

电力与传动控制

电动汽车电机驱动系统传导干扰建模及预测

刘松林, 杨天砚, 支永健, 闵建军
(中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 电机驱动系统高压直流端电磁干扰 (EMI) 抑制是电动汽车电磁兼容设计的关键技术之一。目前行业内针对该端口的 EMI 抑制通常采用基于经验试错法, 缺乏一套精确的系统级 EMI 仿真预测模型进行定量的电磁兼容风险评估。文章研究了电机驱动系统 EMI 传导干扰路径, 提出了一种基于矢量匹配法的电机高频等效电路建模方法和一种基于时域提取法的系统等效干扰源建模方法, 并建立了电机驱动系统传导干扰高频电路模型。基于一台实际乘用车电驱系统进行仿真实验, 结果显示, 在 150 kHz~10 MHz 频率范围内, 预测结果与实际结果的误差小于 6 dB, 表明该模型能够精确预测系统高压直流端 EMI 滤波抑制前后的传导干扰水平, 可以有效指导电机驱动系统电磁兼容正向设计。

关键词: 电机驱动器; EMI 仿真预测; 矢量匹配法; 时域提取法

中图分类号: U463.63⁺1

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2021)04-0050-09

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2021.04.009

Modeling and Prediction of Conducted Interference of Electric Vehicle Motor Drive System

LIU Songlin, YANG Tianfan, ZHI Yongjian, MIN Jianjun
(CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: EMI suppression of high voltage DC end of motor drive system is one of the key technical problems in EMC design of electric vehicles. At present, EMI suppression for this port is usually based on empirical trial and error method in the industry, which lacks a set of accurate system level EMI simulation prediction models for quantitative EMC risk assessment. This paper studies EMI conducted interference paths of motor drive system, proposes a motor high-frequency equivalent circuit modeling method based on vector matching method and a system equivalent interference source modeling method based on time-domain extraction method, and establishes a conducted interference high-frequency circuit model of motor drive system. Experimental verification is carried out based on an actual passenger car electric drive system, and the overall error between predicted results and actual strategy results is less than 6 dB in the frequency range of 150 kHz ~ 10 MHz, which shows that the model can accurately predict the conducted interference level before and after EMI filtering suppression in the high voltage DC end of the system, and can effectively guide the forward EMC design of motor drive system.

Keywords: motor driver; EMI simulation prediction; vector matching; time domain extraction

0 引言

电机驱动系统作为电动汽车上高电压、大电流且

耦合路径多样的电气系统, 其中的功率器件工作时, 快速变化的电流和电压会通过分布电感和电容产生高幅值、宽频带、以传导为主的电磁干扰, 给电动汽车的安全运行带来隐患。通过建立电机驱动系统 EMI 仿真模型, 不仅能实现对系统传导干扰的精确预测, 而且有利于在系统设计阶段进行电磁兼容优化, 特别

收稿日期: 2020-12-21

作者简介: 刘松林 (1992—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为轨道交通系统电磁兼容。

是 EMI 滤波器设计。文献 [1] 的研究结果表明，在一个三相逆变器中，如果对每个元件及其耦合效应都进行精确建模，那么在 100 MHz 以下频率范围内，EMI 仿真预测结果都是准确的。然而在实际工程中，EMI 预测通常只能保证 5 MHz 以下频率范围内的预测误差小于 6 dB^[2-6]，而高频误差可能会达到 20 dB 以上。这种误差主要由以下几方面因素引起：

（1）电机高频建模误差较大。一般基于物理结构的电机高频建模需要通过阻抗测量或者有限元分析（FEA）来提取多个未知物理量^[7]，然而由于电机物理结构过于复杂，很难将所有参数量化，需要根据不同物理量在不同频段的主导地位进行局部建模^[8]，因此难以保证全频段的模型误差。文献 [5-6] 将电机作为黑盒进行行为级高频建模，但都是基于某些特定频率建立数值拟合方程进行迭代优化，在这些特定频率下模型精度非常高，但在其他频率范围内模型误差较大。

（2）系统干扰源建模误差较大。文献 [9] 利用双重傅里叶积分方法在频域中建立了理想的逆变器 SPWM 共模干扰源和差模干扰源，在此基础上考虑 PWM 上升沿影响，叠加了一个上升沿优化函数，再通过反傅里叶变换到时域进行仿真。采用这种方法是假定每个 PWM 方波的上升沿时间相等，并且需要提前进行 IGBT 双脉冲试验以获取 PWM 上升沿时间，这与实际情况存在一定差异。文献 [2-6] 采用时域提取的方法通过测试得到逆变器共模和差模干扰时域波形，通过戴维南等效定理建立等效干扰源和源阻抗模型，这种方法较为普遍使用，但受限于测试采集设备的 A/D 转换精度，一般情况下，频率在 10 MHz 以上的采集信号会被设备底层的噪声所淹没。

（3）时域仿真结果经傅里叶变换后误差较大。电动汽车电机驱动器传导发射水平是以直流输入侧线路阻抗稳定网络（line impedance stabilization network, LISN）端 EMI 接收机输出结果为评判依据，但由于 EMC 标准^[10]对接收机的分辨率带宽（RBW）、包络检测器、峰值检测器、准峰值检测器和平均检测器有特定的要求，若不考虑这些要求，快速傅里叶变换（FFT）结果可能与实际测量结果不符^[11-12]。

本文采用矢量匹配算法建立了电机行为级模型，在 150 kHz~100 MHz 频段内模型误差小于 1%。矢量匹配算法被广泛应用于电力系统的频率特性拟合^[13]，不需要经验丰富的用户选择拟合频率点，其拟合结果在所有相关频率范围内都与测量结果相匹配，并且电路拓扑等效方法比较成熟，参数化方法相对简单。在电机精确建模的基础上，再通过时域提取，建立了

系统干扰源等效模型，最后搭建了整个电机驱动系统的高频传导干扰仿真电路，分别预测了系统高压直流输入侧有 EMI 滤波器和无 EMI 滤波器时 LISN 上传导干扰电压大小。预测结果与实际测量结果在 150 kHz~10 MHz 频段内误差小于 6 dB，验证了本文建模方法的正确性。

1 电机驱动系统传导干扰路径分析

电机驱动系统共模干扰主要由开关过程中瞬时跳变电压和系统内部寄生电容相互作用而产生。寄生电容包括 IGBT 对散热器寄生电容（ C_A, C_B, C_C ）、直流母排对散热器寄生电容（ C_{BUS} ）、电机绕组对机壳寄生电容（ C_{MOTOR} ）以及线缆对屏蔽层寄生电容（ C_{Cable} ）等。系统共模传导干扰路径如图 1 中虚线所示，主要包括：① IGBT → 三相屏蔽线 → C_{MOTOR} → 接地板 → C_{BUS} → IGBT，即红色虚线路径；② IGBT → 三相屏蔽线 → C_{Cable1} → 接地板 → C_{BUS} → IGBT，即蓝色虚线路径；③ IGBT → $C_{A/B/C}$ → 接地板 → LISN → 直流屏蔽线 → IGBT，即绿色虚线路径；④ IGBT → $C_{A/B/C}$ → 接地板 → C_{Cable2} → 直流屏蔽线 → IGBT，即紫色虚线路径。图 1 中， C_{IN} 为直流支撑电容。

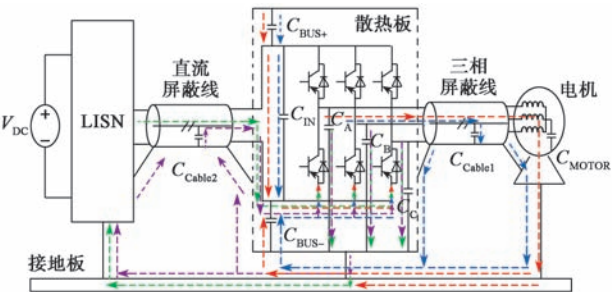


图 1 共模传导干扰路径
Fig. 1 Common mode EMI conducted path

电机驱动器差模干扰是由开关器件在开通和关断过程中产生的 di/dt 与系统中杂散电感相互作用形成的。若开关 K_1, K_4, K_6 导通，系统差模传导干扰路径如图 2 中虚线所示，主要包括电源侧干扰路径（蓝线）和电机侧干扰路径（红线）。

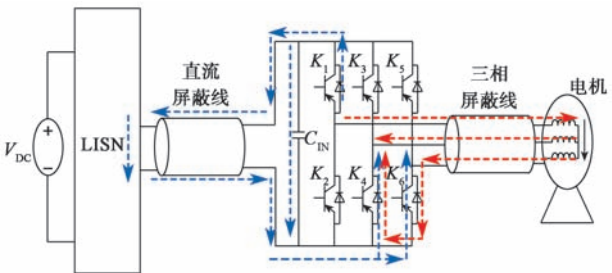


图 2 差模传导干扰路径
Fig. 2 Defferential mode EMI conducted path

2 电机驱动系统传导干扰电路建模

电机驱动系统传导干扰建模主要包括4个部分：系统干扰源建模、IGBT寄生参数提取、人工电源网络建模以及电机高频建模。

2.1 系统干扰源模型

电机驱动系统三相二电平逆变器拓扑如图3(a)所示，其中 C_{BUS+} 和 C_{BUS-} 分别为直流正负母排对散热器的寄生电容， Z_{MOTOR} 为电机绕组对机壳的寄生阻抗。通过测试将交流输出母排对直流负母排电压进行时域提取并表示为电压源，则可用图3(b)所示电压源来替换图3(a)中交流输出母排和直流负母排之间的IGBT开关。

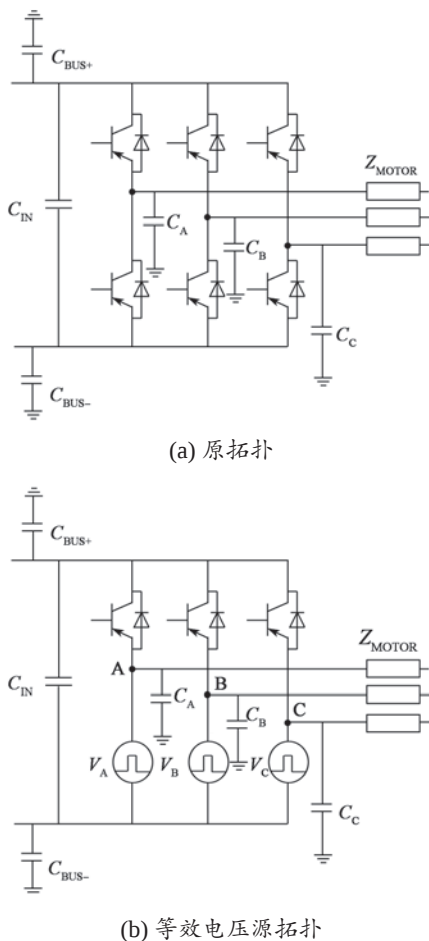


图3 三相二电平逆变器等效电压源拓扑

Fig. 3 Equivalent voltage source topology of three-phase two-level inverter

图4示出单相共模等效电路推导示意。在图4(a)所示的单相电路中，由于上开关与下开关总是同时动作，因此去除上管将不会影响图4(b)所示电路的功能。考虑到直流支撑电容 C_{IN} 为差模电容，因此该支撑电容可以忽略，其共模等效电路如图4(c)所示。

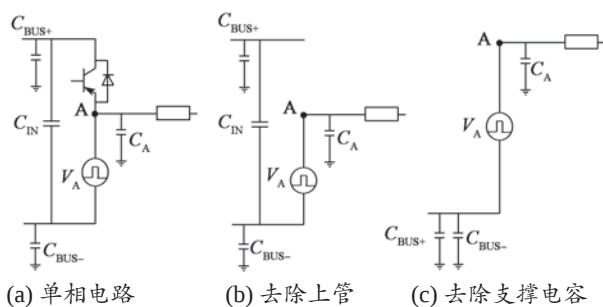


图4 单相共模等效电路推导

Fig. 4 Derivation of single phase common mode equivalent circuit

同理，三相共模等效电路如图5所示。

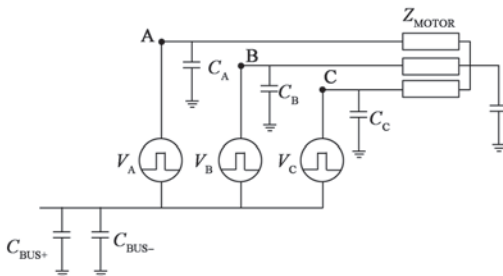


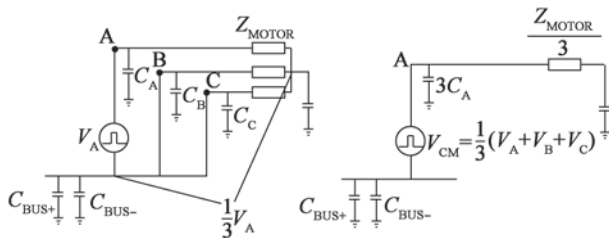
图5 三相共模等效电路

Fig. 5 Equivalent three-phase common mode circuit

由电路叠加定理和戴维南等效定理可知，系统共模总干扰电压由每一相电压源电压叠加得到，如图6(a)所示，其计算见式(1)。考虑到三相交流输出母排结构对称，其对地寄生电容大小相等，因此整个三相二电平逆变器共模等效电路如图6(b)所示。

$$V_{CM} = \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C) \quad (1)$$

式中： V_A 、 V_B 和 V_C 为测量得到的单相电压值。



(a) 单相共模干扰源等效电路 (b) 三相共模干扰源叠加电路

图6 三相二电平逆变器最终共模等效电路

Fig. 6 Final common mode equivalent circuit of three-phase two-level inverter

采用宽频带电压探头(200 MHz)提取各相电压源，测量点位置为单相交流输出母排对直流负母排，如图7所示。根据Shannon定理，将示波器采样频率设置为50 MHz，可提供25 MHz带宽的有效数据，提取的电压源将被用于时域仿真。

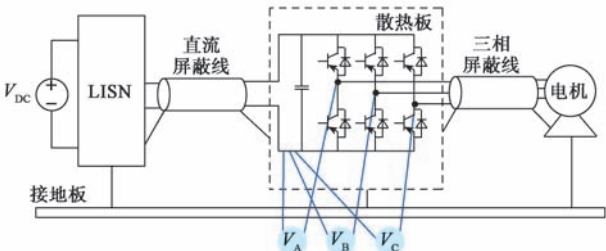


图 7 单相电压源测量示意图

Fig. 7 Schematic diagram of voltage source measurement for each phase

测量得到的每一相电压源电压再利用式 (1) 进行计算，可以得到系统共模等效干扰源电压 V_{CM} ，其时域波形如图 8 所示。

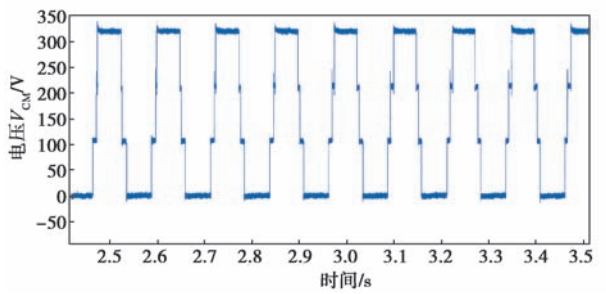


图 8 系统等效共模干扰源 V_{CM} 时域波形

Fig. 8 CM interference source V_{CM} waveform of the system in time domain

系统等效差模干扰源电压 V_{DM} 被定义为逆变器输出线电压，即输出相电压差。以 AB 两相为例，等效差模干扰源电压表达式为

$$V_{DM}=V_A-V_B \tag{2}$$

等效差模干扰源建模过程与共模干扰源的类似，这里不再具体介绍，其通过测量提取后的时域波形如图 9 所示。

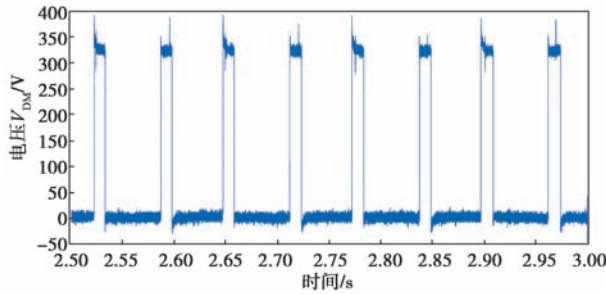


图 9 系统等效差模干扰源电压 V_{DM} 时域波形

Fig. 9 DM interference source voltage waveform of the system in time domain

2.2 IGBT 寄生参数提取

由于 IGBT 的衬底（金属）与逆变器的散热片之间存在寄生电容，IGBT 快速通断造成高 dv/dt ，引起的高频电流分量会通过这些电容进入接地板。此外，直流母排和散热片之间的寄生电容也将为共模噪声

提供通道。因此，寄生电容的参数化对逆变器系统的建模具有重要意义，这些电容参数将基于 IGBT 模块的阻抗测试进行提取。逆变器的 IGBT 模块和单相 3D 模型如图 10 所示。

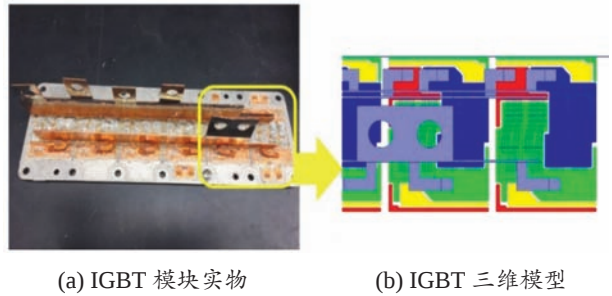


图 10 IGBT 模块和单相三维模型

Fig. 10 IGBT module and its single-phase three-dimensional model

如图 11 所示，蓝色、红色和绿色基板分别为直流正母排、直流负母排以及交流输出母排。建模时需要提取这些基板对地的寄生电容，直接测量这些电容是不准确的，因为开关的结电容会参与测量，使测量结果大于其实际值。

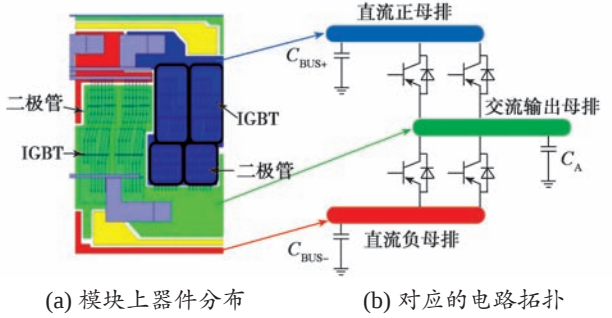


图 11 IGBT 模块寄生电容示意图

Fig. 11 Schematic diagram of parasitic capacitance of IGBT module

断开 IGBT 的发射极与交流输出母排和直流负母排的连接（图 12），直接测量直流正母排、直流负母排和交流输出母排对地寄生电容，这样可以消除 IGBT 开关结电容的影响。采用阻抗分析仪测量寄生电容，测量结果见表 1。

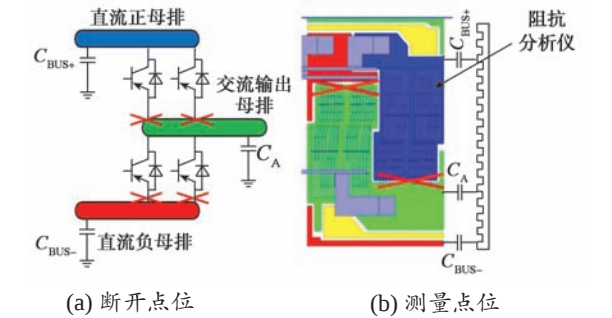


图 12 IGBT 模块的寄生电容测量

Fig. 12 Parasitic capacitance measurement of IGBT module

表 1 IGBT 模块寄生电容测量结果

Tab. 1 Measurement results of parasitic capacitance of IGBT module

寄生电容	C_A/nF	$C_{\text{BUS+}}/\text{nF}$	$C_{\text{BUS-}}/\text{nF}$
测量结果	1.12	0.86	0.44

2.3 屏蔽线缆模型

以三相屏蔽线缆为例，其单位长度的多导体传输线模型如图 13(a) 所示。图中， R 是线缆内导体单位长度电阻， L 是内导体单位长度电感， C 表示内导体单位长度对屏蔽层电容， L_m 和 C_m 分别表示两内导体间单位长度的互感和互容。考虑到每相线缆都有屏蔽层，故相间线缆互容为零，且线缆相间距离较大（50 mm 以上），导体互感远小于自感，因此三相屏蔽线缆多导体传输线模型可被简化为图 13(b) 所示模型。

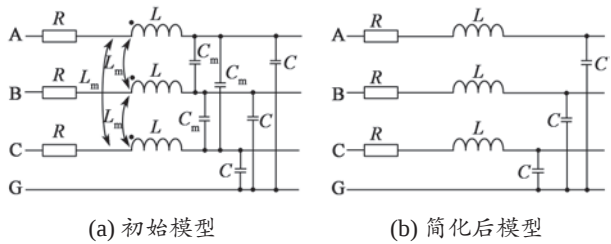


图 13 三相屏蔽线缆多导体传输线模型

Fig. 13 Multi-conductor transmission line model of three-phase shielded cable

为确定三相屏蔽线缆模型参数，采用阻抗分析仪对每相屏蔽线缆进行开路和短路测试。线缆自感和线缆对屏蔽层寄生电容的计算如下：

$$L_{\text{Cable}} = Ll = \frac{Z_{\text{short}}}{2\pi f} \tag{3}$$

$$C_{\text{Cable}} = Cl = \frac{1}{2\pi f \times Z_{\text{Open}}} \tag{4}$$

式中： L_{Cable} ——线缆总电感； C_{Cable} ——线缆对屏蔽层总电容； l ——线缆长度； f ——测量频率； Z_{Short} ——短路测量阻抗； Z_{Open} ——开路测量阻抗。

基于上述测量方法与计算方法，可以得到图 13(b) 中所有电路参数，如表 2 所示。

表 2 三相屏蔽线缆电路参数

Tab. 2 Circuit parameters of three-phase shielded cable

线缆参数	$L_{\text{Cable}}/\mu\text{H}$	$C_{\text{Cable}}/\text{nF}$	$R_{\text{Cable}}/\text{m}\Omega$
测量结果	0.2	0.72	0.6

根据三相线缆电路参数在共模电路和差模电路中的串并联关系，可以分别得到共模和差模电路模型（图 14）。

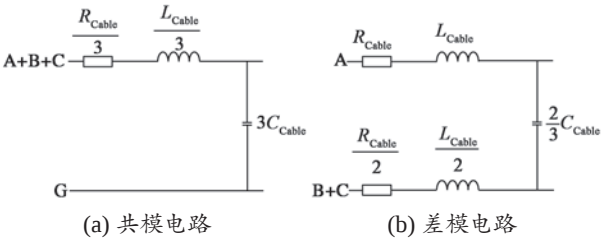


图 14 三相屏蔽线缆共模和差模电路模型

Fig. 14 Common mode and differential mode circuit models of three-phase shielded cable

2.4 LISN 模型

LISN 是电机驱动器传导干扰测量过程中必不可少的设备，其主要作用在于：在一定频率范围内提供稳定的 50 Ω 阻抗；将供电电源与被试设备（EUT）隔离；将被试设备产生的电磁干扰耦合到 EMC 接收机上，以便于测量。本文所研究系统采用的 LISN 其频率范围为 100 kHz~150 MHz，LISN 的电路参数可以通过查阅厂家技术手册得到（图 15）。

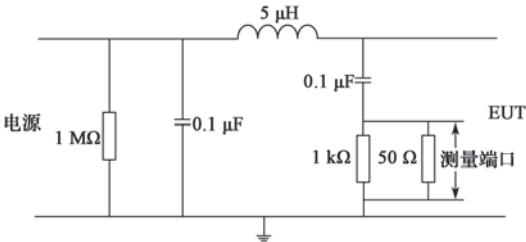
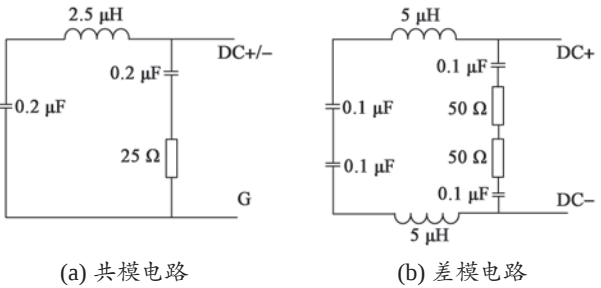


图 15 LISN 电路

Fig. 15 LISN circuit

在共模电路中，系统中两个 LISN 是并联结构，其简化模型如图 16(a) 所示；在差模电路中，两个 LISN 则是串联结构，其简化模型如图 16(b) 所示。



(a) 共模电路

(b) 差模电路

图 16 LISN 共模和差模电路模型

Fig. 16 Common mode and differential mode circuit models of LISN

2.5 电机模型

电机作为驱动系统传导干扰流经的重要路径，其高频模型的精度影响所搭建的系统传导干扰预测模型的准确性。然而，目前电机高频建模往往基于电机的物理结构，建模过程复杂、模型参数误差大、

通用性差且模型频带覆盖范围窄。为此,本文采用一种基于矢量匹配法的电机行为级建模方法,其将电机当作“黑盒”处理,不需要考虑电机内部复杂结构的实际物理意义,特别适合对电机阻抗的频变效应进行拟合建模。

采用图 17 所示的阻抗测量方法分别对电机共模和差模阻抗进行测试,其中共模阻抗幅值和相位的测量结果如图 18 所示,差模阻抗幅值和相位的测量结果如图 19 所示。

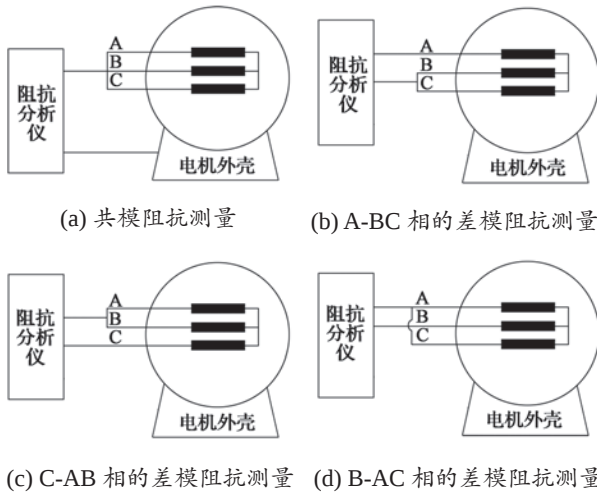


图 17 电机共模和差模阻抗测量

Fig. 17 Measurement of common mode and differential mode impedance of motor

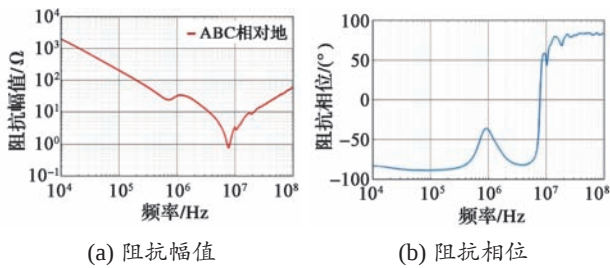


图 18 电机共模阻抗幅值和相位测试结果

Fig. 18 Test results of common mode impedance amplitude and phase of motor

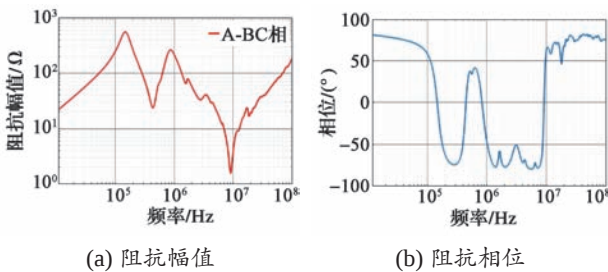


图 19 电机差模阻抗幅值和相位测试结果

Fig. 19 Test results of differential mode impedance amplitude and phase of motor

首先将共模阻抗测试数据近似为一个多阶网络函数形式,见式 (5)。网络函数阶数 n 越大,拟合精度越高,同时电路建模复杂程度越高。

$$f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{r_n}{s - p_n} + d + es \quad (5)$$

式中: $f(s)$ 为共模阻抗测试的离散数据; s 为复频率; 留数 r_n 和极点 p_n 为实数或共轭复数对; d 和 e 为实数。

未知参量 r_n, p_n, d 和 e 通过矢量匹配法^[11]求解后,可以将网络函数转化为相应的等效电路。综合考量计算精度与建模复杂度后,所选择的等效电路为一个 8 阶 Foster 并联网路模型(图 20)。

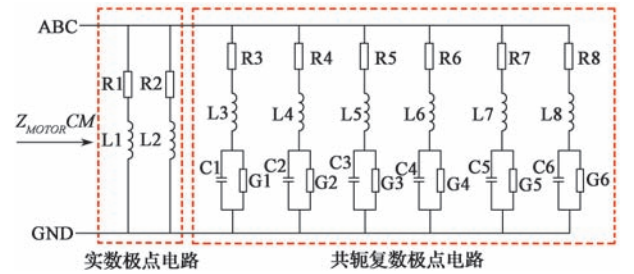


图 20 电机共模等效电路模型

Fig. 20 Model of equivalent common mode circuit for motor

图 20 中,电阻、电感串联形式的实数极点电路被用来等效式 (5) 中极点和留数为实数时的函数项,电阻与电感参数的计算公式如下:

$$\left. \begin{aligned} R_n &= \frac{-p_n}{r_n} \\ L_n &= \frac{1}{r_n} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

图 20 中,电阻、电感、电容及电导组合形式的共轭复数极点电路被用来等效式 (5) 中极点和实数为共轭复数的函数项,参数计算公式如下:

$$\left. \begin{aligned} L_n &= \frac{1}{r_n + r_n^*} \\ R_n &= \frac{1}{r_n + r_n^*} \left[-\left(p_n + p_n^* \right) + \frac{r_n p_n^* + r_n^* p_n}{r_n + r_n^*} \right] \\ C_n &= \frac{r_{2n+1} + r_{2n+1}^*}{p_{2n+1} p_{2n+1}^* + R_{2n+1} \left(r_{2n+1} p_{2n+1}^* + r_{2n+1}^* p_{2n+1} \right)} \\ G_n &= \frac{r_{2n+1} + r_{2n+1}^*}{-C_{2n+1} \left(r_{2n+1} p_{2n+1}^* + r_{2n+1}^* p_{2n+1} \right)} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

本文计算结果中不包含常数项 d 和一次项 es , 因此不需要进行电路转换。

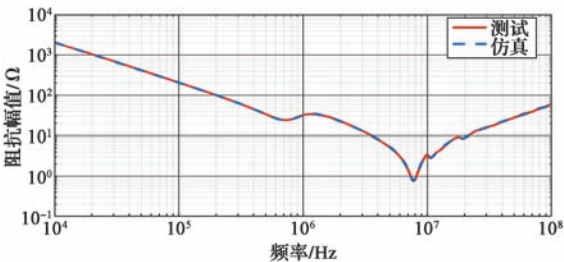
电机共模等效电路模型中各元件参数最终计算结果见表 3。

表 3 电机共模等效电路模型参数

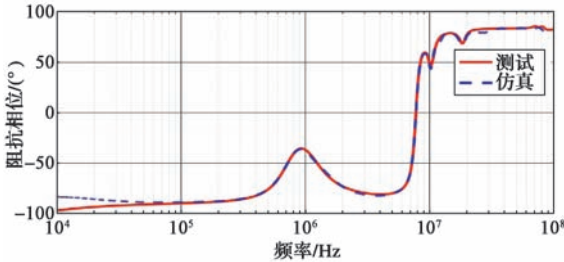
Tab. 3 Parameters of common mode equivalent circuit model for motor

n	R_n/Ω	$L_n/\mu\text{H}$	C_n/pF	G_n/Ω
1	121.62	0.93	1 480.21	-212.77
2	411.58	0.42	3 280.12	-500.00
3	101.58	16.12	341.05	-85 000.25
4	0.86	0.13	31.12	2 390.31
5	6.41	0.68	-0.13	-55 600.25
6	6.20	2.34	-0.06	-24 400.41
7	3 690.12	-35.50		
8	14 700.21	-23.92		

在电路仿真软件中对图 20 所示电机共模等效电路模型进行阻抗仿真计算，仿真结果与实际测试结果对比如图 21 所示。



(a) 阻抗幅值对比



(b) 阻抗相位对比

图 21 共模阻抗仿真值和测试值对比

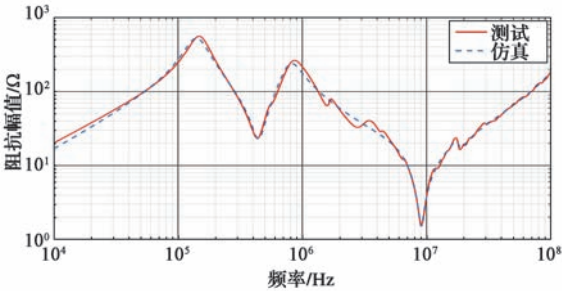
Fig. 21 Comparison between simulation and test values of common mode impedance

从图 21 对比结果中可以看出，本文根据矢量匹配法建立的电机共模高频电路模型阻抗仿真结果与实际测试结果一致性非常高，在 10 kHz~100 MHz 频段范围内仿真结果准确度约达到 100%，基本消除了电机高频建模误差对后续系统级高频传导干扰仿真的影响，极大地提高了系统级仿真预测准确度。

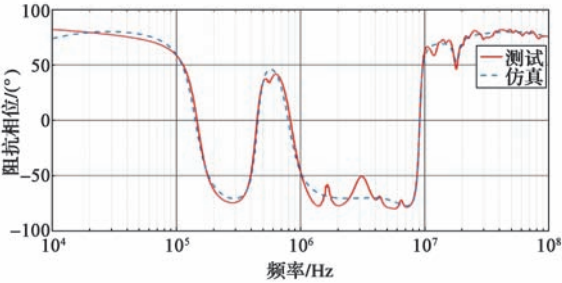
同理，基于矢量匹配法建立电机差模等效电路模型后在电路仿真软件中进行阻抗仿真计算，仿真结果与实际测试阻抗幅值和相位对比如图 22 所示。

图 22 中，电机差模阻抗测试曲线存在较多谐振点，增加了基于矢量匹配法电路建模的难度，因此模型仿真误差大于共模模型误差。但就整体而言，在

10 kHz~100 MHz 频段范围内，电机差模等效电路模型的建模误差依然可以忽略，能够保证后续系统级差模传导干扰仿真的准确性。



(a) 阻抗幅值对比



(b) 阻抗相位对比

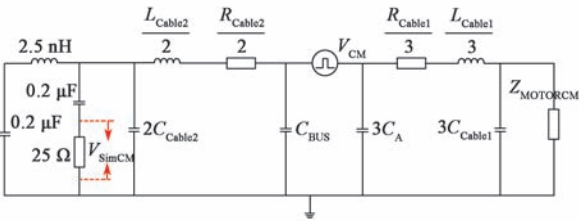
图 22 差模阻抗仿真值和测试值对比

Fig. 22 Comparison between simulation and test values of differential mode impedance

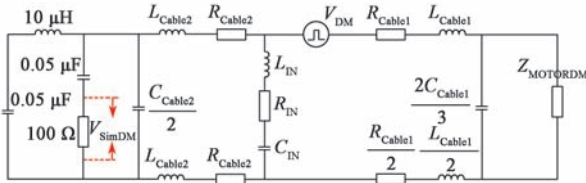
3 系统仿真预测与实验验证

3.1 系统仿真预测模型

基于前述电机驱动器各部件传导干扰电路建模过程，建立如图 23 所示的系统共模传导干扰和差模传导干扰高频电路模型，仿真预测端口为 LISN 上共模电压 V_{SimCM} 和差模电压 V_{SimDM} 。



(a) 系统共模传导仿真电路模型



(b) 系统差模传导仿真电路模型

图 23 系统传导仿真电路模型

Fig. 23 System conduction simulation models

3.2 实验验证

为验证本文系统传导仿真模型的预测准确性，以一台电动汽车实际电机驱动器为对象进行实验测试（图 24），测试端口为高压直流输入端。驱动器直流输入电压为 320 V，开关频率 8 kHz，电动机运行工况为空载模式，转速 1 000 r/min，测试分辨率带宽为 9 kHz，检波方式为峰值检波。

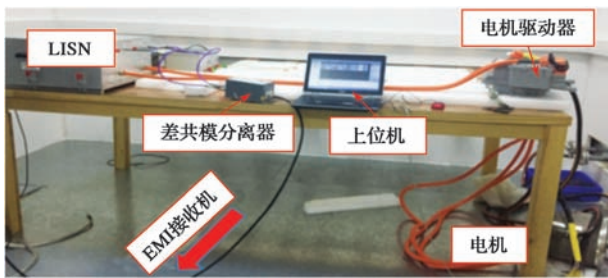


图 24 电机驱动系统传导干扰试验台位布置
Fig. 24 Layout of conductive interference test bench for motor drive system

图 25 和图 26 示出系统直流输入端无 EMI 滤波抑制情况下 LISN 上共模和差模干扰电压仿真与测试结果对比。利用仿真模型对 LISN 的共模干扰进行预测，在 150 kHz~10 MHz 频段内，预测误差小于 6 dB，在该频段表明所设计的传导仿真模型具备定

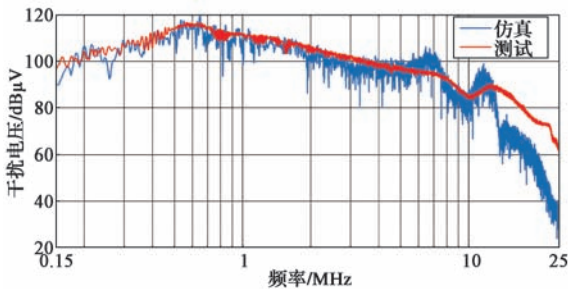


图 25 无 EMI 滤波时 LISN 上共模干扰电压仿真值和测试值对比
Fig. 25 Comparison between simulation and test results of common mode voltage on LISN without EMI filter

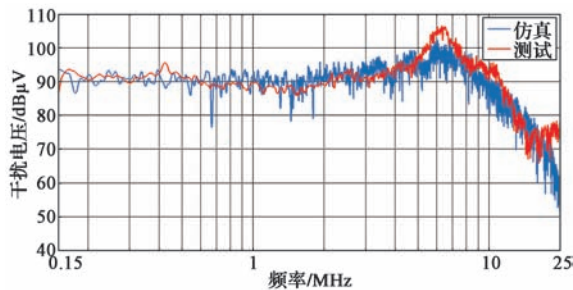


图 26 无 EMI 滤波时 LISN 上差模干扰电压仿真值和测试值对比
Fig. 26 Comparison between simulation and test results of differential mode voltage on LISN without EMI filter

量评估预测能力；频率超过 10 MHz，误差将增大，可以进行干扰趋势性预测。利用仿真模型对 LISN 差模干扰进行预测，在 150 kHz~20 MHz 频段内，预测误差小于 6 dB，表明所设计的传导仿真模型具备定量评估预测能力。

在驱动器高压直流输入侧加装一个如图 27 所示的 EMI 滤波器，测试 LISN 上共模和差模干扰电压的抑制情况，以验证仿真模型对 EMI 滤波抑制效果的预测能力，这样有利于指导对系统 EMI 滤波器的正向设计。对 EMI 滤波器建模时，主要需考虑电容等效寄生电感和电阻的提取以及基于共模电感阻抗频变特性的等效电路的建模问题，具体建模过程这里不再介绍。



(a) EMI 滤波器实物 (b) EMI 滤波器安装位置
图 27 EMI 滤波器安装示意图
Fig. 27 EMI filter installation diagram

图 28 和图 29 示出系统直流输入端加装 EMI 滤波器后的 LISN 上共模和差模干扰电压仿真与测试结果对比。可以看出，在 150 kHz~10 MHz 频段范围内，仿真模型可以对 EMI 滤波器的共模抑制进行定量预测，整体误差小于 6 dB；在 150 kHz~3 MHz 频段范围内，仿真模型可以对 EMI 滤波器的差模抑制进行定量预测，整体误差小于 6 dB，但预测频率上限还需提高。综合考虑，由于 EMI 滤波器设计难点在于共模电路，因此本文提出的基于电机驱动器的传导仿真模型基本具备了指导系统电磁兼容正向设计的能力。

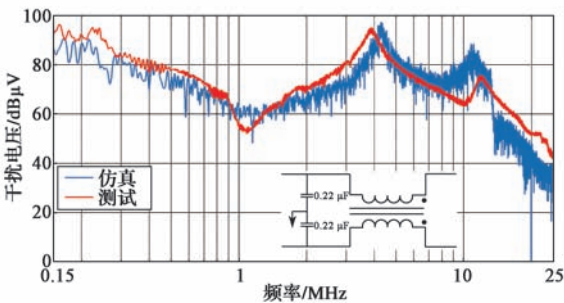


图 28 加 EMI 滤波器后 LISN 上共模干扰电压仿真与测试对比
Fig. 28 Comparison between simulation and test results of common mode voltage on LISN with EMI filter

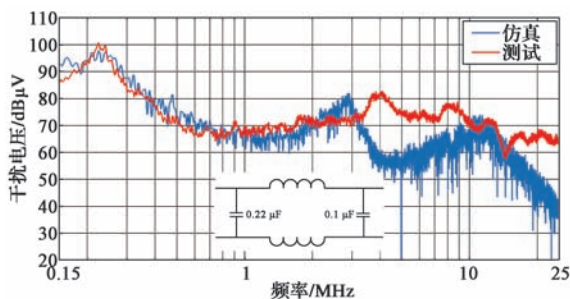


图 29 加 EMI 滤波器后 LISN 上差模干扰电压仿真与测试对比

Fig. 29 Comparison between simulation and test results of differential mode voltage on LISN with EMI filter

4 结语

为解决电动汽车电机驱动系统高压直流端电磁干扰风险定量评估问题, 本文建立了一套系统级共模和差模传导干扰仿真预测电路模型, 提出了基于矢量匹配法的电机高频电路等效建模方法和基于时域提取的系统干扰源等效建模方法。其在 150 kHz~10 MHz 频段内保证了模型仿真预测的精准度, 具备了对系统传导干扰的定量预测能力和对电磁干扰抑制方案 (EMI 滤波) 的风险评估能力, 基本达到了指导系统级电磁兼容设计的效果。

本文所提模型在 10 MHz 以上频段时仿真误差较大, 无法对系统电磁干扰做到定量预测评估, 只能进行趋势性分析。该问题一方面可能是由于干扰源在进行时域提取时测试设备采集精度不足造成, 无法有效采集到 10 MHz 以上微弱的电压信号; 另一方面可能是由于 IGBT 或屏蔽电缆高频寄生参数建模误差而造成。后续将针对这两方面进行深入研究, 以提高模型定量预测的频率上限, 使之不低于 30 MHz。另外, 本文只研究了模型对 EMI 滤波抑制的定量评估效果, 后续将研究 IGBT 寄生电容、屏蔽电缆类型、电缆长度、电机绕组对地电容等屏蔽接地措施对系统电磁干扰的影响, 以进一步通过仿真模型来指导系统的电磁兼容正向设计。

参考文献:

[1] ZHAI L, BONDARENKO N, XU B, et al. A Measurement-Based Model of the Electromagnetic Emissions From a Power Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015,

30(10): 5522-5531.

- [2] ZHU H, LAI J S, JR A, et al. Analysis of conducted EMI emissions from PWM inverter based on empirical models and comparative experiments[C]// 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Charleston, SC, USA: IEEE, 1999.
- [3] PAULA H D, ANDRADE D A, CHAVES M, et al. Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 744-752.
- [4] MIRAFZAL B, SKIBINSKI G L, TALLAM R M, et al. Universal Induction Motor Model With Low-to-High Frequency-Response Characteristics[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(5): 1233-1246.
- [5] MOREAU M, IDIR N, MOIGNE P L. Modeling of Conducted EMI in Adjustable Speed Drives[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2009, 51(3): 665-672.
- [6] MOREIRA A F, LIPO T A, VENKATARAMANAN G, et al. High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(5): 1297-1306.
- [7] WANG S, VAN WYK J, LEE F C. Effects of Interactions Between Filter Parasitics and Power Interconnects on EMI Filter Performance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3344-3352.
- [8] MIRAFZAL B, SKIBINSKI G L, TALLAM R M. Determination of Parameters in the Universal Induction Motor Model[C]//IEEE Industry Applications Conference. IEEE, 2009, 45(1): 142-151.
- [9] 孟进, 马伟明, 张磊, 等. PWM 变频驱动系统传导干扰的高频模型 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 141-146.
- MENG J, MA W M, ZHANG L, et al. High frequency model of conducted EMI for PWM variable-speed drive systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 141-146.
- [10] AENOR. Vehicles, boats and internal combustion engines-Radio disturbance characteristics-Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers: UNE-EN 55025/AC-11-2017 [S]. España: Endorsed by Asociación Española de Normalización, 2017.
- [11] YANG L, WANG S, ZHAO H, et al. Prediction and Analysis of EMI Spectrum Based on the Operating Principle of EMC Spectrum Analyzers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 263-275.
- [12] 裴雪军, 康勇, 熊健, 等. PWM 逆变器共模传导电磁干扰预测 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 83-88.
- PEI X J, KANG Y, XIONG J, et al. Prediction of common mode conducted EMI in PWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 83-88.
- [13] GUSTAVSEN B, SEMLYEN A. Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14 (3): 1052-1061.