在电容拓扑结构中,在谐振点处 $Z=R$,所以谐振点处的阻抗即为电阻 R 的值,整体阻抗如下

$$Z=R_c+j\left(2\pi fL_c-\frac{1}{2\pi fC}\right)$$

(3)

以 22 nF 电容为例,可以计算出 $C=22.1\text{ nF}$, $L_c=6.4\text{ nH}$, $R_c=0.1022\text{ }\Omega$ 。将以上参数导入仿真软件计算其阻抗,仿真与测试结果对比如图 5 所示。其他规格电容的 RLC 寄生参数如表 1 所示。

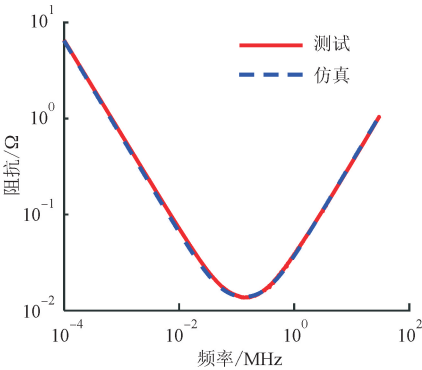


图 5 22 nF 电容仿真与测试阻抗对比图
Fig. 5 Comparison diagram of 22 nF capacitor simulation and testing impedance

表 1 其他电容寄生参数表

Table 1 Other parasitic parameters of capacitors

电容标称值/nF	L_c/nH	C/nF	R_c/Ω
22	6.4	22.1	0.102 2
4.7×10^5	12.2	4.52×10^5	0.158 3
100	0.32	116.73	0.018 5
470	0.45	472.38	0.008 6

电感器高频拓扑结构为 RLC 并联,如图 6 所示。其中, L 为实际电感, C_1 为寄生电容, R_1 为寄生电阻。典型电感的阻抗曲线在低频时呈感性、高频时呈容性,在谐振频率处阻抗取得最大值。

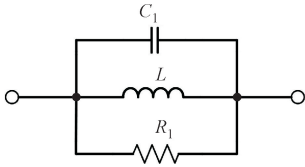


图 6 电感拓扑结构图
Fig. 6 High frequency equivalent circuit model of inductance

电感高频模型的计算与电容相似,不再赘述。以 14 μH 电感为例,可以计算得出 $L=13.76\text{ }\mu\text{H}$, $R_1=2\text{ }400\text{ }\Omega$, $C_1=15.342\text{ pF}$,将以上参数导入仿真软件计算阻抗,仿真与测试结果对比如图 7 所示。其他规格电感的 RLC 寄生参数如表 2 所示。

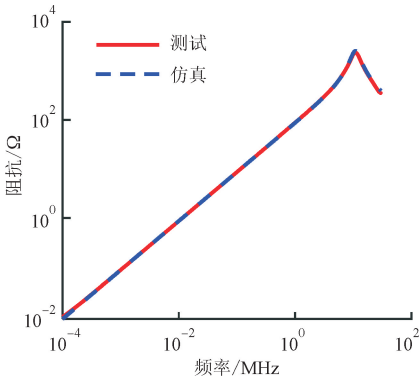


图 7 14 μH 电感仿真与测试阻抗对比图
Fig. 7 Comparison of impedance between simulation and test of 14 μH inductors

表 2 其他电感寄生参数表

Table 2 Parasitic parameter table for other inductors

电感标称值/ μH	$L/\mu\text{H}$	C_1/pF	R_1/Ω
470	457.51	13.523	44 800
14	13.76	15.342	2 400
25	24.8	18.254	2 200

变压器的高频拓扑结构如图 8 所示,其中 L_{mp} 和 L_{ms} 分别为变压器原边和副边的励磁电感, L_p 和

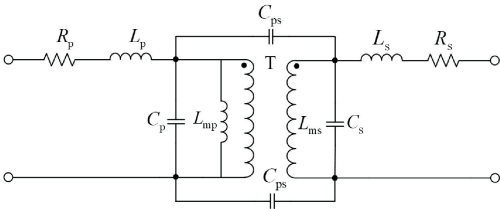


图 8 高频变压器等效电路模型
Fig. 8 Equivalent circuit model of high-frequency transformer

L_s 分别为原边和副边的漏感, R_p 、 R_s 分别为原边和副边的寄生电阻, C_p 、 C_s 分别为原边和副边的极间电容, C_{ps} 为原边和副边的组间电容。在传导干扰模型中, 变压器的极间电容 C_p 、 C_s 和组间电容 C_{ps} , 是共模干扰和差模干扰的重要路径。

变压器的寄生参数通过开路、短路法进行提取, 提取步骤如下。

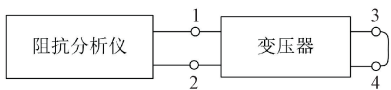
(1) 测试变压器的变压比 k 。使用信号发生器, 设置输入电压峰值为 V_{in} , 将信号发生器接入变压器原边, 然后将示波器的电压探头正负极接入变压器副边, 设输出电压峰值为 V_{out} , 根据变压器的变压比定义 $k = V_{in}/V_{out}$, 可计算出变压比 k 。

(2) 计算漏感和寄生电阻。将变压器的副边短接, 测量原边的阻抗, 如图 9(a) 所示, 此时有回路电感和回路电阻

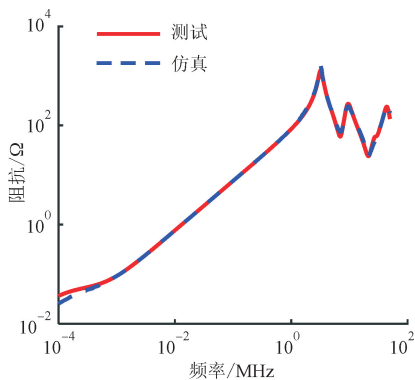
$$L_1 = L_p + k^2 L_s \quad (4)$$

$$R_1 = R_p + k^2 R_s \quad (5)$$

式中: L_1 为在变压器工作频率处的阻抗虚部; R_1 为变压器工作频率处的阻抗实部。图 9(b) 为仿真软件计算的阻抗与测试阻抗结果对比。



(a) 原边阻抗测试(副边短路)示意图



(b) 原边阻抗测试(副边短路)仿真与测试对比

图 9 变压器原边阻抗测试

Fig. 9 Transformer primary impedance test diagram

同理将变压器的原边短接, 测量副边的阻抗, 如图 10(a) 所示。此时, 有回路电感和回路电阻

$$L_2 = L_s + \frac{1}{k^2} L_p \quad (6)$$

$$R_2 = R_s + \frac{1}{k^2} R_p \quad (7)$$

式中: L_2 为在变压器工作频率处的阻抗虚部; R_2 为变压器工作频率处的阻抗实部。图 10(b) 为仿真软件计算的阻抗与测试阻抗结果对比。

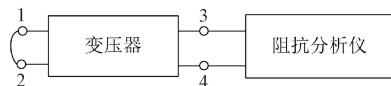
联立式(4)~(7), 可解得

$$L_p = \frac{k^2(L_1 + L_2)}{2(1 + k^2)} \quad (8)$$

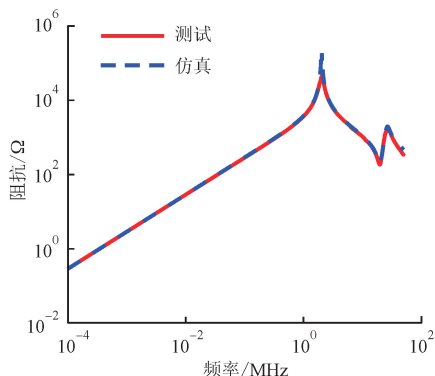
$$L_s = \frac{L_1 + L_2}{2(1 + k^2)} \quad (9)$$

$$R_p = \frac{k^2(R_1 + R_2)}{2(1 + k^2)} \quad (10)$$

$$R_s = \frac{R_1 + R_2}{2(1 + k^2)} \quad (11)$$



(a) 副边阻抗测试(原边短路)示意图



(b) 副边阻抗测试(原边短路)仿真与测试对比

图 10 变压器副边阻抗测试

Fig. 10 Transformer secondary impedance test diagram

(3) 计算励磁电感和寄生电容。首先将变压器的副边开路, 测量原边的阻抗。此时有回路电感 $L_{11} = L_p + L_{mp}$, 则 $L_{mp} = L_{11} - L_p$, 其中 L_{11} 为变压器工作频率处的阻抗值虚部。根据阻抗曲线高频处相位为 -90° 时的阻抗值, 由电容计算式计算出 C_p 的值。

同理, 将变压器的原边开路, 测量副边的阻抗。则可以计算出 $L_{ms} = L_{22} - L_s$, 其中 L_{22} 为变压器工作频率处的阻抗值虚部。取高频处相位为 -90° 的阻抗值, 由电容计算公式计算得出 C_s 的值。

(4) 计算绕组间耦合电容。将变压器的原边和副边同时短路, 测量变压器阻抗。根据测得的阻抗曲线, 即可计算得到绕组间耦合电容 C_{ps} 的值。

根据上述测试, 计算出该系统中的高频变压器寄生参数如表 3 所示。

表 3 高频变压器寄生参数

Table 3 Parasitic parameters of high-frequency transformers

参数	数值	参数	数值
$L_p/\mu\text{H}$	0.89	C_s/pF	6.10
$L_s/\mu\text{H}$	0.67	C_{ps}/pF	96.25
$L_{mp}/\mu\text{H}$	71.89	R_p/Ω	0.358
$L_{ms}/\mu\text{H}$	135.76	R_s/Ω	0.664
C_p/pF	12.53		

从上述测试与仿真对比图可以看到,仿真与测试结果的阻抗曲线几乎完全吻合,证明所建立的电感、电容以及变压器的高频等效电路模型准确度较高,可用于后续整体系统的建模。

2.3 有源元件建模

对于车载高压系统通常选用 MOSFET 作为功率开关管。在确定功率器件型号后,可从器件制造商官网获得相应的仿真电路模拟器模型。为了对功率开关管模型的开关特性进行评估验证,使用样机的一个桥臂(包含 2 个 MOSFET)搭建双脉冲电路进行双脉冲测试,测试电路如图 11 所示。其中, R_{on} 为导通电阻, R_{off} 为关断电阻, L_a 为寄生电感。

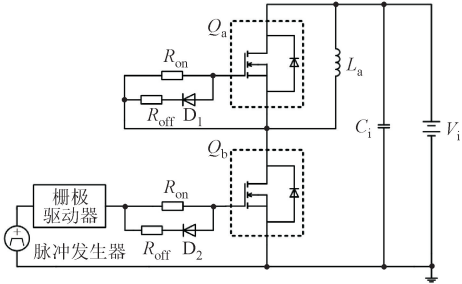
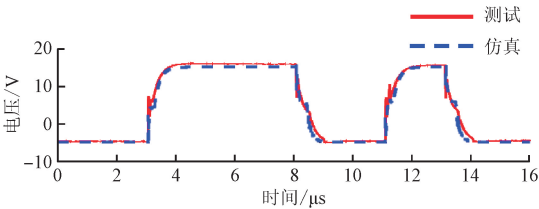


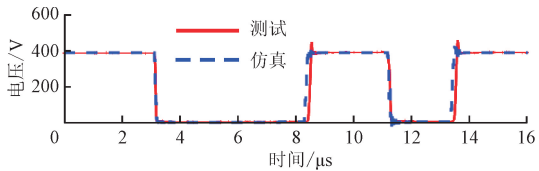
图 11 双脉冲测试电路

Fig. 11 Double pulse testing circuit

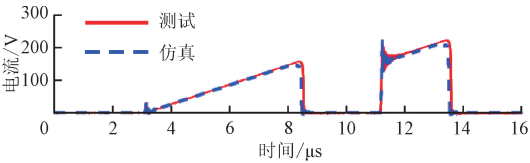
根据相同的外围电路结构,在仿真软件中建立双脉冲仿真电路。对上述功率开关管开关特性的测试与仿真对比结果如图 12 所示。



(a) MOSFET 栅源电压



(b) MOSFET 漏源电压



(c) MOSFET 漏极电流

图 12 MOSFET 开关特性仿真与测试结果对比

Fig. 12 Comparison of MOSFET switch characteristics between simulation and test results

从图 12 可以观察到,仿真和测试波形呈现出一致的趋势。该 MOSFET 模型能够有效地反映实际模型在开启和关闭过程中的电压和电流尖峰,显示出较高的精度。满足后续的传导发射电磁兼容仿真要求。

2.4 滤波器建模

在传导干扰中,以电源线传导干扰最为严重。抑制电源线上干扰的主要途径是使用 EMI 滤波器,所以通常会在电动汽车车载充电机的输入端集成一个端口滤波器,是为了减小或抑制来自电网的电磁干扰以及防止干扰传播到电动汽车系统中。其主要是由共模扼流圈、X 电容和 Y 电容构成。共模扼流圈对共模信号呈现高阻抗特性,可降低差分传输线、电源线等的共模噪声;X 电容接在输入线两端用来消除差模干扰;Y 电容接在输入线和地线之间,用来消除共模干扰。通常用插入损耗表征滤波器的特性。根据图 13 所示的建模思路,建立其等效模型如图 14 所示,其中, h 为两电感之间的耦合系数。

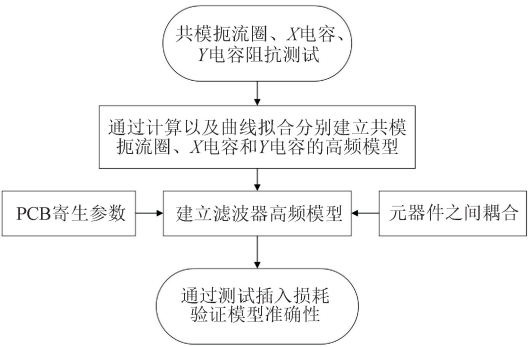


图 13 滤波器建模技术思路流程图

Fig. 13 Flow chart of filter modeling technology concept

为了验证所建模型的准确性,在仿真软件中建立其等效模型,仿真结果与测试结果对比如图 15 所示。

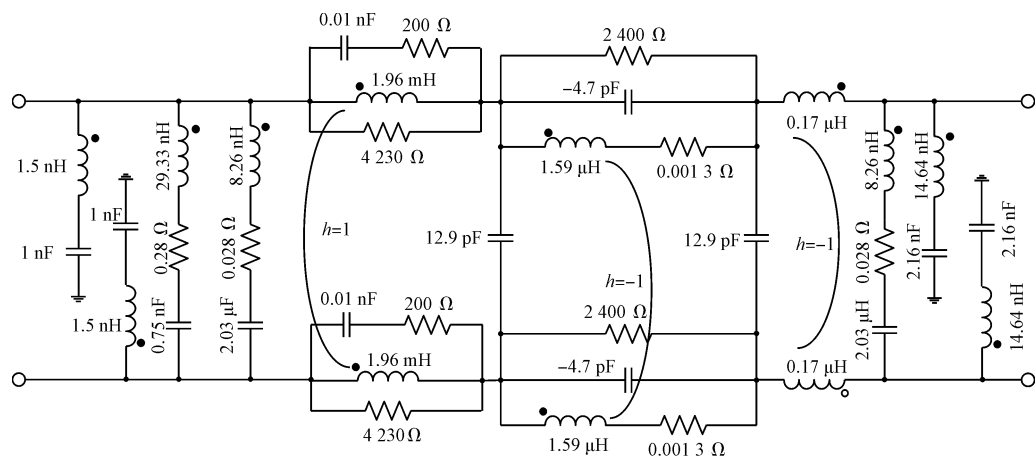


图 14 滤波器等效电路模型

Fig. 14 Equivalent circuit model of filter

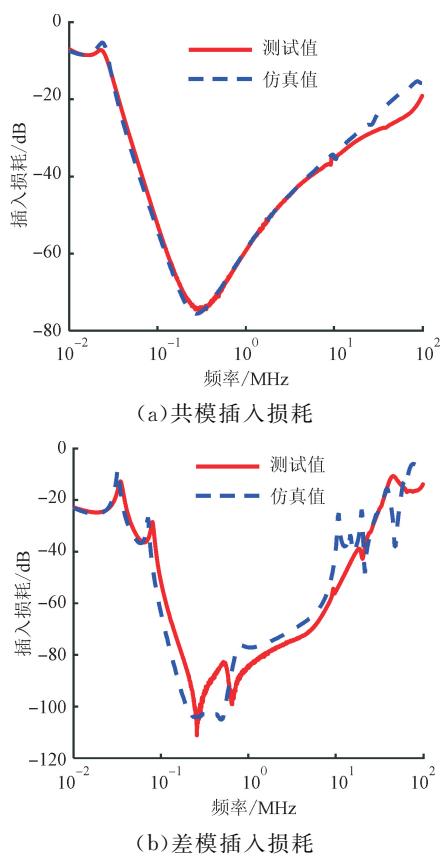


图 15 滤波器等效电路模型验证

Fig. 15 Verification of equivalent circuit model for filters

从图 15(a)可以看出,在 10 MHz 前测试与仿真结果基本一致,由于测试夹具的特性在高频范围内存在响应不足或失真,导致测试结果的准确性受到影响,所以在 10 MHz 后测试与仿真结果偏差逐渐变大。从图 15(b)可以看出,在 80 kHz~100 MHz 频段范围内出现误差,但整体趋势基本一致。考虑到在高频范围内,滤波器的布局和布线效应会导致

共模和差模电路的响应方式不同,差模电路具有更复杂的布局和布线,更容易受到高频信号传输特性的影响,从而导致差模测试结果的误差增加。

2.5 屏蔽线缆高频模型

系统运行过程中产生的高次谐波,有一部分通过高压线缆进行传导,线缆内部的杂散参数如电阻、电感,都会影响到交直流变换系统中的传导干扰,因此在建模过程中需要对线缆杂散参数加以考虑。在高压 LISN 后需要接入高压线缆,由于电小尺寸原理,将 2.5 m 的高压线缆分为 5 段,每段拓扑结构如图 16 所示。其中, R_{eq1} 、 R_{eq2} 是线缆等效电阻, L_{eq1} 、 L_{eq2} 是线缆等效电感, C_1 、 C_2 表示导体对屏蔽层电容, $M_1 \sim M_4$ 和 C_3 、 C_4 分别表示线缆内两导体间的互感和互容。每段的参数如表 4 所示。

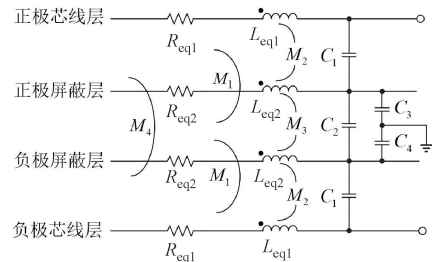


图 16 线缆单位段等效电路模型

Fig. 16 Equivalent circuit model of cable unit segment

表 4 屏蔽线缆模型寄生参数

Table 4 Parasitic parameters of shielded cable model			
参数	数值	参数	数值
$R_{eq1}/\text{m}\Omega$	0.16	C_1/pF	445.56
$R_{eq2}/\text{m}\Omega$	2.80	C_2/pF	9.76
L_{eq1}/nH	439.98	C_3/pF	6.48
L_{eq2}/nH	401.14	C_4/pF	6.64

2.6 PCB 寄生参数提取

提取 PCB 寄生参数主要是提取 PCB 上连接各元器件铺铜的 RLC 参数,即寄生电感、寄生电阻和寄生电容,其中寄生电感和寄生电阻为 PCB 走线自身参数,寄生电容为走线对地电容参数,这些参数对系统高频特性有影响。

将 PCB 板的三维模型导入到三维电磁场软件中,对 PCB 中的各层和材料进行属性设置,包括导电率、介电常数等,同时将 PCB 几何模型划分为网格,并设置仿真参数,包括激励信号、仿真频率范围等。最后,运行电磁场仿真软件,即可提取不同频率下的 PCB 走线寄生参数。

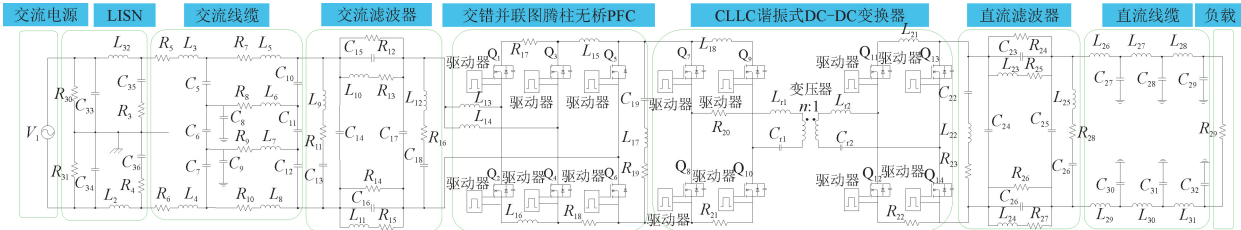
由于 PCB 走线过多,仅展示图 3 中对传导干扰

频谱影响最大的走线回路寄生参数,如表 5 所示,即原理图中接地点到 PCB 板的螺栓接地点之间的寄生参数值。其余参数在等效电路中的位置如图 17 所示。其中,ABS 为取绝对值、PI 为比例和积分控制。

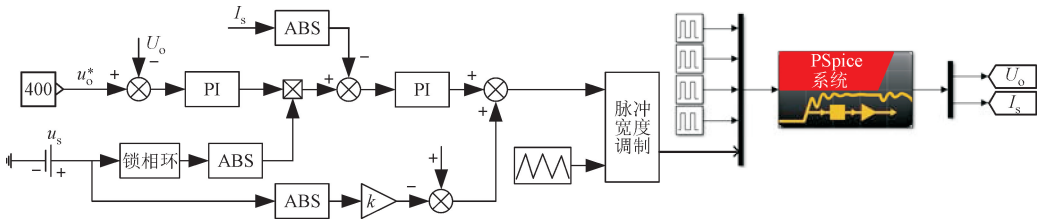
表 5 主要回路的寄生参数表

Table 5 Parasitic parameters of the main circuit

主要回路	C/pF	R/mΩ	L/nH
Q8S-CT5	0.813 4	2.033 6	10.219 2
CT5-PGND1	2.457 5	1.050 4	15.027 2
PGND1-Q6S	3.139 9	1.424 4	30.940 1
Q5D-PUdc	2.574 4	1.460 1	31.008 1
Q7S-Q10D	2.232 5	1.024 4	11.179 4
PUdc-Q7D	4.649 4	2.011 8	53.701 2



(a)PSpice 搭建模型



(b)Matlab 主电路控制模块

图 17 车载充电机系统模型

Fig. 17 On-board charger system model

2.7 控制电路建模

交错并联图腾柱无桥 PFC 电路通过交错并联两个 PFC 单元来改善电源系统的功率因数,降低输入电流谐波和脉动,提高系统效率和稳定性。其控制原理是,采用平均电流控制方法,通过监测输出电流的平均值,并将其与参考电流进行比较,以调整开关器件的工作周期,从而实现对输出电流的稳定控制。该控制算法基本框架如图 18 所示。

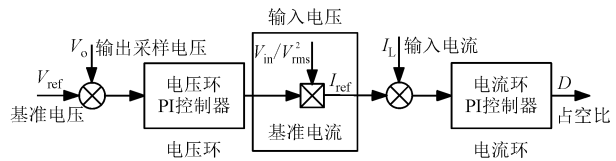


图 18 平均电流控制算法框架

Fig. 18 Average current control algorithm framework

在选择电压环和电流环的 PI 参数时,因为电流

环的响应速度比电压环快,所以首先要确定电流环 PI 参数,再确定电压环 PI 参数,以确保电流能够迅速跟踪参考信号。电流环 PI 参数选择步骤如下:首先,建立电流环模型的传递函数;其次,选择初始 PI 参数,并使用 Ziegler-Nichols 方法进行整定;最后,根据实际情况进行微调,确保系统具有良好的动态响应和稳态性能。电压环 PI 参数选择步骤与电流环相似。

与前级 PFC 电路相比,后级 DC-DC 电路在额定工况下开关管驱动信号占空比保持稳定,所以采用固定占空比的 PWM 控制即可。

3 系统传导发射建模仿真与实验

OBC 系统的高频等效电路模型由以上建立的各部件模型组成,在 PSpice 中搭建模型,并在 Matlab 中搭建了交错并联图腾柱无桥式 PFC 电路和 CLLC 谐振式 DC-DC 变换器的控制电路,提供多

个功率开关管的驱动信号。如图 17 所示,通过 Matlab 和 PSpice 两个软件协同仿真,实现对 OBC 系统传导电磁干扰的预测。

将 OBC 系统电路通电,在额定工况(输入电压为交流 220 V,输出电压为直流 400~750 V,输出功率为 6.6 kW)下使用示波器的电压探头测试系统关键位置波形。图 19 和图 20 为 MOSFET 的 V_{DS} 和高频变压器原边电压的仿真与测试电压波形对比。从时域角度看, V_{DS} 波形与测试基本吻合,变压器原边电压波形在峰值处的震荡相较测试波形略大;从频域角度看, V_{DS} 与变压器原边电压在除中频段 1~10 MHz 的各谐振点处,仿真与测试都能较好的吻合。

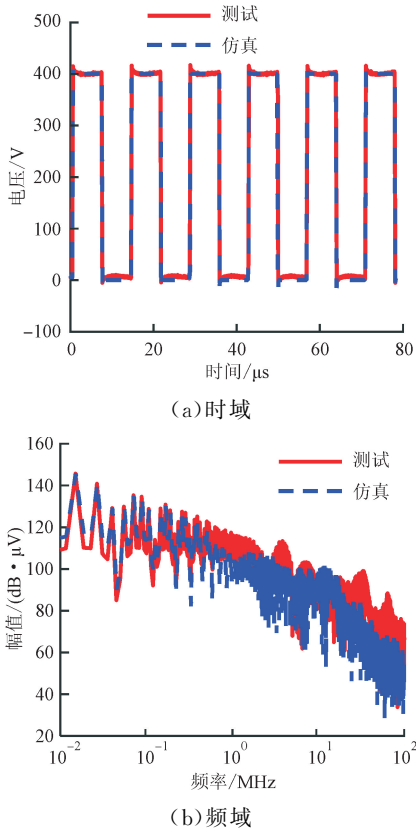


图 19 MOSFET 的 V_{DS} 波形对比图
Fig. 19 Comparison diagram of the MOSFET V_{DS} waveform

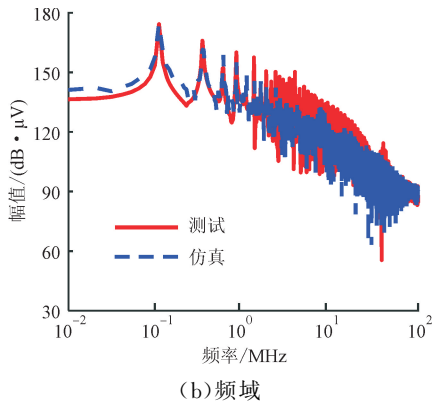
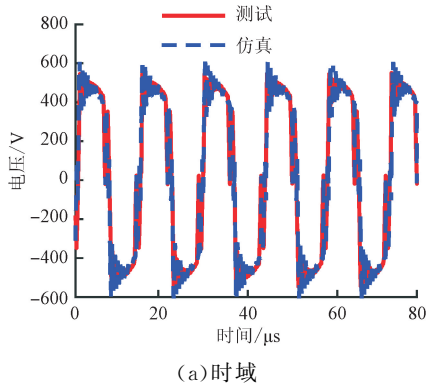


图 20 变压器原边电压波形对比
Fig. 20 Comparison diagram of transformer primary voltage waveform

参照相关测试标准,在车载充电机额定工况下进行了传导发射实验,测试现场如图 21 所示,传导干扰峰值仿真与测试对比如图 22 所示。

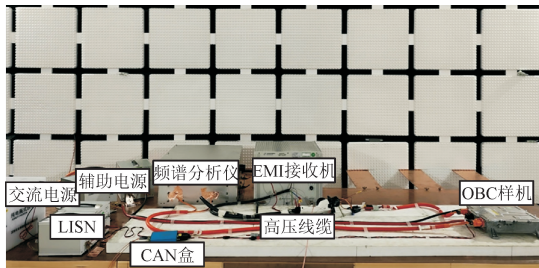


图 21 实验测试场景
Fig. 21 Experimental testing scenarios

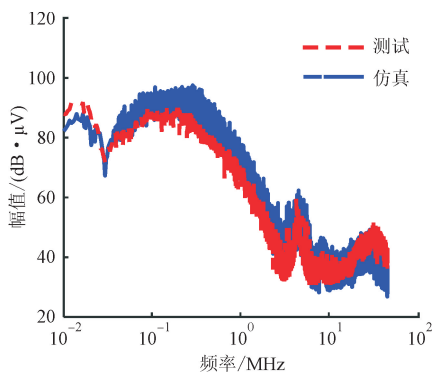


图 22 系统仿真与实验结果对比
Fig. 22 Comparison of simulation and experimental results

对比仿真和实验结果可以看出,在开关频率为 100、200 kHz 及其倍频处,200~550 kHz 和 3~20 MHz 仿真和测试的幅值误差在 6 dB 以内,600 kHz~5 MHz 频段内,误差小于 9 dB,即仿真模

型能够准确反映开关频率的传导干扰特性。考虑到测试和仿真所处的环境可能存在差异,会影响电路的性能和行为,所以仿真结果与实验结果相比出现一定的误差。总体来说,仿真与实验结果在量级、趋势和尖峰方面都有很好的一致性,说明等效电路模型的准确性较高,可以用来模拟实际车载充电机系统的传导发射情况。

4 结 论

本文针对电动汽车车载充电机系统高压交流输入端产生的电磁干扰问题,提出了基于端口测试的传导 EMI 建模方法,重点介绍了车载充电机系统级模型建立过程,并通过实验对本文建立的系统级模型进行了验证,主要结论如下。

(1)通过分析传导的干扰源,确定了功率开关管为主要的传导干扰源;通过分析共模干扰和差模干扰的传导通路,确定了共模干扰主要存在于系统与大地构成的回路之中,差模干扰主要存在于系统电路之间。

(2)仅根据阻抗测试结果,即可建立电容、电感、变压器等无源器件的高频等效电路模型,并且在 9 kHz~30 MHz 频段内仿真与测试的阻抗特性一致。

(3)基于协同仿真平台,将各部件模型连接为完整的车载充电机系统高频等效电路模型,并对于干扰源和系统传导干扰进行了验证。结果显示,在传导干扰所关注的 150 kHz~30 MHz 频段内,干扰源和系统传导干扰的频谱仿真结果与测试结果基本吻合,具有较好的预测效果,可为电动汽车 OBC 系统传导 EMI 的快速预测和仿真提供参考。

参考文献:

- [1] CHEN Yunqi, JIA Minli, SUN Hao, et al. SiC-based bidirectional three-phase CLLLC resonant converter with integrated magnetics for high-power on-board charger applications [C]//2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2023: 350-355.
- [2] SHARMA U, SINGH B. A non-isolated onboard charger for electric vehicle [C]//2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2021: 446-451.
- [3] 杨文荣, 栾君玲, 刘畅, 等. 充电系统三合一总成的电磁干扰及抑制研究 [J]. 实验技术与管理, 2021, 38(9): 143-148.
- YANG Wenrong, LUAN Junling, LIU Chang, et al.

Research on electromagnetic interference and suppression of three-in-one assembly of charging system [J]. Experimental Technology and Management, 2021, 38(9): 143-148.

- [4] HU Jian, XU Xiao, CAO Dongdong, et al. Analysis and optimization of electromagnetic compatibility for electric vehicles [J]. IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 2019, 8(4): 50-55.
- [5] 赵文辉, 沈艳霞. 电动汽车车载充电机拓扑研究综述 [J]. 控制工程, 2019, 26(1): 29-36.
- ZHAO Wenhui, SHEN Yanxia. Review on the research of electric vehicle on-board charger topologies [J]. Control Engineering of China, 2019, 26(1): 29-36.
- [6] 汪泉弟, 安宗裕, 郑亚利, 等. 电动汽车开关电源电磁兼容优化设计方法 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 225-231.
- WANG Quandi, AN Zongyu, ZHENG Yali, et al. Electromagnetic compatibility optimization design for switching power supply used in electric vehicle [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(9): 225-231.
- [7] 赵凯, 王闯, 李尊朝, 等. 结合平衡和滤波技术抑制 GaN 电源转换器的电磁干扰 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(2): 38-42.
- ZHAO Kai, WANG Chuang, LI Zunzhao, et al. A method for suppressing electromagnetic interference of GaN converter utilizing balance and filter technologies [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(2): 38-42.
- [8] MURRO F D, ROMANO D, DE LAURETIS M, et al. Efficient computation of partial elements in the full-wave surface-PEEC method [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(4): 1189-1201.
- [9] WU Chunyu, KIM H, HE Jiayi, et al. Analysis and modeling of conducted EMI from an AC-DC power supply in LED TV up to 1 MHz [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(6): 2050-2059.
- [10] 翟丽, 杨霜洁, 胡桂兴, 等. 电动汽车电机驱动系统传导电磁干扰建模 [J]. 北京理工大学学报, 2022, 42(8): 824-833.
- ZHAI Li, YANG Shuangjie, HU Guixing, et al. Modeling on conducted electromagnetic interference for motor drive system of electric vehicle [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2022, 42(8): 824-833.
- [11] TAKAHASHI K, IBUCHI T, FUNAKI T. Frequen-

- cy domain simulation of conducted EMI in power electronic converters considering internal near field couplings by FEM [C]//2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 1-6.
- [12] 谢立宏. 隔离型变换器共模传导干扰的建模与抑制方法研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2018.
- [13] 高璐, 徐策, 董光冬, 等. 基于电磁仿真软件的平面变压器共模电磁干扰建模方法及其应用 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(24): 5057-5063.
- GAO Lu, XU Ce, DONG Guangdong, et al. Common mode electro-magnetic interference modeling method of planar transformers based on CST software and its application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(24): 5057-5063.
- [14] 陆德政. 基于神经网络的电磁干扰滤波器建模及设计研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2020.
- [15] LI Haoze. The electromagnetic topology optimization algorithm based on BP neural network technology [C]//2022 IEEE 4th International Conference on Civil Aviation Safety and Information Technology (ICCASIT). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2022: 1450-1455.
- [16] RAI A M R, RUBA M, NEMES R O, et al. Artificial neural network and data dimensionality reduction based on machine learning methods for PMSM model order reduction [J]. IEEE Access, 2021, 9: 102345-102354.
- [17] 路宏敏, 余志勇, 谭康伯, 等. 抑制同步开关噪声的新颖电磁带隙结构 [J]. 西安交通大学学报, 2012, 46(6): 17-22.
- LU Hongmin, YU Zhiyong, TAN Kangbo, et al. A novel electromagnetic band-gap structure for noise suppression of simultaneous switching [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2012, 46(6): 17-22.
- [18] 吴瀛喆. 基于碳化硅 MOSFET 的电机驱动系统传导电磁干扰的分析与研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [19] SHIM H, KIM H, KWACK Y, et al. Inverter modeling including non-ideal IGBT characteristics in hybrid electric vehicle for accurate EMI noise prediction [C]//2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 691-695.
- [20] MOLOGNI J F, KOPP M, SIQUEIRA C L R, et al. Automotive EMC analysis using the hybrid finite element boundary integral approach [C]//2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway, USA: IEEE, 2013: 688-693.
- [21] ROJAS-DUEÑAS G, RIBA J R, MORENO-EGUILAZ M. Black-box modeling of DC-DC converters based on wavelet convolutional neural networks [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 1-9.
- [22] 黄华震, 全涵, 王宁燕, 等. 考虑寄生振荡的 IGBT 分段暂态模型对电磁干扰预测的影响分析 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2434-2445.
- HUANG Huazhen, TONG Han, WANG Ningyan, et al. Analysis of the influence of IGBT segmented transient model with parasitic oscillation on electromagnetic interference prediction [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(12): 2434-2445.
- [23] 王宁. 基于 IGBT 的电力电子系统多时间尺度建模及其降阶方法研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
- [24] SHINDE S, MASUDA K, SHEN Guangyao, et al. Radiated EMI estimation from DC-DC converters with attached cables based on terminal equivalent circuit modeling [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(6): 1769-1776.
- [25] 国家市场监督管理总局, 国家标准化管理委员会. 车辆、船和内燃机 无线电骚扰特性 用于保护车载接收机的限值 and 测量方法: GB/T 18655—2018[S]. 北京: 中国标准出版社, 2018.

(编辑 杜秀杰)