

全 SiC 三相逆变器传导电磁干扰建模与预测

段卓琳^{1, 2, 3, 4}, 范涛^{1, 3, 4}, 张栋^{1, 3, 4}, 温旭辉^{1, 3, 4}

(1. 中国科学院电工研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049; 3. 中国科学院电力电子与电力传动重点实验室, 北京 100190; 4. 北京电动车辆协同创新中心, 北京 100190)

摘要: 三相逆变器中的开关器件快速开关动作产生高的 du/dt 、 di/dt , 在系统寄生参数的作用下产生了电磁干扰(EMI), 影响系统的可靠运行。相比较 Si 器件, SiC 器件具有很多优势, 在三相逆变器系统中得到了越来越多的应用。但是, SiC 器件的开关频率更高, 开关速度更快, 使得其电磁干扰问题也更严重。本文通过对全 SiC 三相逆变器传导电磁干扰的干扰源及传播路径进行建模, 采用时域仿真加快速傅里叶变换(FFT)的方法预测了电源端口处的传导干扰, 在 10kHz ~ 30MHz 的频段范围内, 仿真结果与实测结果基本吻合, 验证了所建模型的正确性。

关键词: SiC; 三相逆变器; EMI

DOI: 10.12067/ATEEE1611057 **文章编号:** 1003-3076(2018)01-0001-07 **中图分类号:** TM46

1 引言

电力电子器件是电力电子装置的重要基础。Si 功率器件经过五十多年的长足发展, 其性能已趋近理论极限, 难以再大幅度提升^[1]。近年来, 以 SiC 为代表的宽禁带半导体技术发展迅速。与 Si 器件相比, SiC 器件具有阻断电压高、通态电阻低、开关损耗小且能耐高温工作的特点, 能够大幅降低装置的功耗、缩小装置的体积, 特别在高温、高频和大功率的应用领域, 显示出 Si 器件难以比拟的巨大应用优势和潜力, 因此在三相逆变器系统中具有良好的应用前景^[2]。

在三相逆变器系统中, 功率开关器件的快速开通、关断使得电压和电流在短时间内发生瞬变, 产生高的 du/dt 和 di/dt , 形成很强的电磁干扰 (Electro-Magnetic Interference, EMI), 对系统的安全性和可靠性造成威胁。对于全 SiC 逆变器, 更快的开关速度, 更高的开关频率, 导致了更强的 EMI。在设计阶段对逆变器的电磁干扰进行预测, 可以节约成本, 缩短设计周期^[3]。通常, 系统的 EMI 预测方法可以分为频域法和时域法两种。频域法通过建立系统的

EMI 等效模型进行噪声预测^[4], 可以快速得到系统的噪声频谱分布, 但模型的电路意义不够直观。时域方法简单直接^[5,6], 但对计算机性能的要求较高。随着计算机性能的提高, 时域仿真方法在预测 EMI 方面得到了越来越多的应用。

本文所要分析的全 SiC 三相逆变器及其测试装置的结构图如图 1 所示。直流电源连接线路阻抗稳定网络 (line impedance stabilization network, LISN) 后, 连接逆变器, 再连接三相电感负载。其中逆变器所采用的开关模块是 Cree 公司型号为 CAS300M12BM2 的 300A/1200V 的 SiC MOSFET 开关模块。

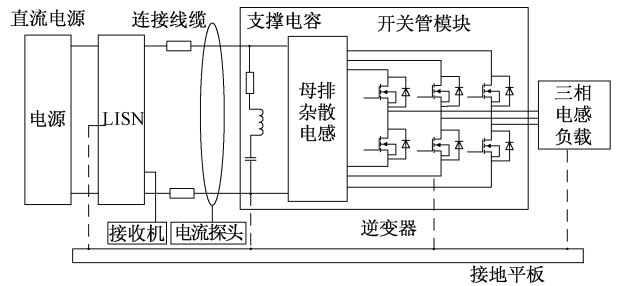


图 1 测试装置结构图

Fig. 1 Diagram of test equipments

收稿日期: 2016-11-24

基金项目: 国家重点专项项目(2016YFB0100600)。

作者简介: 段卓琳(1990-), 女, 山西籍, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动;
范涛(1981-), 男, 北京籍, 副研究员, 研究方向为电力电子与电力传动。

本文首先建立了系统干扰源及各个部件的模型,再通过时域仿真加快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)的方法,对电源端口处的干扰频谱进行了预测,并与接收机实测结果进行了对比,验证了模型的正确性。

2 时域仿真建模方法

2.1 开关管建模及验证

本文采用 Spice 语言建立了开关管的行为模型,其结构如图 2 所示,主要包含静态模型、极间电容模型以及模块杂散电感等。

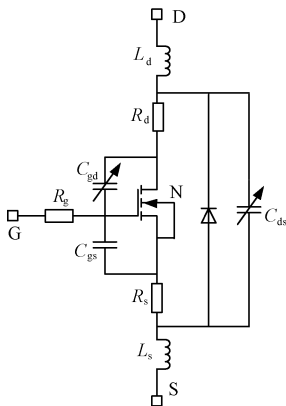


图2 开关管行为模型结构图

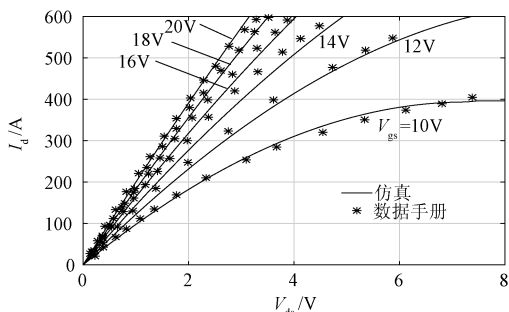
Fig. 2 Behavior model of switching transistor

图2中, R_d 、 R_s 分别为漏、源极电阻, L_d 、 L_s 分别为漏、源极杂散电感, R_g 为内部栅极电阻, C_{gs} 、 C_{gd} 、 C_{ds} 为极间电容。MOSFET的静态特性采用 Shichman-Hodges 模型^[7],漏极电流 I_d 根据截止区($V_{gs} < V_{th}$)、线性区($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$)和饱和区($V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$)可以写为:

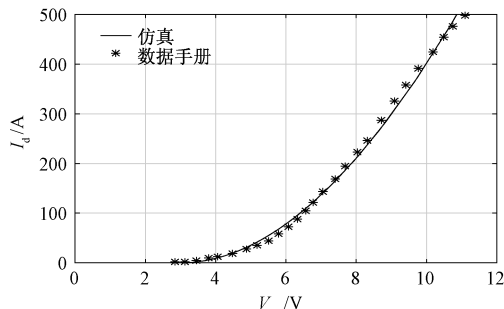
$$I_d = \begin{cases} 0 & V_{gs} < V_{th} \\ K_p(1 + \lambda V_{ds}) \left(V_{gs} - V_{th} - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds} & V_{ds} < V_{gs} - V_{th} \\ 0.5K_p(1 + \lambda V_{ds})(V_{gs} - V_{th})^2 & V_{ds} > V_{gs} - V_{th} \end{cases} \quad (1)$$

式中, V_{th} 为器件的阈值电压; K_p 为与传输导纳相关的参数; λ 为沟道长度调制系数;这些参数可以通过数据手册中的静态特性曲线抽取得到^[8]。静态特性曲线仿真结果与数据手册的对比如图3所示。可以看出,静态特性曲线仿真结果与数据手册结果具有良好的一致性。

为了准确反映开关过程,以下对极间电容进行



(a) 输出特性



(b) 转移特性

图3 静态特性仿真结果与数据手册对比

Fig. 3 Comparison of simulated and datasheet static characteristics

建模。栅源极间电容 C_{gs} 几乎不随电压变化^[9,10],可根据式(2)计算得到。

$$C_{gs} = \frac{Q_1}{V_{gs(m)}} \quad (2)$$

式中, Q_1 为栅荷特性曲线第一阶段的电荷量; $V_{gs(m)}$ 为密勒平台电压。栅漏极电容 C_{gd} 随栅漏极电压 V_{gd} 变化明显,当 $V_{gd} > 0$ 时,器件导通, C_{gd} 是氧化层电容,为最大值;当 $V_{gd} < 0$ 时,器件关断, C_{gd} 为最小值。采用式(3)的经验公式对 C_{gd} 进行建模:

$$C_{gd} = 0.5C_{gdmax} \{ 1 + \tanh[10(V_{gd} - U_{gd(th)})/\Delta U_{gd}] \} + C_{gdmin} \quad (3)$$

式中, C_{gdmax} 、 C_{gdmin} 分别为 C_{gd} 的最大值和最小值,可通过LCR表测量得到; $U_{gd(th)}$ 决定了 C_{gd} 电容曲线的转折电压点,可通过曲线拟合得到; ΔU_{gd} 决定了电容特性曲线最大值与最小值之间的宽度,其值可通过拟合数据手册的 C_{gd} 曲线得到。输出电容采用Spice软件自带的模型,其表达式可以写为:

$$C_{ds} = C_{jo} \left(1 + \frac{V_{ds}}{V_j} \right)^{-m} \quad (4)$$

式中, V_j 为自建势垒电压; C_{jo} 为电压为零时输出电容的最大值; m 为结的梯度系数,其值取决于PN结两侧的掺杂情况。

最终,极间电容仿真值与数据手册值的对比结

果如图 4 所示。由图 4 可知,在大部分工作范围内,极间电容仿真值与数据手册值对应效果良好。

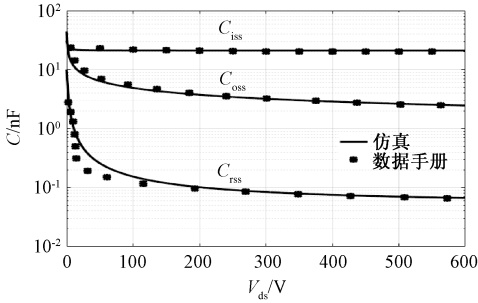


图 4 极间电容仿真值与数据手册值对比
Fig. 4 Comparison of simulated and datasheet interelectrode capacitances

2.2 无源器件及杂散参数建模及验证

(1) 负载电感建模

逆变器的负载为三个 $150\mu\text{H}$ “Y”型连接的电感,采用安捷伦 Agilent E4990A 阻抗分析仪对负载的差、共模阻抗进行了测量。差模测量是测量两根线短接后与另一根线缆端口处的阻抗,共模测量是测量三根线缆短接后与公共地端口的阻抗^[11]。图 5(a)为差模阻抗实测值与仿真值的对比。可以看出,在所测频段 ($50\text{Hz} \sim 30\text{MHz}$) 内,差模阻抗有一个波峰,因此采用并联二阶 RLC 电路进行拟合,等效电路模型如图 5(b)所示。

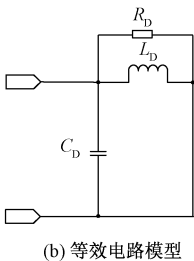
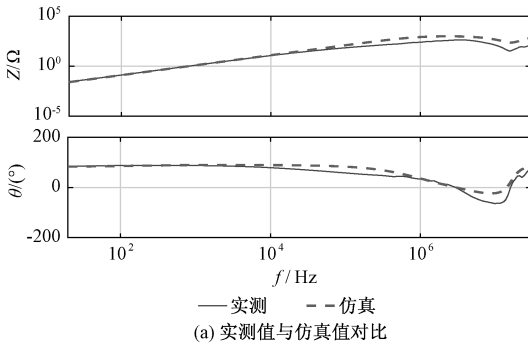


图 5 差模阻抗实测值与仿真值对比及等效电路模型
Fig. 5 Comparison of measured and simulated DM impedances and equivalent model

图 5 中, R_D 、 L_D 、 C_D 分别为差模等效电路中的电阻、电感、电容。电感值 L_D 可以根据低频段阻抗计算得到,电容值 C_D 可以根据如式(5)所示的谐振频率值计算得到:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (5)$$

根据图 5(b) 中的等效电路可以得到差模阻抗的表达式,如式(6)所示:

$$\begin{aligned} Z_{DM} &= \frac{j\omega L_D R_D}{R_D + j\omega L_D} \frac{1}{j\omega C_D} \\ &= \frac{j\omega L_D R_D}{R_D(1 - \omega^2 L_D C_D) + j\omega L_D} \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\omega = 2\pi f$ 。再根据式(5),则并联谐振峰值点处的差模阻抗值为:

$$Z_{\text{peak}} = R_D \quad (7)$$

由式(7)即可计算得到 R_D 的值。

图 6(a) 为共模阻抗实测曲线与仿真曲线的对比。可以看出,在所测频段 ($10\text{kHz} \sim 30\text{MHz}$) 内,共模阻抗有一个波谷,因此采用串联二阶 RLC 电路拟合,等效电路如图 6(b)所示。其中, R_C 、 L_C 、 C_C 分别为共模等效电路中的电阻、电感、电容,电容 C_C 可以根据低频段阻抗值计算得到,电感值 L_C 可根据式(5)由谐振频率值计算得到。

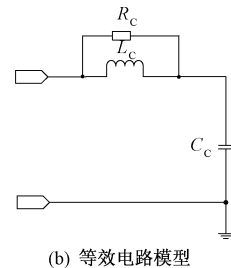
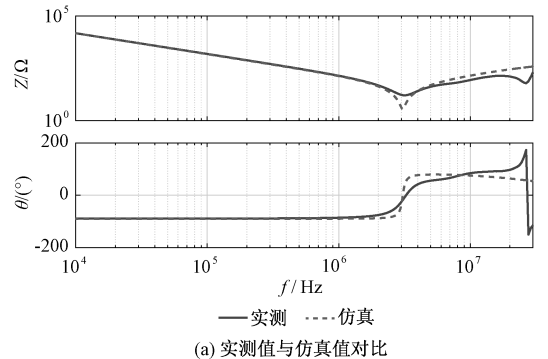


图 6 共模阻抗实测值与仿真值对比及等效电路模型

Fig. 6 Comparison of measured and simulated CM impedances and equivalent model

根据差共模等效电路模型,可以得到三相等效电路模型,如图7所示。

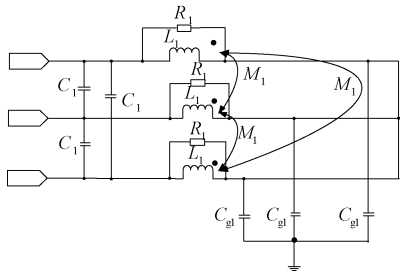


图7 三相等效电路模型

Fig.7 Three phase equivalent circuit model

图7中, L_1 、 M_1 、 C_1 、 C_{gl} 、 R_1 分别为三相等效电路的电感、互感、电容、电阻。三相等效电路参数值与差共模电路参数值的关系如式(8)所示:

$$\begin{cases} R_D = \frac{3}{2}R_1, R_C = \frac{R_1}{3} \\ L_D = \frac{3(L_1 - M_1)}{2}, L_C = \frac{L_1 + 2M_1}{2} \\ C_D = 2C_1, C_C = 3C_{gl} \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8),建立并拟合差共模阻抗后,可以计算得到负载等效电路模型中的各个参数值,如表1所示。

表1 负载等效电路模型中的参数值

Tab.1 Parameters in load equivalent circuits

参数	数值	参数	数值
$L_D/\mu\text{H}$	217	$L_1/\mu\text{H}$	99
C_D/pF	3.94	$M_1/\mu\text{H}$	46.5
R_D/Ω	900	C_1/pF	1.97
$L_C/\mu\text{H}$	2.64	C_{gl}/pF	350
C_C/nF	1.05	R_1/Ω	600
R_C/Ω	200		

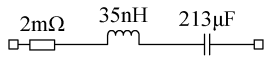
最终由图5(a)、图6(a)中差、共模阻抗仿真值与实测值的对比可以看出,在所测频率范围内,仿真值与实测值对应效果良好。

(2) 电容器建模

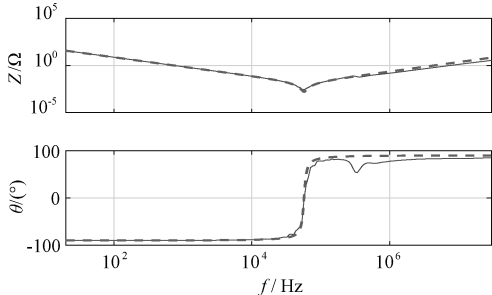
电容器采用厦门法拉电子公司的塑料薄膜电容器,使用阻抗分析仪测量了电容器的阻抗,其等效电路如图8(a)所示,仿真值与实测值的对比如图8(b)所示。由图8(b)可知,在10kHz~30MHz的频率范围内电容器阻抗仿真值与实测值对应效果良好。

(3) LISN 及其连接线缆建模

LISN 采用 Schwarzbeck 的 NNLK 8130,其模型



(a) 等效电路

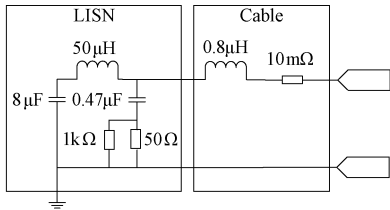


(b) 阻抗实测值与仿真值对比

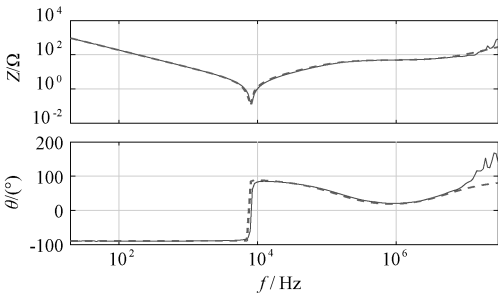
图8 薄膜电容器实测值与仿真值对比及等效电路模型

Fig.8 Comparison of measured and simulated film capacitor and equivalent model

可以通过数据手册得到,连接线缆模型可通过阻抗分析仪测试得到。图9(a)为 LISN 及其连接线缆的等效电路,图9(b)为仿真值与实测值的对比。可以看出,在10kHz~30MHz 范围内,LISN 及其连接线缆的阻抗仿真值与实测值对应效果良好。



(a) 等效电路



(b) 阻抗实测值与仿真值对比

图9 LISN 及其连接线缆实测值与仿真值对比及等效电路模型

Fig.9 Comparison of measured and simulated LISN and its connected cables and equivalent model

(4) 母排杂散电感抽取

图10为母排结构图。其上下层均为铜排,中间为聚对苯二甲酸乙二醇酯(PET)膜。由于磁路耦

合、趋肤效应以及邻近效应,母排杂散参数复杂,不能直接计算得到。本文采用有限元工具 Ansys Q3D 软件抽取母排杂散电感参数。该软件基于矩量法,得到部分元件等效电路的杂散参数,直接以子电路的形式参与电路仿真^[12]。

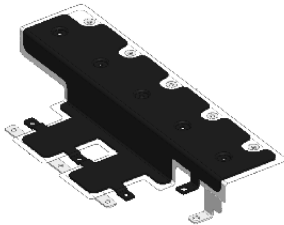


图 10 母排结构图
Fig. 10 Busbar structure

表 2 为抽取所得到的母排杂散电感参数值。其中,1P、2P、3P 为三相的正端子,1N、2N、3N 为三相的负端子。

表 2 抽取所得到的母排杂散电感参数值

Tab. 2 Extracted parasitic inductances of the busbar

	电感参数/nH					
	1N	2N	3N	1P	2P	3P
1N	41.21	22.425	16.379	27.128	17.003	11.956
2N	22.425	29.616	22.389	16.817	20.48	16.779
3N	16.379	22.389	41.119	11.958	16.973	27.039
1P	27.128	16.817	11.958	29.985	14.494	9.7584
2P	17.003	20.48	16.973	14.494	20.892	14.454
3P	11.956	16.779	27.039	9.7584	14.454	29.861

(5)对地杂散电容测量

由于器件的输出电容相比对地杂散电容要大得多,故不能测量得到模块各端子对地的杂散电容。为此,将半桥模块三个端子连接在一起,测试模块各端子总的对地电容,如图 11 所示。

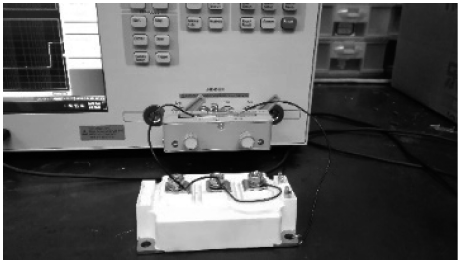


图 11 模块对地杂散电容测试方法
Fig. 11 Test method for switching module to ground stray capacitances

得到开关管对地杂散电容值后,再均分为二,作为半桥模块中每个器件的漏极对地杂散电容。

3 时域仿真与实验结果对比

测试装置的实验布置图如图 12 所示。其中, LISN 采用 Schwarzbeck 的 NNLK 8130, 电流探头采用 A. H. 公司的 BCP-620 (带宽为 10kHz ~ 500MHz)。接收机采用 Rohde&Schwarzbeck ESL3, 其频率测量范围为 9kHz ~ 3GHz, 连接 10dB 衰减器。

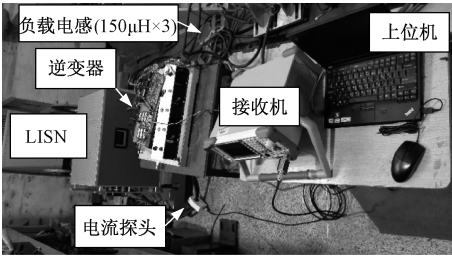


图 12 测试装置实验布置图
Fig. 12 Experimental layout of test equipment

实验采用 SVPWM 调制策略,开环控制方式,直流母线电压为 100V,在程序中设置基波频率及调制比,此时测得的电流峰值为 65A,开关频率设置为 7.5kHz,系统运行条件如表 3 所示。

表 3 系统运行条件

Tab. 3 System operating conditions

参数	数值
开关频率 f_s /kHz	7.5
基波频率 f_0 /Hz	268
峰值电流 I_{pk} /A	65
直流电压 V_{dc} /V	100

当直流母线电压升高时,干扰增强。负载电感减小,相同电压下电流增大,干扰增强。当开关频率提高时,干扰增强。

在 LISN 与逆变器连接侧通过电流探头测试差共模电流噪声。共模电流的测量方式如图 13(a)所示,正负线同时穿过电流探头,差模电流方向相反,彼此抵消,共模电流方向相同,测量结果为 $2i_{CM}$ 。差模噪声的测量方式如图 13(b)所示,正负线中一根直接穿过探头,另一根绕制后再穿过探头,共模电流方向相反,彼此抵消,差模电流方向相同,测量结果为 $2i_{DM}$ ^[13]。

根据本文的建模方法,建立时域仿真电路,采用电路仿真软件 LTspice 进行仿真。得到 LISN 侧差、共模干扰电流后,通过 FFT 即可得到其频谱。

为了将仿真结果与实验结果进行对比,采用接

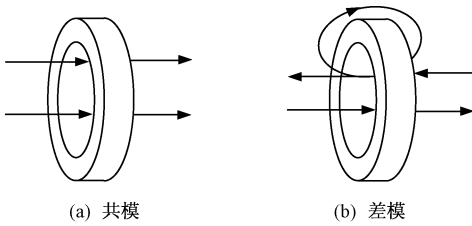


图 13 电流探头噪声测量方式

Fig. 13 Noise measurement methods by current probe

收机模拟算法对仿真结果进行了处理,EMI 接收机的工作流程如图 14 所示。

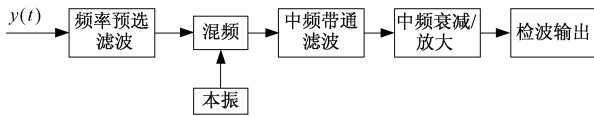


图 14 EMI 接收机工作流程图

Fig. 14 Workflow chart of EMI receiver

频率预选设置为 10kHz ~ 30MHz, 经过混频处理,再经 6dB 带宽为 9kHz 的中频滤波器滤波。中频滤波器采用高斯近似滤波器,它是一种根据近似高斯函数的形状来选择权值的线性平滑的滤波器,中频滤波器的幅值可以写为^[14]:

$$|G_{IF}(f, f_{IF})| = e^{-(f-f_{IF})^2/c^2} \quad (9)$$

式中, f 为输入噪声信号的频率, f_{IF} 为中频频率; $c = 4500/\sqrt{\ln 2}$ 。中频滤波后,对测量带宽内的信号进行峰值检波,再进行电流探头转移阻抗的补偿,最后减去 10dB 衰减,得到差、共模干扰的仿真结果,其与接收机实测结果的对比如图 15 所示。由图 15 可知,在 10kHz ~ 30MHz 的范围内,仿真频谱与接收机实测频谱的误差在 6dB 范围。由于电路杂散参数的影响,在 10MHz 处产生了谐振。

4 结论

本文以全 SiC 电机驱动系统的逆变器为研究对象,建立了其各部件的传导干扰模型,采用仿真软件对差共模传导干扰进行了预测,并与实验测试结果进行了对比。

(1)对 MOSFET 及其反并联二极管进行了行为特性建模,静态特性及动态特性与数据手册结果对应良好。

(2)采用阻抗分析仪测试了负载电感、电容器、LISN 及连接线缆的阻抗,采用谐振单元法拟合得到了负载电感阻抗的等效模型,建立了电容器, LISN 及连接线缆的仿真模型,采用有限元软件提取了母

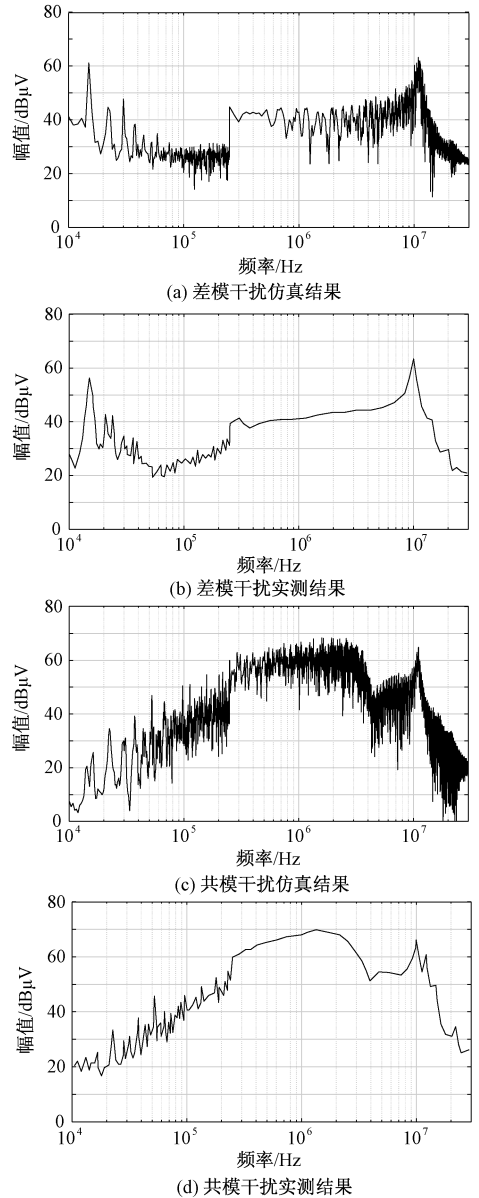


图 15 仿真接收机与实测接收机差共模频谱对比

Fig. 15 Comparison of simulated and measured DM and CM noises

排杂散电感参数,传播路径阻抗的建模结果与实测结果较为一致。

(3)仿真 EMI 噪声与实测结果的对比表明,在 10kHz ~ 30MHz 的频率范围内,误差在 6dB 范围内。

参考文献 (References):

[1] 钱照明, 盛况 (Qian Zhaoming, Sheng Kuang). 大功率半导体器件的发展与展望 (Development and perspective of high power semiconductor device) [J]. 大功率变流技术 (Converter Technology & Electric Trac-

- tion), 2010, (1): 1-9.
- [2] 钟志远, 秦海鸿, 袁媛, 等 (Zhong Zhiyuan, Qin Haihong, Yuan Yuan, et al.). 碳化硅 MOSFET 桥臂电路串扰抑制方法 (SiC MOSFET bridge arm crosstalk suppression method) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (5): 8-12.
- [3] Lai J, Huang X, Pepa E, et al. Inverter EMI modeling and simulation methodologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 53 (3): 736-744.
- [4] Lu H, Guru A. Modeling conducted emissions in servo drives [A]. IEEE Conferences on Industrial Electronics and Applications (ICIEA) [C]. Melbourne, Australia. 2013. 999-1004.
- [5] Ran L, Gokani S, Clare J, et al. Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems-Part I: Time domain analysis and identification of dominant modes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13 (4): 757-767.
- [6] Zhu H, Lai J, Hefner A. R, et al. Modeling based examination of conducted EMI emission from hard and soft-switching PWM inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37 (5): 1383-1393.
- [7] Shichman H, Hodges D A. Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1968, 3 (3): 285-289.
- [8] McNutt T, Hefner A, Mantooth A, et al. Silicon carbide power MOSFET model and parameter extraction sequence [A]. Power Electronics Specialist Conference [C]. Acapulco, Mexico, 2003. 217-226.
- [9] Ren Y, Xu M, Zhou J, et al. Analytical loss model of power MOSFET [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (2): 310-319.
- [10] Zhou B, Chen Z, Wang S. An improved simulation model for power MOSFET [A]. IEEE Region 10 International Conference on Microelectronics and VLSI [C]. Hong Kong, China, 1995. 436-439.
- [11] Sun J, Xing L. Parameterization of three-phase electric machine models for EMI simulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (1): 36-41.
- [12] Martin C, Schanen J L, Clavel E. Power integration: Electrical analysis of new emerging package [A]. European Conference on Power Electronics and Applications [C]. Toulouse, France, 2003. 7340-7346.
- [13] Zhao D, Ferreira J A, Polinder H, et al. Investigation of EMI noise transfer characteristic of variable speed drive system [A]. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion [C]. Taormina-Sicily, Italy, 2006. 603-608.
- [14] Wang Z, Wang S, Kong P, et al. DM EMI noise prediction for constant on-time, critical mode power factor correction converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (7): 3150-3157.

Modeling and prediction of electromagnetic interference in whole SiC three phase inverters

DUAN Zhuo-lin^{1, 2, 3, 4}, FAN Tao^{1, 3, 4}, ZHANG Dong^{1, 3, 4}, WEN Xu-hui^{1, 3, 4}

- (1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 4. Collaborative Innovation Center of Electric Vehicles in Beijing, Beijing 100190, China)

Abstract: By the mutual action of high du/dt and di/dt of switches with parasitic parameters in three phase inverters, electromagnetic interference (EMI) is produced, which influences the reliable operation of the system. Compared with Si devices, SiC devices are of great advantages and have been applied more and more widely in three phase inverters. However, due to higher switching frequency and faster switching speed, SiC devices produce higher level EMI compared with Si devices. In this paper, by modeling interference source and propagation paths in the three phase SiC inverter, adopting computer-aided time-domain simulation followed by fast Fourier transform (FFT) approach, EMI level of the DC input port of the inverter is predicted. Simulated results are compared with experimental results and they match well with each other in frequency range from 10kHz to 30MHz, thus the correctness of the model is verified.

Key words: SiC; three phase inverter; EMI