

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.5.19

中图分类号: TM46

文献标志码: A

# 考虑结电容和跨导非线性的辐射频段 EMI 分析模型

陈雯霞(中国电源学会学生会会员), 陈文洁(中国电源学会高级会员),  
程 睿(中国电源学会学生会会员), 王红彭, 霍永琪, 吴恢斌  
(西安交通大学电气工程学院, 西安 710000)

**摘要:** 宽禁带 WBG(wide band gap) 半导体电力电子器件由于其开关频率高、开关速度快、寄生参数大等特点从噪声源头引发了越来越严峻的电磁干扰问题。然而, 传统的噪声源研究主要集中在 30 MHz 传导频段以内, 如何评估噪声源在 30~300 MHz 较高频率范围内的辐射频段产生的影响仍存在不确定性, 因此提出 1 种改进的 WBG 器件电磁干扰分析模型, 与传统的非对称梯形波电磁干扰模型相比, 首次详细考虑了 WBG 器件的结电容和跨导体的非线性特性, 评估了非线性参数对辐射频段噪声的影响, 并进一步提出该模型在辐射频段噪声源抑制中的应用。仿真结果验证了所提计算方法的准确性, 基于 SiC 器件的硬件测试结果与理论分析相吻合。

**关键词:** 结电容; 跨导; 电磁干扰; 开关模型

## Analytical RE EMI Model Considering Nonlinear Characteristics of Junction Capacitor and Transconductor

CHEN Wenxia, *Student Member, CPSS*, CHEN Wenjie, *Senior Member, CPSS*,  
CHENG Rui, *Student Member, CPSS*, WANG Hongpeng, HUO Yongqi, WU Huibin  
(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710000, China)

**Abstract:** Nowadays, wide band gap(WBG) semiconductor power electronic devices have caused increasingly serious electromagnetic interference(EMI) problems as noise sources due to their high switching frequency, fast switching speed and large parasitic parameters. However, the conventional study on noise sources mainly focused on the conduction emission frequency range within 30 MHz, and how to evaluate the impact of noise sources within the radiated emission frequency range(30-300 MHz) still remains uncertain. Therefore, an enhanced analytical EMI model for WBG devices is proposed. Compared with the conventional asymmetric trapezoidal wave EMI model, the proposed model takes into account the nonlinear characteristics of junction capacitor and transconductor in WBG devices in detail for the first time. The impact of nonlinear parameters on noises within the radiated emission frequency range is evaluated, and the application of the proposed model to the suppression of noise sources in this frequency range is further put forward. Simulation results demonstrated the accuracy of the proposed calculation method, and the results of hardware tests based on SiC devices were consistent with the theoretical analysis.

**Keywords:** Junction capacitor; transconductor; electromagnetic interference(EMI); switching model

近年来,随着开关元件的发展,各种新型设备都开始使用高性能碳化硅 SiC(silicon carbide) MOSFET 等宽禁带 WBG(wide band gap) 半导体器件,其性能比硅功率开关器件好得多,这使得变

换器的工作频率和功率密度持续上升。然而, SiC 功率开关在高功率工业应用中会产生较高的  $dv/dt$  和  $di/dt$ , 从而产生大量的电磁干扰 EMI(electromagnetic interference) 噪声<sup>[1]</sup>。因此,为了实现高性能开关 WBG 器件的广泛应用,建立合理的开关模型来预测 SiC 器件的电磁干扰 EMI 逐渐成为亟待解决的问题。同时,为了优化电磁兼容设计,在正向

收稿日期: 2024-04-01; 修回日期: 2024-07-09, 2024-07-28;  
录用日期: 2024-08-11; 网络首发日期: 2024-08-21

预测阶段利用开关模型指导缓冲电路和磁珠选型对于功率变换器的噪声抑制也尤为重要。

除了各种基于软件的电磁干扰仿真,数学解析方法越来越引起学术界的兴趣,这种基于计算的分析比软件仿真更方便、准确、有效,各种电磁干扰影响因素可以较容易地解耦,这对解释电磁干扰的机理很有帮助。在以往的电磁干扰计算过程中,通常将开关电压波形简化为理想对称梯形或非对称梯形<sup>[2]</sup>,这种简化忽略了传输特性、电容非线性和振铃对波形特性的影响,且有关开关损耗的数学建模通常仅考虑了寄生电感、跨导非线性和结电容等参数,并未考虑振铃对波形特性的影响<sup>[3-5]</sup>。文献[6]提出的模型增加了开关导通和关断过程的振铃阶段,但其跨导仅考虑了简单的线性拟合;文献[7-8]强调了非线性参数拟合对开关损耗和电压/电流超调预测的重要性,但未给出对噪声频谱的具体影响。目前,诸多文献通过研究电容和跨导的非线性对模型进行了改进,并将其应用于分析 SiC 器件<sup>[9-11]</sup>和 GaN 器件<sup>[12-13]</sup>的开关损耗,但鲜有文献讨论改进的开关模型对于干扰源频段判定、电磁干扰预测、辐射频段抑制方案基础验证的影响和意义。

针对上述问题,本文提出 1 种改进的 WBG 功率开关电磁干扰分析模型,首次充分考虑了结电容和跨导的非线性特性,在该数学模型中详细研究了 300 MHz 范围内非线性结电容和非线性跨导对噪声源的定量影响;基于增强模型,在 300 MHz 的更宽频率范围内对米勒平台、上升/下降时间和振铃等开关相关参数进行了校正,旨在实现基于开关行为的整体电磁干扰评估。

## 1 EMI 噪声源解析模型

### 1.1 传统的 SiC MOSFET 开关模型

半桥模块是电力电子中应用最广泛和普遍的拓扑结构,无论是在隔离的 DC-DC 结构还是 PFC 结构中,半桥模块始终是功率变换器的基础噪声源。因此,评估和优化半桥模块的开关损耗和电磁干扰能更好地发挥器件的优势。常见功率变换器中的半桥模块(FSBB、PFC、LLC)如图 1 所示。

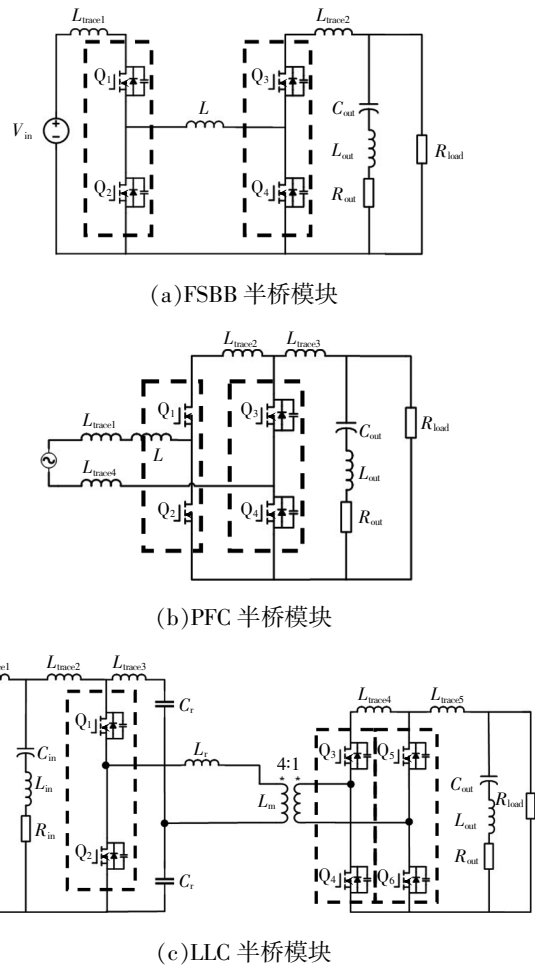


图 1 常见功率变换器中的半桥模块(FSBB, PFC 和 LLC)

Fig. 1 Half-bridge modules in common power converters(FSBB, PFC and LLC)

在传统的电磁干扰预测模型中,为了模拟半桥电路的开关特性,一般采用非对称梯形波简化代替复杂的开关行为,忽略了振铃、米勒平台对其的影响,仅使用固定斜率的梯形波来描述开关过程<sup>[1]</sup>。在利用非对称梯形波代替噪声源时,通常将非对称梯形波频谱划分为低频段、中频段、过渡频段和高频段 4 个区域,其中相邻 2 个区域的过渡频率点称为转折频率<sup>[1]</sup>。图 2 为理想方波噪声源频谱、非对称梯形波频谱和实际噪声源频谱的对比,可以看出:相较于理想方波噪声源波形,非对称梯形波在 150 kHz~30 MHz 传导频段内能够反应噪声源的基本信息,但在振铃影响的高频段即辐射频段,受到高频衰减振荡的幅值、频率、衰减系数等多方面影响,噪声源体现的频谱相对复杂,这意

意味着传统简化的开关模型难以全面反映辐射频段的噪声源信息,同时针对更高频段准确的噪声源分析和建模是关键且必要的。

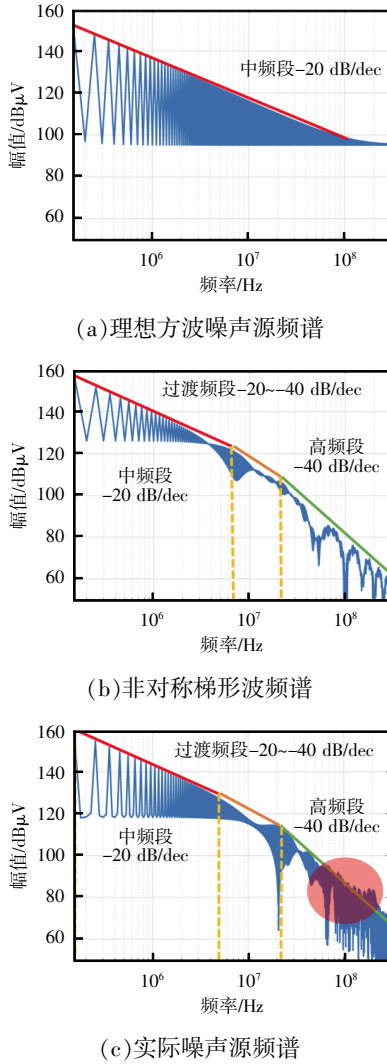


图 2 3 种开关噪声频谱对比

Fig. 2 Comparison among three kinds of switching noise spectrum

### 1.2 考虑非线性参数的开关模型

本节提出的考虑非线性参数开关模型主要用于后期评估结电容和跨导非线性对 EMI 的影响,并在非线性参数拟合的基础上进行了优化,提高了模型的精度,有利于指导 RC 缓冲电路和磁珠的选型。开关过程建模的主要思想:根据状态变化建立 1 组非线性微分方程组,基本的开通和关断可分为延迟阶段、电压转换、电流转换和振荡阶段。本文在文献[5]的基础上,选取栅源极电压  $V_{gs}$ 、漏源极电压

$V_{ds}$ 、肖特基二极管正向电压  $V_{diode}$ 、栅极电流  $i_g$  和漏极电流  $i_d$  这 5 个状态变量建立了 SiC MOSFET 和肖特基二极管半桥非线性微分方程系统。器件的内部参数栅源极电容  $C_{gs}$ 、栅漏极电容  $C_{gd}$ 、漏源极电容  $C_{ds}$ 、二极管结电容  $C_J$ 、阈值电压  $V_{CS(th)}$ 、跨导  $g_{fs}$ 、导通电阻  $R_{DS(on)}$  可从器件数据手册中获得,外部寄生参数漏极电感  $L_d$ 、源极电感  $L_s$ 、栅极电感  $L_g$ 、环路电感  $L_{loop}$ 、环路电阻  $R_{loop}$  可通过 ANSYS Q3D 提取 PCB 的相关回路得到,开关过程共分为 5 个阶段。

由于 SiC 在开关暂态过程中第 5 阶段会产生明显的电压和电流振荡,使开关波形的高频谐波分量增加,从而加重辐射的 EMI 噪声。为了更好地实现开关模型和电磁干扰预测,必须重点考虑高频振荡阶段,其中振铃主要由漏源寄生电感  $L_{ds}$  和二极管结电容  $C_J$  引起。导通和关断振荡阶段的微分方程组分别为

$$\begin{cases} \frac{dv_{gs}}{dt} = \frac{i_g}{C_{gs} + C_{gd}} \\ v_g = R_g i_g + v_{gs} + L_{sg} \frac{di_g}{dt} + L_s \frac{di_d}{dt} \\ C_J \frac{dv_{diode}}{dt} = i_d - i_L \\ v_{dc} = v_{ds} + v_{diode} + R_{AC} C_J \frac{dv_{diode}}{dt} + L_{ds} \frac{di_d}{dt} + L_s \frac{di_g}{dt} + R_s i_d \\ i_g = C_{gs} \frac{dv_{gs}}{dt} + C_{gd} \frac{dv_{gd}}{dt} \\ v_g = R_g i_g + v_{gs} + L_{sg} \frac{di_g}{dt} + L_s \frac{di_d}{dt} \\ i_d = C_{ds} \frac{dv_{ds}}{dt} - C_{gd} \frac{dv_{gd}}{dt} \\ v_{dc} = v_{ds} + v_{diode} + L_{ds} \frac{di_d}{dt} + L_s \frac{di_g}{dt} + (R_s + R_{AC}) i_d \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $V_{dc}$  为直流电压;  $i_L$  为电感电流;  $L_{sg}$  为栅极寄生电感和漏极寄生电感的总和;  $R_{AC}$  为高频段由于集肤效应产生的高频电阻。

图 3 给出了开关暂态解析模型的仿真具体实现原理,对于开通/关断的 5 个阶段,均由独立的 MATLAB Function 写出其各自的状态方程,且根据进入各阶段状态变量的值是否达到要求进行“使能条件判断”,当条件满足时通过 Simulink 的使能模

块使能该阶段的 Function 模块,进入状态方程的求解,在每次求解完成后实时输出求解得到的 $x$ 并通过积分模块积分得到实时的 $x$ ,通过 Scope 将数据可视化;同时在每次求解完成后进行“结束条件判断”,当条件满足后结束这一阶段状态方程的求解,记录“本阶段终值”作为“下一阶段初值”使用,并在满足下一阶段“使能条件判断”后,进入下一阶段状态方程的求解。

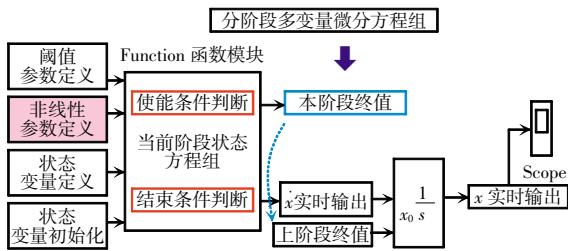
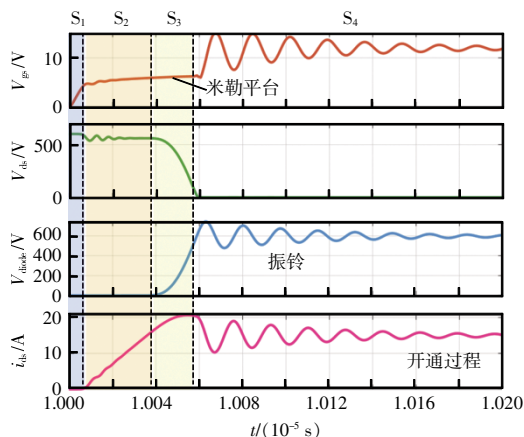


图 3 开关解析模型的仿真原理框图

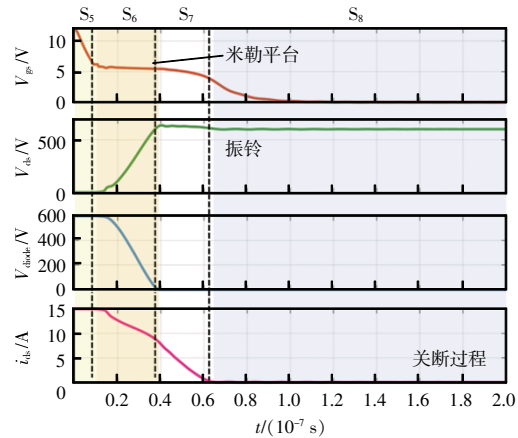
Fig. 3 Block diagram of simulation principle for analytical switching model

最后通过设置关键阈值参数作为各阶段的判断条件以保证状态的连续性,建立了包含振荡阶段的高精度开关暂态模型。图 4 为半桥电路开通和关断过程的 4 组电压电流典型波形,由上至下依次为栅源极电压  $V_{gs}$ 、漏源极电压  $V_{ds}$ 、肖特基二极管正向电压  $V_{diode}$  和漏源电流  $i_{ds}$ ,可见米勒平台效应和走线等引起的振铃在该模型中均有清晰体现。

为了验证模型的准确性和普适性,进一步证明考虑非线性参数的必要性,图 5 对 3 种典型 SiC 器件的优化开关模型噪声源频谱进行比较,其中灰色曲线是 Spice 仿真结果,红色曲线为优化的开关模



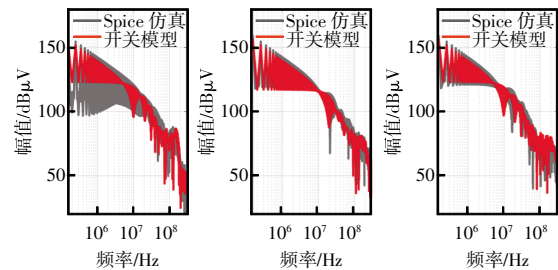
(a) 开通过程典型波形



(b) 关断过程典型波形

图 4 SiC MOSFET 开通与关断过程的典型波形

Fig. 4 Typical waveforms of SiC MOSFET during turn-on and turn-off processes



(a)C3M0065090D (b)C3M0120090D (c)C3M0280090D

图 5 典型 SiC 器件的开关噪声频谱

Fig. 5 Spectra of switching noise for typical SiC devices

型结果。从对比来看,该优化模型可基本拟合真实的噪声源频谱包络,特别是可精确拟合辐射频段的振铃频点和幅值,对于相似器件的细微差异也能准确体现,表明该模型的研究有利于辐射频段电磁干扰的正向预测和抑制。

## 2 非线性电容和跨导的建模与分析

### 2.1 结电容

结电容作为影响开关性能的重要无源参数,需要重点讨论。文献[2]等典型文献中将结电容简化为常数,这不利于反映真实的开关特性,因结电容的容值随漏源极电压呈非线性变化。C3M0065090D 的数据手册给出了输入电容  $C_{iss}$ 、输出电容  $C_{oss}$  和传输电容  $C_{res}$  随漏源极电压的变化曲线,通过对曲线

进行拟合可以得到如图 6 所示的结电容非线性公式,其参数可根据不同的器件选择进行调整。

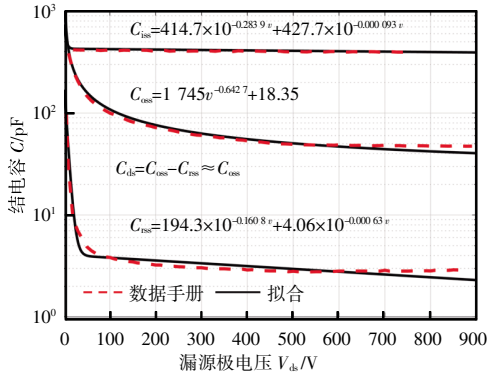


图 6 结电容的非线性拟合及拟合公式

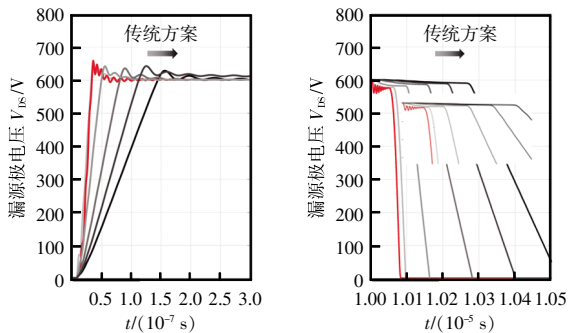
Fig. 6 Nonlinear fitting of junction capacitors and corresponding fitting formulas

输入电容  $C_{iss}$ 、输出电容  $C_{oss}$ 、传输电容  $C_{rss}$  与极间结电容的关系为

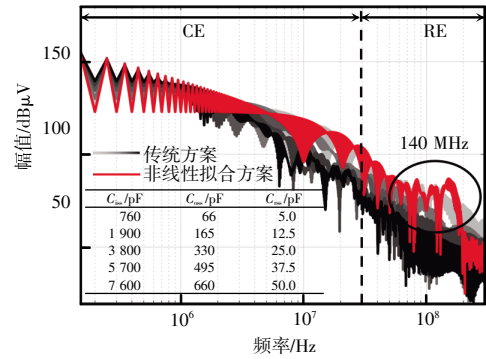
$$\begin{cases} C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \\ C_{iss} = C_{gd} + C_{ds} \\ C_{rss} = C_{gd} \end{cases} \quad (2)$$

根据式(2)可以得到关于极间结电容的具体拟合关系式。

图 7(a)和(b)展示了非线性结电容在时域上对开关波形的影响,其中黑色曲线表示当结电容取固定值时漏源极电压的关断和开通动作波形,黑色越深,表示结电容的取值越大;红色曲线表示使用非线性拟合公式后的开关动作波形。可以看出,电容取值越大,上升时间和下降时间越长,振荡幅值会进一步减小。因此,结电容的非线性曲线可以反映开关动作时间和振铃对 EMI 的影响。



(a)关断过程的漏源极电压时序波形 (b)开通过程的漏源极电压时序波形



(c)开关过程噪声源频谱

图 7 漏源极电压与结电容关系的时序和频域波形

Fig. 7 Time sequence and frequency-domain waveforms for relationship between VDS and junction capacitors

为了更直观地反映非线性结电容对 EMI 的影响频段,图 7(c)给出了固定结电容和非线性结电容取值的漏源极电压频谱,其中黑色曲线表示电容值固定时的噪声谱,曲线颜色越深表示电容取值越大;红色曲线表示结电容拟合值下的噪声谱。由频谱包络可以看出,电容值越大,频谱的噪声幅值越小,在 140 MHz 时,红色频谱的凸起对应时域振铃频率。

### 2.2 跨导

跨导特性用于描述栅极源电压与通道电流之间的关系,在开关建模中通常使用跨导  $g_{fs}$  来描述这种动态行为特征。本文对 C3M0120090D 的跨导进行了常数拟合、线性拟合、高斯拟合等多种拟合关系对比,拟合公式和曲线如图 8 所示。可见:使用不同拟合公式得到的导通和关断波形在各方面均有显著差异,其中米勒平台和振铃环节的影响最大。负载电流  $I_L$  与跨导  $g_{fs}$ 、米勒平台电压  $V_{ml}$ 、阈值电压  $V_{GS(th)}$  的关系表达式为

$$I_L = g_{fs} \times (V_{ml} - V_{GS(th)}) \quad (3)$$

由式(3)可以看出,当阈值电压  $V_{GS(th)}$  和负载电流  $I_L$  保持不变时,改变跨导的拟合公式会改变米勒平台的高度和幅度。在开关速度方面,米勒效应降低了开关速度和可靠性,增大了电磁干扰。

图 9 为不同跨导  $g_{fs}$  取值下的  $V_{ds}$ 、 $V_{gs}$  时序波形,结合对图 9 漏源极电压波形的进一步分析可以得出以下推论:①跨导特性决定了电压交换阶段的开启时间;②导通/关断延时、电压交换启动时间和

$V_{ds}$  上升斜率共同决定了  $V_{ds}$  上升/下降时间和稳态时间;③米勒平台的高度和时宽影响电压交换的结束时间和幅值,因此也影响电压交换结束时的电压峰值,进而影响电压振铃幅值,但不影响振铃频率(振荡是由功率回路中的非线性电容与寄生电感共振产生,因此跨导不影响振荡频率);④在电压交换过程中,由于大部分驱动电流用于对结电容进行充电(在许多文献中,直接忽略了栅源极电压变化),因此可以认为  $V_{gs}$  在这一阶段保持不变,形成米勒平台,漏源极电压变化率  $dV_{ds}/dt$  受栅源极电压  $V_{gs}$  的影响较小,因此受跨导  $g_{fs}$  的影响较小。

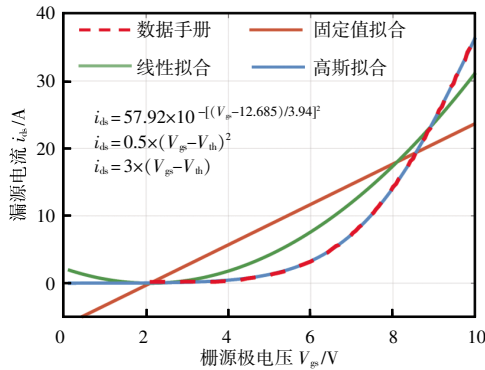
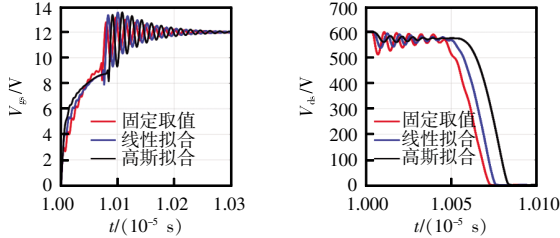
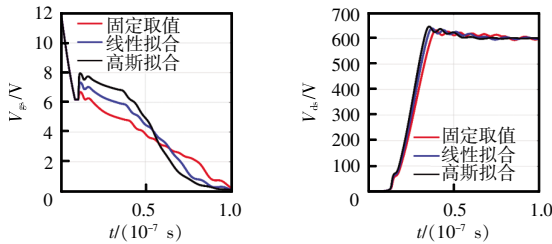


图 8 不同拟合公式的  $V_{gs}$ - $i_{ds}$  关系曲线

Fig. 8  $V_{gs}$ - $i_{ds}$  curves fitted by different formulas



(a) 开通过程的  $V_{gs}$  时序波形 (b) 开通过程的  $V_{ds}$  时序波形



(c) 关断过程的  $V_{gs}$  时序波形 (d) 关断过程的  $V_{ds}$  时序波形

图 9 不同跨导  $g_{fs}$  取值下的  $V_{ds}$ 、 $V_{gs}$  时序波形

Fig. 9 Time sequence waveforms of  $V_{ds}$  and  $V_{gs}$  with different values of  $g_{fs}$

图 10 为不同跨导  $g_{fs}$  取值下的  $V_{ds}$  频谱,可见:由于漏源极电压变化率  $dV_{ds}/dt$  受跨导  $g_{fs}$  的影响较

小,因此振铃发生前低频频谱包络变化也较小;米勒平台的时间宽度越长,器件完成导通和关断瞬态所需的时间越长,相应的转折频率也越小;振荡幅度变化而频率不变的现象体现在频谱上,振荡峰值的幅度随着振荡幅度的增加而增大,频率点不动。

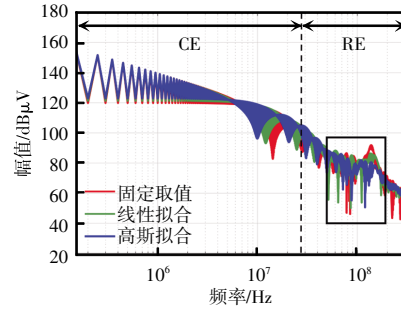


图 10 不同跨导  $g_{fs}$  取值下的  $V_{ds}$  频谱

Fig. 10 Spectra of  $V_{ds}$  with different values of  $g_{fs}$

### 3 基于优化模型的缓冲电路和磁珠选型

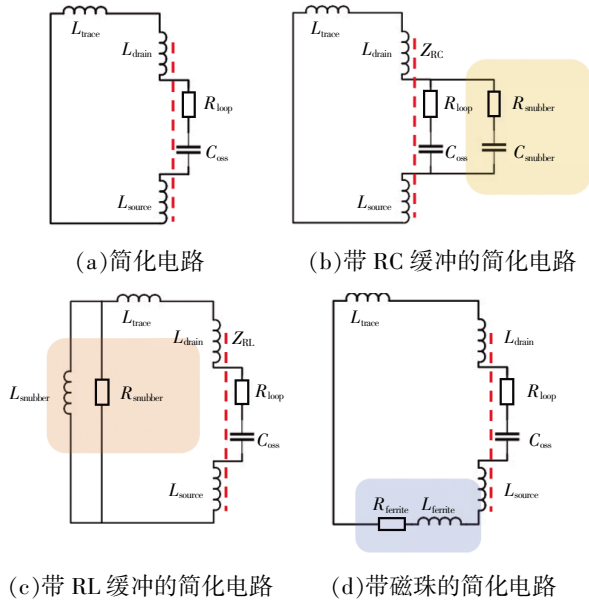
为改善上述开关器件在开关过程中因振铃引起的高频电磁干扰问题,通常采用 RC 缓冲器、RL 缓冲器和在插装式 MOS 管引脚套入磁珠等措施进行抑制。然而,由于缓冲器和磁珠不仅会产生谐振阻尼,还会产生超调、功率损耗等负面影响,因此合理设计吸收电路的参数值可延长设备的使用寿命,提高产品的可靠性。在原始模型基础上,利用如图 11 所示的简化等效电路将原有模型升级为带有吸收参数的高阶模型,便于缓冲电路参数的寻优验证,缩短了实验周期。

根据图 11(a)所示的简化电路,可建立  $V_{ds}(s)$  和  $V_{in}(s)$  关系的表达式

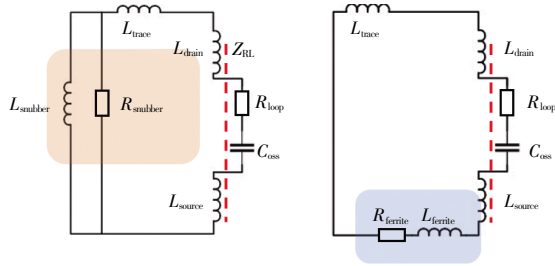
$$\frac{V_{ds}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 + R_{loop}/(L_{loop} + L_{ds})s + 1/(L_{loop} + L_{ds})C_{oss}} \quad (4)$$

因此,关断振荡环节可理解为二阶振荡环节,其振荡频率  $f$  及阻尼系数  $\xi$  分别为

$$\begin{cases} f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{loop} + L_{ds})C_{oss}}} \\ \xi = \frac{R_{loop}}{2} \sqrt{\frac{C_{oss}}{L_{loop} + L_{ds}}} \end{cases} \quad (5)$$



(a)简化电路 (b)带 RC 缓冲的简化电路

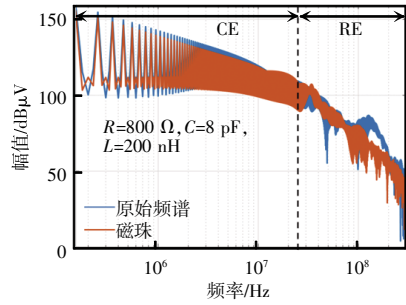


(c)带 RL 缓冲的简化电路 (d)带磁珠的简化电路

图 11 考虑缓冲电路及磁珠的简化等效电路

Fig. 11 Simplified equivalent circuits considering buffer circuit and ferrite bead

由于上述电感取值单位均为 nH 级别,电容取值单位均为 pF 级别,系统阻尼系数远小于 1,从而引起开通/关断过程严重的振荡。通过增加缓冲电路和磁珠环节能够从不同角度调节电阻、电容、电感等电气参数,使得二阶振荡环节阻尼系数增大,减小振荡。缓冲电路参数可以通过根迹法利用模型寻优,图 12 为缓冲器和磁珠在最优选型时对噪



(c)磁珠对 EMI 的噪声抑制效果

图 12 缓冲电路及磁珠对 EMI 的噪声抑制效果

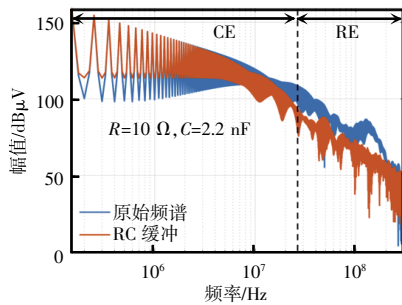
Fig. 12 Noise suppression effect of buffer circuit and ferrite bead on EMI

声源的抑制效果,从原始频谱和抑制频谱的对比可以看出,3 种方案在选型合理时均能对辐射频段的噪声产生明显的抑制效果。

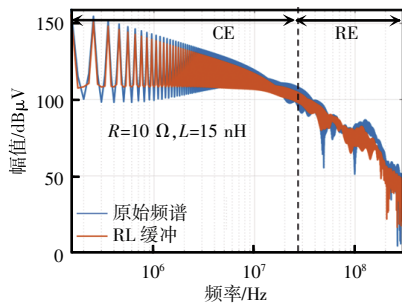
### 4 实验验证

为了验证开关建模的有效性和正确性,搭建图 13 所示的实验平台。选用 Wolfspeed 器件(开关管 C3M0120090D 和二二极管 C6D10065A)搭建双脉冲测试电路,门极驱动电路采用 Skyworks 公司生产的 SI8271 电流隔离式栅极驱动设计,双脉冲信号由德州仪器公司的 DSP(TMS320F280049)产生。同时,选用空芯单层绕线的电感(电感值约为 200 µH)作为负载,这样既可避免磁芯饱和现象,还能有效减小负载电感的等效并联电容。采用力科(LeCroy)公司生产的 Wave-Runner 8404M 示波器完成 SiC MOSFET 开关波形的测量。其中,漏源极电压和栅极电压通过高压高带宽电压探头获取。在单次 DPT 测试过程中,SiC MOSFET 的开关次数仅有 2 次,且测试时间较短,可以忽略开关损耗对 MOSFET 及 SBD 结温的影响。因此,可以认为 MOSFET 与 SBD 的结温在单次测试过程中均保持常温。

首先通过双脉冲电路验证开关波形的时域波形,明确时域波形与仿真在振铃、米勒平台等关键特性上的定性拟合,然后利用高压高带宽电压探头(2.5 G 次/s)捕获漏源极电压波形并与仿真结果进行对比。在直流供电电压  $V_{dk}=150\text{ V}$ 、负载电流  $I_L=22\text{ A}$  条件下完成 DPT 测试,同时外部门极驱动电



(a)RC 缓冲对 EMI 的噪声抑制效果



(b)RL 缓冲对 EMI 的噪声抑制效果

阻的阻值设置为  $50\ \Omega$ 。图 14 为 SiC MOSFET 在该测试工况下的开关开通与关断波形。

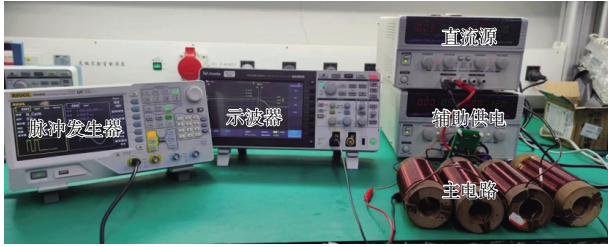
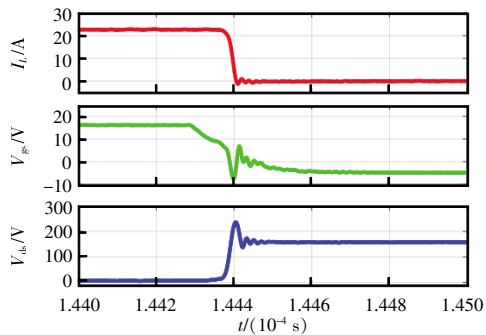
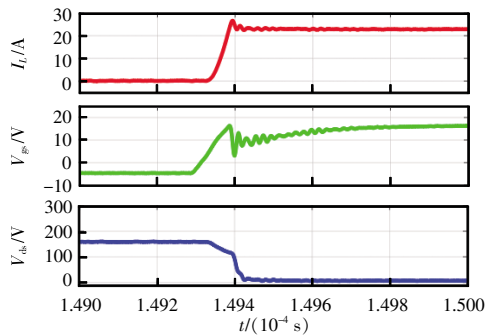


图 13 实验平台及样机

Fig. 13 Experimental platform and prototype



(a) 关断波形



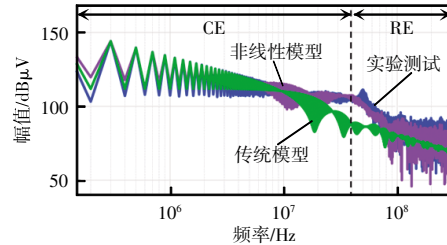
(b) 导通波形

图 14 SiC MOSFET 的开关测试波形( $V_{dc}=150\ \text{V}$ ,  $I_L=22\ \text{A}$ )

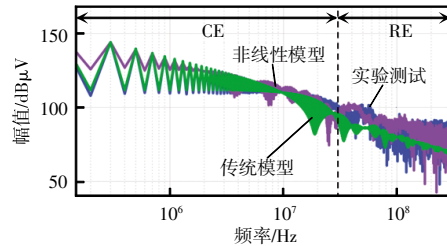
Fig. 14 Test waveforms during switching processes of SiC MOSFETs( $V_{dc}=150\ \text{V}$ ,  $I_L=22\ \text{A}$ )

为了进一步验证模型正确性,将实测噪声频谱、非线性模型的仿真频谱及传统仿真方法得到的频谱进行对比。图 15 为不同驱动电阻、电感电流 3 种工况下实验噪声与非线性模型的预测频谱对比,其中蓝色曲线为实验测试漏源极电压波形的傅里叶频谱,紫色曲线为本文所提非线性优化模型的频谱,绿色曲线为传统非对称梯形波模型的仿真频谱,频谱范围为传导频段( $150\ \text{kHz}\sim 30\ \text{MHz}$ )到辐射频段( $30\sim 300\ \text{MHz}$ )。300 MHz 以上辐射频段更

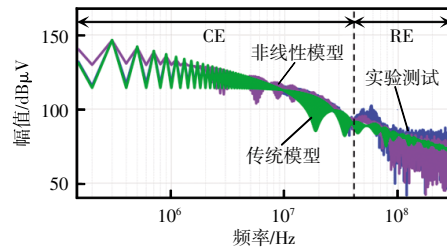
多观察到的是底噪而不是开关特性引起的噪声,因此不作考虑。由图 15 所示的频谱结果可知,在传导频段,传统模型已经能够反映噪声源特性,但是在辐射频段,非线性模型能够更好地反映实际噪声源的振铃等信息。



(a)  $R_g=20\ \Omega$   $V_{dc}=150\ \text{V}$   $I_L=22\ \text{A}$



(b)  $R_g=50\ \Omega$   $V_{dc}=150\ \text{V}$   $I_L=22\ \text{A}$



(c)  $R_g=50\ \Omega$   $V_{dc}=200\ \text{V}$   $I_L=30\ \text{A}$

图 15 实验噪声频谱与非线性模型频谱预测效果对比

Fig. 15 Comparison between experimental noise spectra and spectra results predicted by nonlinear model

## 5 结语

本文提出了 1 种噪声源建模方法,旨在提高电磁干扰频谱预测的精度。该方法采用考虑结电容和转移特性的非线性开关建模波形取代了传统的非对称梯形波形,避免了因结电容和传输特性的非线性拟合不准确引起的辐射频谱难预测问题;分析了结电容和传输特性对频谱中特定频段的影响,即非线性结电容主要影响转折频点后的频谱幅值,而传输特性主要影响振铃频点幅值和较高辐射频段幅值;

同时,利用该模型还可以对缓冲电路和磁珠的选型进行寻优验证,有利于辐射频谱的正向抑制。

### 参考文献:

- [1] 吴俊雄,何宁,徐德鸿. SiC 器件对并网逆变器 EMC 特性和效率的影响[J]. 电源学报, 2019, 17(1): 136-144.  
Wu Junxiong, He Ning, Xu Dehong. Impact of SiC devices on EMC characteristics and efficiency of grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(1): 136-144 (in Chinese).
- [2] Han Di, Li Silong, Wu Yujiang, et al. Comparative analysis on conducted CM EMI emission of motor drives: WBG versus Si devices [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8353-8363.
- [3] Yang Bo, Ge Qiongxuan, Zhao Lu, et al. Influence of parasitic elements of busbar on the turn-off voltage oscillation of SiC MOSFET half-bridge module [C]// IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China, 2017: 4939-4943.
- [4] Roy S K, Basu K. Analytical model to study hard turn-off switching dynamics of SiC MOSFET and Schottky diode pair [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 861-875.
- [5] 李洁,党晓圆,李辉. 计及非线性寄生参数的 SiC MOSFET 开关暂态模型[J]. 电力电子技术, 2024, 58(2): 137-140.  
Li Jie, Dang Xiaoyuan, Li Hui. Transient model of SiC MOSFET switching process considering nonlinear parasitic parameters [J]. Power Electronics, 2024, 58(2): 137-140.
- [6] Dong Zezheng, Wu Xinke, Xu Hongyi, et al. Accurate analytical switching-on loss model of SiC MOSFET considering dynamic transfer characteristic and  $Q_{gd}$  [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12264-12273.
- [7] Hofstetter P, Maier R W, Bakran M M. Influence of the threshold voltage hysteresis and the drain induced barrier lowering on the dynamic transfer characteristic of SiC power MOSFETs [C]// 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Anaheim, CA, USA, 2019: 944-950.
- [8] Wu Yingzhe, Yin Shan, Li Hui, et al. Impact of RC snubber on switching oscillation damping of SiC MOSFET with analytical model [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected

Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 163-178.

- [9] Sun Jianning, Yuan Liqiang, Duan Renzhi, et al. A semi-physical semibehavioral analytical model for switching transient process of SiC MOSFET module [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 2258-2270.
- [10] Christen D, Biela J. Analytical switching loss modeling based on datasheet parameters for MOSFETs in a half-bridge [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3700-3710.
- [11] Ahmed M R, Todd R, Forsyth A J. Predicting SiC MOSFET behavior under hard-switching, soft-switching, and false turn-on conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 9001-9011.
- [12] Huang Xiucheng, Li Qiang, Liu Zhengyang, et al. Analytical loss model of high voltage GaN HEMT in cascode configuration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2208-2219.
- [13] Wang Kangping, Yang Xu, Li Hongchang, et al. An analytical switching process model of low-voltage eGaN HEMTs for loss calculation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 635-647.



陈雯霞

### 作者简介:

陈雯霞(2000—),女,中国电源学会学生会员,硕士研究生。研究方向:电力电子变换器电磁干扰。E-mail:cwx20001125@stu.xjtu.edu.cn。

陈文洁(1974—),女,中国电源学会高级会员,通信作者,博士,教授。研究方向:功率磁性元件损耗与电磁兼容性设计;传导及辐射电磁干扰主动式抑制技术。E-mail:cwj@xjtu.edu.cn。

程睿(2001—),男,中国电源学会学生会员,硕士研究生。研究方向:功率磁性元件损耗与电磁兼容性设计。E-mail:cr2001@stu.xjtu.edu.cn。

王红彭(2001—),男,硕士研究生。研究方向:传导电磁干扰主动式抑制技术。E-mail:2192212229@stu.xjtu.edu.cn。

霍永琪(2001—),男,硕士研究生。研究方向:EMI有源滤波器设计。E-mail:2862512891@stu.xjtu.edu.cn。

吴恢斌(2001—),男,硕士研究生。研究方向:EMI滤波器设计及电磁兼容主动抑制技术。E-mail:2423707884@stu.xjtu.edu.cn。