第 25 卷 第 20 期　　中 国 电 机 工 程 学 报　　Vol.25 No.20 Oct. 2005
2005 年 10 月　　Proceedings of the CSEE　　©2005 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013（2005）20-0016-05　中图分类号：TM461；TN03　文献标识码：A　学科分类号：470·40

基于 IGBT 开关暂态过程建模的功率变流器电磁干扰频谱估计

孟　进，马伟明，张　磊，赵治华

（海军工程大学电力电子技术研究所，湖北省 武汉市 430033）

EMI EVALUATION OF POWER CONVERTERS CONSIDERING IGBT SWITCHING TRANSIENT MODELING

MENG Jin, MA Wei-ming, ZHANG Lei, ZHAO Zhi-hua

（Naval University of Engineering, Wuhan 430033, Hubei Province, China）

ABSTRACT: The major high frequency EMI source of the power converter is the changes of high voltage and current (d*v*/d*t* and d*i*/d*t*) during the switching instant associated with the devices. An improved and simplified EMI modeling method is proposed considering the IGBT switching behavior model, then the device turn-on and turn-off dynamics are investigated by dividing the nonlinear transition in several stages. The real device switching voltage and current are approximated by piece-wise linear lines and expressed using multiple d*v*/d*t* and d*i*/d*t* superposition. The derived EMI spectra suggest that the high frequency noise is modeled with an acceptable accuracy. The proposed method is verified by experimental results.

KEY WORDS: Power electronics; Electromagnetic interference (EMI); Insulted gated bipolar transistor (IGBT); Power converters; Modeling

摘要：开关器件在开通和关断暂态过程产生的高电压和电流变化（d*v*/d*t* 和 d*i*/d*t*）是高频电磁干扰的主要来源。提出一种基于 IGBT 开关暂态过程建模优化的电磁干扰频谱估计方法，建立了 IGBT 行为特性模型，分阶段研究了 IGBT 开通和关断的动态过程，用分段线性化方法模拟电压和电流的暂态波形，将非线性的开通和关断特征用多段 d*v*/d*t* 和 d*i*/d*t* 组合描述。文中提出的方法提高了电磁干扰预测频谱在高频段的准确度，实验结果验证了方法的正确性。

关键词：电力电子；电磁干扰；绝缘栅双极晶体管；功率变流器；建模

基金项目：国家自然科学基金委员会创新研究群体科学基金（50421703）。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50421703).

1　引言

随着电力电子技术的飞速发展，以现代开关器件 IGBT 为核心的功率变流器在工业领域得到了广泛的应用。然而，这些大功率、高开关频率的设备在给人们带来便利的同时也产生了负面影响，由 IGBT 快速通断过程产生的电磁干扰（EMI）噪声通过差模和共模两种方式干扰着周边电子设备的正常工作[1]。从控制电磁干扰的角度讲，进行电磁干扰特性分析主要是为了研究噪声干扰的产生机理、预测干扰频谱的等级并设计干扰抑制措施[2-10]。

在电磁干扰分析中通常将开关电压和开关电流作为噪声源，将噪声源到受扰设备的中间电路作为干扰传播途径。许多文献建立等效电路模型来分析功率变流器电磁干扰的机理并预测阻抗稳定网络（LISN）上的噪声电压的频谱特性[6-8]。为了降低理论分析的难度，通常考虑的因素不多，采用的是基于一些假设而得到的简化电路模型，其缺点是在宽频率范围内精确度不够，通常只能在较窄的频段上预测性好，主要原因是在这种简化模型中没有考虑影响高频噪声的主要因素：电路寄生参数和器件的非线性开关暂态过程。虽然有研究者开始讨论电路中寄生参数计算和抽取问题[7]，但采用的也是较为理想化的噪声源模型，即使是考虑了开关的过渡过程，仍然将电压和电流的变化看作是单一斜率的 d*v*/d*t* 和 d*i*/d*t*[11]，同时，二极管反向恢复电流和器件内部寄生参数的影响也通常被忽略。事实上，IGBT 在开通和关断过程中所表现的暂态行为非常复杂，并不能用单一斜率的变化来表示[12]。也有文

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

献介绍了用频域模型快速预测电磁干扰的频谱的方法[9-10]，但是由于频域模型是基于时域模型而来的，精确度不够是其主要的缺点。

本文的目的是通过理论分析优化干扰源模型，希望增加较小的计算量而提高干扰预测频谱在高频段的准确度。基于 IGBT 行为特性模型，分阶段分析了 IGBT 开通和关断动态过程，近似计算了电压和电流变化率。利用分段线性化方法模拟电压和电流的暂态波形，增加了噪声源包含的高频信息量。实验结果验证了方法的正确性和可行性。

2　变流器电磁干扰模型

选取 DC-DC 降压变流器作为研究对象，负载为感性且电流连续，其主电路结构和电磁干扰测试布置如图 1 所示。蓄电池通过两个 LISN 给变流器供电，LISN 主要作用是满足电磁干扰的测试要求，获得正确的测试结果并有可比性。电阻 R_N 上的电压为噪声干扰，V_1 和 V_2 分别为正负母线侧的干扰电压，差模干扰和共模干扰可分别表示为

$$V_{DM}=(V_1-V_2)/2 \tag{1}$$

$$V_{CM}=(V_1+V_2)/2 \tag{2}$$

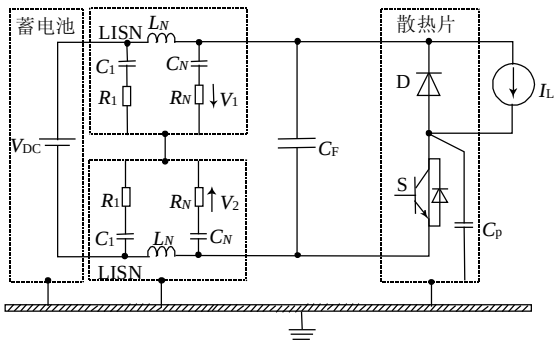
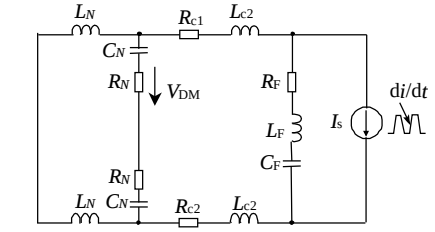


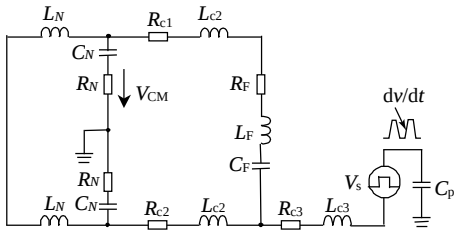
图 1　降压变流器电磁干扰测试布置图

Fig. 1　EMI test for a buck converter

差模干扰电流在功率相线与相线之间构成回路。差模干扰的机理主要是由于开关动作产生快速电流变化率 di/dt 通过滤波电容 C_F 的寄生电感形成的噪声发射，分析时通常将功率开关单元上的电流作为激励电流源[5]，其等效电路如图 2(a)所示，I_S 为差模电流源。共模干扰电流在相线和地之间构成回路，主要是由于电路和地之间寄生电容的充放电效应引起的[5]。在本文的分析中，将容性寄生效应集总为 IGBT 集电极和散热片之间的电容 C_p。大量的分析结果证明[2-10]，仅考虑高 dv/dt 的节点与地之间单一的寄生电容时，预测干扰的准确度也是令人满意的。由于电容的电流由式 i=Cdv/dt 给出，共模源通常用高 dv/dt 的开关电压来表示。其等效电路如图 2(b)所示，V_S 为共模电压源。



(a)差模噪声



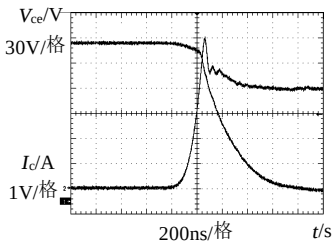
(b)共模噪声

图 2　考虑分布参数的电磁干扰等效电路

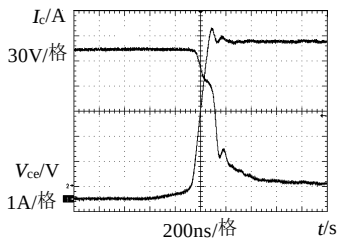
Fig. 2　Equivalent circuit for EMI noise with stray elements

在实际应用中，在图 2 给出的电路模型中，传播途径的参数用实验测量的方法获得。直流滤波电容的等效电路考虑一个串联电阻和一个串联电感，数值用阻抗分析仪测试获得。正负母线和联接导线的模型用集总的电阻和电感串联的电路表示，其数值可由经验公式或者阻抗分析仪测试获得。

电压源和电流源的模型用周期性的梯形脉冲波来表示。实验波形如图 3 所示，考虑单一斜率 dv/dt 和 di/dt 的电压和电流不能够精确地描述开关的内在特征和高频响应，器件开关暂态的非线性特征比



(a)开通波形



(b)关断波形

图 3　实测感性负载时 IGBT 开关波形

Fig. 3　Measured IGBT waveforms with inductive load

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

梯形波要复杂得多。因此，用简单的梯波形近似只可以用于电磁干扰的定性分析和传播通道的验证分析，对于高频电磁干扰的定量分析和滤波器设计工作，其精确度是不能满足要求的。

3 IGBT 开关暂态建模

3.1 暂态等效电路

现代开关器件 IGBT 在开关暂态产生的高 dv/dt 和 di/dt 是功率电子变换设备的主要高频噪声源。IGBT 开通和关断的动态特性可以由图 4 所示的等效电路来分析[12]，用一个带端口间寄生电容的受控电流源来描述 IGBT 器件。由于考虑的是感性负载且电流连续，因此负载电流可以看作是恒定的电流源。将 IGBT 开关环路上所有的分布电感用一个集总电感 L_s 表示。对开关暂态分阶段进行研究，不同的阶段考虑不同的等效电路。

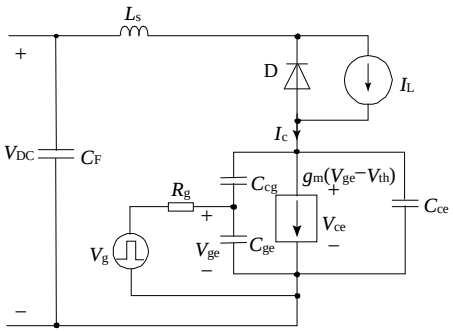


图 4 分析开关暂态特性的 IGBT 行为模型

Fig. 4 The basic IGBT behavioral model

3.2 开通暂态模型

IGBT 的开通过程实质上是一个多子电流现象，由 IGBT 的 MOSFET 部分决定[12]。图 5(a)给出了典型的硬开关 IGBT 的门级电压和集极电压、集极电流的波形。IGBT 开通的指令是门极电压从 V_{g-} 切换到 V_{g+}，门极电流开始对 IGBT 输入电容 C_{ies}（C_{ies}=C_{cg}+C_{ge}）进行充电，当电压 V_{ge} 到达 IGBT 的门槛电压 V_{th} 时，集极电流 i_c 开始快速上升。电流上升过程可由图 5(c)所示的等效电路来分析。在 t_1 阶段集极电流的上升率 di_c/dt 可以表示为[12]

$$\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}(t_1)=\frac{g_m(V_{g+}-V_{th})}{R_gC_{ies}+g_mL_s} \tag{3}$$

式中 g_m 为跨导。

电流 i_c 的快速上升作用在电感 L_s 上引起集极电压 v_{ce} 的下陷，减小的部分可用式(4)近似为

$$\Delta v_{ce}=-L_s\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}(t_1) \tag{4}$$

于是 t_1 阶段 dv_{ce}/dt 可以表示为

$$\frac{\mathrm{d}v_{ce}}{\mathrm{d}t}(t_1)=-L_s\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}(t_1) \tag{5}$$

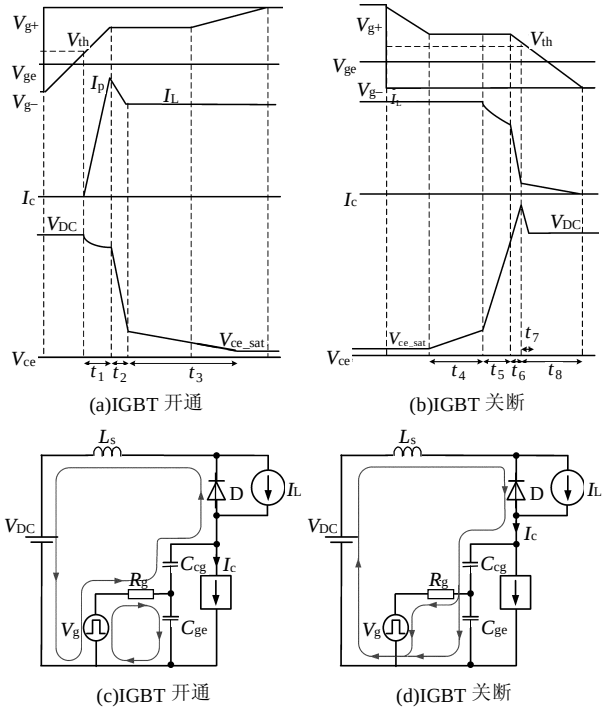


图 5 IGBT 开关暂态过程的波形和等效电路

Fig. 5 Key waveforms and circuit model during turn-on and turn-off transient

电流 i_c 的上升率 di_c/dt 会直接影响快恢复二极管的反向恢复电流。反向恢复电流也是引起高频电磁干扰的主要因素之一。反向恢复电流 I_{rr} 和 di_c/dt 之间的关系由式(6)给出[12]

$$I_{rr}=\sqrt{2t_{LT}I_L\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}(t_1)} \tag{6}$$

式中 t_{LT} 为快恢复二极管少数载流子寿命时间。

则集极电流 i_c 的峰值可以表达为

$$I_p=I_L+I_{rr} \tag{7}$$

在 t_2 阶段，i_c 从峰值 I_p 回落到 I_L，可得到电流变化率为

$$\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}(t_2)=-\frac{I_{rr}}{t_2} \tag{8}$$

在反向恢复过程的后期，二极管开始反向阻断电压。二极管从导通到反偏的快速脱离容易导致功率桥臂的振荡，产生大量的电磁干扰。此时，集极电压急剧下降，在二极管脱离的瞬间电压下降的趋势[12]为

$$\frac{\mathrm{d}v_{ce}}{\mathrm{d}t}(t_2)=\frac{-1}{C_{cg}}\{\frac{V_{g+}-V_{th}-I_L/g_m}{R_g}+\frac{C_{ge}}{g_m}\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}(t_1)\} \tag{9}$$

式中右侧的第一部分由门极电流决定，第二部分由

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

集极电流的上升率 di_c/dt 决定，显然，高 di_c/dt 也是引起高 dv_{ce}/dt 的原因之一。

电容 C_{cg} 在电压 v_{ce} 下降时期拖曳门极电流，使得 v_{ge} 保持在一个恒值上，称这个阶段为 Miller 平台。平台持续的时间取决于电容 C_{cg} 的放电时间。长时间的 Miller 平台期会延长电压 v_{ce} 的拖尾，增加开通损耗。平台期以后，v_{ge} 上升到稳态值，集极电压减小到饱和值 $v_{ce\text{-}sat}$。详细分析 t_3 阶段 IGBT 集极电压的拖尾现象需要借助于基于半导体物理建立的复杂理论模型[13]。

3.3　关断暂态模型

分析 IGBT 的关断暂态可以和分析开通暂态过程一样，分几个阶段进行。

图 5(b)给出了关断暂态电压和电流的过渡波形，等效电路如图 5(d)所示。由于非线性电容 C_{cg} 的数值随着集电极电压而变化，在 t_4 阶段，v_{ce} 值很小，C_{cg} 很大，集极电压上升很慢。当 C_{cg} 达到一个稳态值时，集极电压开始快速地上升，变化率 dv_{ce}/dt 为[12]

$$\frac{dv_{ce}}{dt}(t_5)=\frac{V_{th}-V_{g-}+I_L/g_m}{R_gC_{cg}} \tag{10}$$

集极电压下降产生的高 dv_{ce}/dt 给快恢复二极管的寄生电容 C_d 放电引起电流 i_c 出现一个缺口，电流 i_c 减小的部分可以表示为

$$\Delta i_c=-C_d\frac{dv_{ce}}{dt}(t_5) \tag{11}$$

则 t_5 阶段的 di_c/dt 可以表达为

$$\frac{di_c}{dt}(t_5)=-\frac{C_d\dfrac{dv_{ce}}{dt}(t_5)}{t_5} \tag{12}$$

当电压 v_{ce} 达到母线电压 V_{DC}，快恢复二极管开始正向偏置导通。IGBT 的集极电流开始飞快地减小，变化率可写为[12]

$$\frac{di_c}{dt}(t_6)=\frac{g_mV_{g-}-V_{th}-I_L/g_m}{R_gC_{ies}+g_mL_s} \tag{13}$$

电流下降产生的高 di_c/dt 引起 t_6 后期电压 v_{ce} 的过冲，其幅度主要取决于电路中的寄生电感和二极管的正向恢复电压。若只考虑前者，可得

$$\Delta v_{ce}=L_s\frac{di_c}{dt}(t_6) \tag{14}$$

则 t_7 阶段电压下降的斜率为

$$\frac{dv_{ce}}{dt}(t_7)=-\frac{L_s\dfrac{di_c}{dt}(t_6)}{t_7} \tag{15}$$

电流 i_c 跌落的后期，由于贮存电荷转移，IGBT 开始进入拖尾期。拖尾电流由 IGBT 的制造工艺和运行条件决定的，理论分析比较困难[13]。当电压 v_{ge} 降到反向偏置值，IGBT 到达稳态关断状态。

4　电磁干扰模型实施和实验验证

DC-DC 变流器工作条件为：V_{DC} =185V，f_s=15kHz，I_L =5A。图 2 中干扰传播途径的参数通过测量获得。电解电容器的等效电路由阻抗分析仪 Agilent4294A 测量建立，正负母线和连接导线的参数也用 Agilent4294A 直接测试获得。IGBT 的型号为 IRFGA100LS60U，参数具体如下：

R_N =50Ω，L_N =50μH，C_N =0.25μF，R_F=40mΩ，L_F =70nH，C_F =1.2mF，R_{c1}=30mΩ，L_{c1}=2μH，R_{c2}=28mΩ，L_{c2} =1.9μH，R_{c3}=10mΩ，L_{c3}=1.5μH，C_p=800pF，V_{g+}=15V，V_{g-}=–9V，V_{th}=6V，R_g=47Ω，g_m=52S，C_{cg}=300pF，C_{ies}=9800pF，C_{ge}=9500pF L_s =180nH，C_d=1200pF，t_{LT}=36ns。

表 1 给出了不同阶段 dv/dt 和 di/dt 的计算和用示波器 TDS5054 测量得到的结果。将计算值和实测值进行比较发现，本文得到的计算模型准确度令人满意。因此，利用分阶段线性波形组合的结果可以作为计算电磁干扰的电压源和电流源。计算结果没有包含电压拖尾（阶段 t_3）和电流拖尾（阶段 t_8），而拖尾阶段的影响因素较多，需要更精确的模型。

表 1　实验和计算结果比较

Tab.1　Comparison of measured and calculated results

阶段	dv/dt/(V/μs)		di/dt/(A/μs)	
	测量值	计算值	测量值	计算值
t_1	–41.5	–37.4	41.7	47.6
t_2	–523	–667	-5.7	–6.2
t_3	–87.5	—	0	0
t_4	55.2	53.2	0	0
t_5	1012	1063	–10.2	–9.8
t_6	1012	1063	–37.5	–48.2
t_7	–405	-310	0	0
t_8	0	0	–3.6	—

得到电压 V_{ce} 和电流 I_c 的时域表达式后，经过傅立叶变换可以得到图 2 中干扰电压源和电流源的频域表达式[1]。由图 2 给出的差模和共模电路模型，利用电路的频域分析方法可以得到差模噪声 V_{DM} 和共模噪声 V_{CM}。图 6 给出了实验和计算得到的差模和共模干扰频谱。可以看出，差模干扰和共模干扰的计算频谱都可以精确到 10MHz 以上。计算和实验的比较证明本文提出的计算分析方法是正确可行的。

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

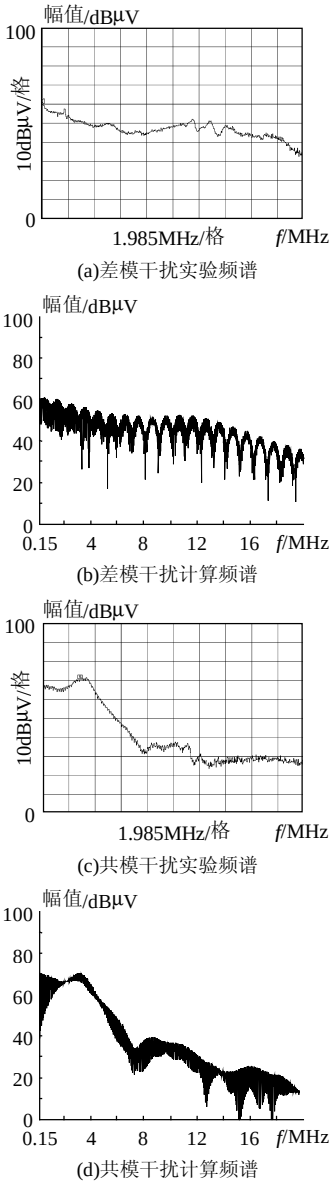


图 6 实验和计算频谱比较

Fig. 6 Comparison of measured and computed spectra

5 结论

准确地对电磁干扰进行建模是相当困难的工作。预测干扰频谱的准确度依赖于干扰源模型和传播途径模型的精确度，大部分文献主要集中于讨论传播途径的验证和寄生参数的计算方法，而将干扰源简化为梯形波。由于忽略了器件开关暂态的非线性特性，计算中必然丢失高频信息，这是高频误差产生的主要原因之一。本文基于 IGBT 的行为模型分析了器件在开通和关断暂态电压和电流的变化特性，非线性的电压和电流变化过程用分段线性表示，给出了计算 d*v*/d*t* 和 d*i*/d*t* 的方法。对比实验和计算结果发现，本文的方法可用于电磁干扰的定量计算，提高干扰频谱估计在高频段的准确度。

参考文献

[1] 马伟明．电力电子系统中的电磁兼容[M]．武汉：水利电力大学出版社，1999．

[2] 孟进，马伟明，张磊，等．开关电源变流器传导干扰分析及建模方法[J]．中国电机工程学报，2005，25(5)：49-54．
Meng Jin，Ma Weiming，Zhang Lei *et al*．Method for analysis and modeling of conducted EMI in switching power converters [J]．Proceedings of the CSEE，2005，25(5)：49-54．

[3] 和军平，姜建国．离线式 PWM 开关电源传导电磁干扰的分析研究[J]．中国电机工程学报，2003，23(6)：91-95．
He Junping，Jiang Jianguo．Research on conducted EMI of an off-line PWM switched mode power supply[J]．Proceedings of the CSEE，2003，23(6)：91-95．

[4] 陈斌，姜建国，孙旭东．PWM 逆变器-感应电机驱动系统中接地电流 EMI 问题的分析[J]．中国电机工程学报，2003，23(2)：58-62．
Chen Bin，Jiang Jianguo，Sun Xudong．Analysis of EMI due too grounding current in a PWM inverter-induction motor drive system [J]．Proceedings of the CSEE，2003，23(2)：58-62．

[5] Nave M．Prediction of conduction emission in switched mode power suppliers[C]．IEEE EMC Symposium Conf．Rec．，San-Diego，USA，1986．

[6] 单潮龙，马伟明，王铁军．挂接三相逆变器的直流电网共模传导干扰研究[J]．中国电机工程学报，2003，23(4)：134-139．
Shan Chaolong，Ma Weiming，Wang Tiejun．Research on common-mode conducted EMI of DC power supply with a three phase inverter[J]．Proceedings of the CSEE，2003，23(4)：134-139．

[7] Zhu H，Lai J S，Tang Y *et al*．Analysis of conducted EMI emissions from PWM inverter based on empirical models and comparative experiments [C]．IEEE Power Electronics Specialists Conference，Charlestan，USA，1999．

[8] 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 Trans．on Power Electron．，1998，13(4)：757-767．

[9] Ran L，Gokani S，Clare J *et al*．Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems Part II：Frequency domain models [J]．IEEE Trans．Power Electron．，1998，13(4)：768-776．

[10] Gonzalez D，Gago J，Balcells J．Analysis and simulation of conducted EMI generated by switched power converters：application to a voltage source inverter[C]．IEEE International Symposium on Industrial Electronics，Korea，2002．

[11] Consoli A，Musumeri S，Oriti G *et al*．An innovation EMI reduction design technique in power converters[J]．IEEE Ttrans．onEMC，1996，38(4)：567-575．

[12] Mohan N，Ondeland T，Robins W，Power Electronics[M]．John Wiley and Sons，1995．

[13] Hefner A R，Blackburm D L．An analytical model for the steady-state and transient characteristics of the power insulated-gate bipolar transistor[J]．Solid-State Electronics，1988，31(10)：26-30．

收稿日期：2005-04-18。

作者简介：

孟 进（1977-），男，博士研究生，研究方向为电力电子系统的电磁兼容；

马伟明（1960-），男，中国工程院院士，从事独立电源系统、电力电子及电力系统电磁兼容等方面的研究。

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn