

基于 Levenberg-Marquardt 算法的 碳化硅 MOSFET 建模研究

赵奕昕^{1,2}, 刘守城^{1,2}, 颜伟^{1,2}, 祝志博^{1,2}, 居铭^{1,2}

(1.南京师范大学南瑞电气与自动化学院,江苏南京 210023)

(2.南京师范大学江苏省电气装备与电磁兼容工程实验室,江苏南京 210023)

[摘要] 为了更快速准确地对碳化硅 MOSFET 功率器件进行开关行为预测与分析,需要建立其静态和动态行为模型.静态模型包括不同温度下的转移特性曲线和输出特性曲线,以及寄生非线性电容曲线等.提出了一种基于 EKV 公式改进的曲线拟合公式和一种新的非线性电容拟合公式,利用 Levenberg-Marquardt 算法进行参数拟合,建模速度快,模型误差小.动态模型在考虑封装寄生电感和寄生非线性电容等非理想条件下,分别建立器件导通和关断过程每一个阶段的栅源极电压、漏源极电压、肖特基二极管电压、栅极电流和漏极电流的电路微分方程组,再以每一个阶段结束时的状态变量作为下一个阶段的初始条件.采用 4 阶龙格库塔法求解上述微分方程组的数值解,并与 LTspice 仿真波形进行对比分析.结果表明,上述建模方法能较好地描述器件的动态行为特性.

[关键词] 碳化硅 MOSFET,静态特性建模,动态行为模型,寄生非线性电容,Levenberg-Marquardt 算法

[中图分类号] TM23 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2022)03-0030-08

Study on Modeling of Silicon Carbide MOSFET Based on Levenberg-Marquardt Algorithm

Zhao Yixin^{1,2}, Liu Shoucheng^{1,2}, Yan Wei^{1,2}, Zhu Zhibo^{1,2}, Ju Ming^{1,2}

(1.NARI School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(2.Jiangsu Electrical Equipment EMC Engineering Laboratory, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

Abstract: In order to predict and analyze the switching behavior of silicon carbide MOSFET power devices more quickly and accurately, it is necessary to establish static and dynamic behavior models. The static model includes the transfer characteristic curves and the output characteristic curves at different temperatures, as well as the parasitic nonlinear capacitance curves. In this paper, an improved curve fitting formula based on the EKV formula and a new nonlinear capacitor fitting formula is proposed. The Marquardt method is used for parameter fitting, which has faster modeling speed and smaller model errors. Non-ideal conditions are considered in the dynamic model, such as package parasitic inductance and parasitic nonlinear capacitance, and establishes the gate-source voltage, drain-source voltage, Schottky diode voltage, and drain current at each stage of the device turn-on and turn-off process. The differential equations of the circuit and the drain current, and then the state variables at the end of each stage are used as the initial conditions for the next stage. The fourth-order Runge-Kutta method is used to solve the numerical solution of the above-mentioned differential equations, and compared with the LTspice simulation waveform, the results show that the above-mentioned modeling method can describe the dynamic behavior of the device well.

Key words: Silicon Carbide MOSFET, static characteristic modeling, dynamic behavior model, parasitic nonlinear capacitance, Levenberg-Marquardt algorithm

随着智能电网、汽车电子、航空航天、轨道交通和工业生产等领域电气化程度的不断加深,以 IGBT 和 MOSFET 为代表的功率开关器件被广泛应用于电机驱动、功率变换和能源传输等场合,作为核心器件,功率开关器件的特性决定着整个系统性能的好坏^[1-3].当前大多数功率 IGBT 或 MOSFET 是硅基开关器件,

收稿日期:2021-08-09.

基金项目:国家自然科学基金项目(52107005).

通讯作者:颜伟,博士,副教授,研究方向:电磁兼容. E-mail:61197@njnu.edu.cn

然而,目前硅材料本身的性能已接近极限,因此传统硅基功率开关器件已经很难满足当前相关行业对器件在高频、高压、高温等极限环境下的要求。SiC MOSFET(Silicon Carbide metal-oxide-semiconductor field-effect transistor)以其优越的特性、较宽的禁带宽度、较高的耐压值、较好的散热效率以及较快的电子饱和和漂移速度等特点受到业界和国内外学者的广泛关注。但目前碳化硅开关器件成本较高,迭代速度快,在系统初期设计阶段为了评估功耗、效率以及电磁兼容性能等关键指标,需要建立快速精确的静态与动态仿真模型^[2-3]。

近年来,国内外学者在功率 MOSFET 建模方面展开了多方面研究。Duan 等^[2]提出了一种基于 EKV 数学模型的功率 MOSFET 的电热行为模型的快速建模方法,考虑了封装寄生参数,对其静态和瞬态行为进行了仿真,并分析了开关过程和开关损耗。李川^[3]详细分析了理想与非理想情况下的 SiC MOSFET 动态特性,并对非线性电容进行静态特性建模,利用微分状态方程描述了开关过程的每个阶段,分析了器件动态开关行为。许明明等^[4]在 EKV 模型基础上增加了一个温控电压源,改善了高温下模型的准确度。文献[5-6]指出原 EKV 模型温度的自由度较低,器件在不同温度下的静态特性难以同时拟合,使用改进的通用静态模型后拟合效果与误差得到改善。文献[7-9]通过对比基于曲线描点和参数模板、基于库文件、基于物理公式和基于数学公式的 4 种不同建模方法,指出通过数学公式得到的模型精准度最高,且更容易考虑温度参数。

由此,本文针对 CREE 公司的碳化硅 MOSFET 功率器件(型号:C2M0080120D)进行开关行为建模与分析,建立其静态模型和动态行为模型。对于静态模型,利用麦夸尔特法进行参数曲线拟合,对器件转移特性、输出特性和寄生非线性电容进行建模。对于动态模型,分别建立器件导通和关断过程每一个阶段的栅源极电压、漏源极电压、肖特基二极管电压、栅极电流和漏极电流的电路微分方程组,再以每一个阶段结束时的状态变量作为下一个阶段的初始条件,求解上述电路微分方程组的数值解。最后,与 LTspice 软件的仿真波形进行对比,验证模型的准确性。

1 静态模型建模分析

MOSFET 静态模型包括在不同结温下的器件转移特性曲线(I_d-U_{GS})和输出特性曲线(I_d-U_{DS}),以及 3 个寄生非线性电容($C_{RSS}, C_{OSS}, C_{ISS}$)随漏源级电压(U_{DS})的变化曲线,本文采用 Levenberg-Marquardt 算法进行非线性曲线拟合,实现静态模型的建立。

1.1 Levenberg-Marquardt 算法

最优化算法——牛顿法的基本思想是在目标函数的某点使用泰勒展开,舍去除梯度矩阵 ∇f 和黑塞矩阵 H 之外的高阶项,通过多次迭代搜索目标函数最小值。

$$\begin{cases} f(x): \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}, \\ \mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k-1} - H(\mathbf{x}_{k-1})^{-1} \nabla f(\mathbf{x}_{k-1}). \end{cases} \quad (1)$$

由于牛顿法存在计算量大、非正定黑塞矩阵、奇异矩阵不能求逆、不能保证目标函数值下降、不能保证收敛等缺点,需进行修正优化。Levenberg-Marquardt 算法属于对牛顿法的优化修正,其迭代公式为

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k-1} - \alpha_k (H + \mu I)^{-1} \nabla f(\mathbf{x}_{k-1}). \quad (2)$$

对于非正定黑塞矩阵,新定义一个矩阵 $K = H + \mu I$,其中 μ 为阻尼系数, I 为单位矩阵,由此可保证矩阵 K 可逆。Levenberg-Marquardt 算法同时具有梯度法和牛顿法的优点,当 μ 很小时,相当于朴素牛顿法,当 μ 很大时,相当于梯度下降法,是一种介于牛顿法与梯度下降法之间的最优化方法。

将 Levenberg-Marquardt 算法修正的牛顿法应用于非线性拟合时,其最优化目标函数为

$$\min S = \sum_{i=1}^m (f(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\beta}) - \mathbf{y}_i)^2. \quad (3)$$

式中, f 为需要进行拟合的目标函数, $\boldsymbol{\beta}$ 为 f 需要拟合的参数矩阵, \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 为实际观测值矩阵, $f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\beta})$ 为模型预测值矩阵。定义残差矩阵 $\mathbf{r} = f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\beta}) - \mathbf{y}$, 表示模型预测值和实际观测值的差值。

计算梯度和黑塞矩阵并代入, Levenberg-Marquardt 算法迭代公式最终可表示为

$$\boldsymbol{\beta}_{k+1} = \boldsymbol{\beta}_k - (J^T J + \mu I)^{-1} J^T \mathbf{r}. \quad (4)$$

式中, J 为雅可比矩阵。

本文采用 Levenberg-Marquardt 算法进行曲线非线性拟合的流程图如图 1 所示。

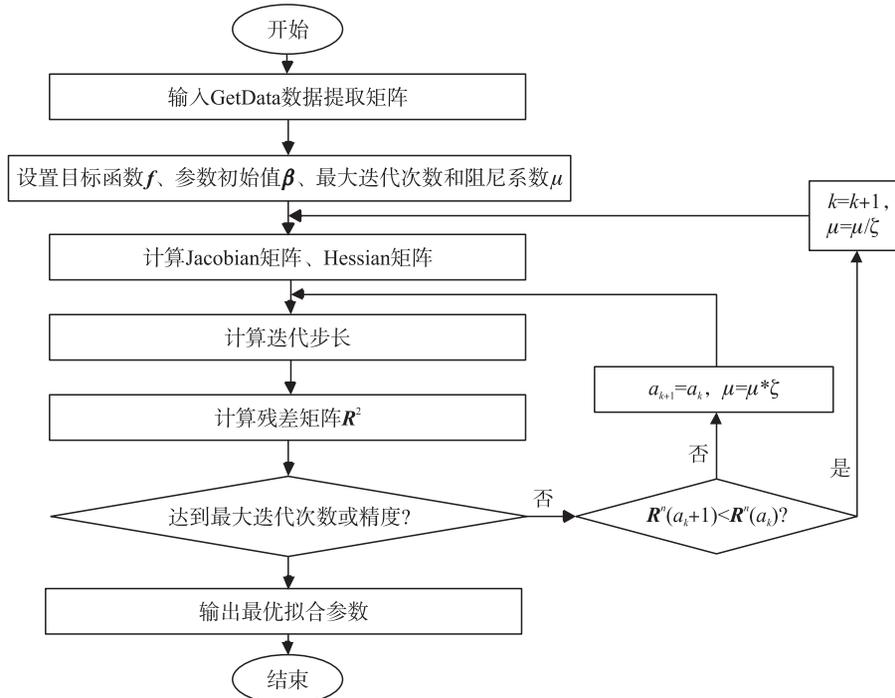


图 1 Levenberg-Marquardt 算法流程图

Fig. 1 Flow chart of Levenberg-Marquardt algorithm

1.2 基于原 EKV 模型的建模

EKV 模型使用两个对数函数的线性组合在两个操作区域之间插值,生成一个单片模型. 文献[1]提出的静态模型原理图如图 2 所示,采用一个 EKV 表达式,

$$\begin{cases} I_d = G_1(U_{GS}, U_{DS}) - G_2(U_{GS}, U_{DS}), \\ G_1(U_{GS}, U_{DS}) = \pm 2g_m \phi_t^2 \kappa_s \ln^k \left(1 + e^{\frac{U_{GS} - U_{th}}{2\kappa_s \phi_t}} \right) (1 + \lambda U_{DS}), \\ G_2(U_{GS}, U_{DS}) = \mp 2g_m \phi_t^2 \kappa_s \ln^k \left(1 + e^{\frac{U_{GS} - U_{th} - nU_{DS}}{2\kappa_s \phi_t}} \right) (1 + \lambda U_{DS}). \end{cases} \quad (5)$$

式中各参数定义见表 1. 在不同温度下对 SiC MOSFET 的转移特性和输出特性进行拟合建模.

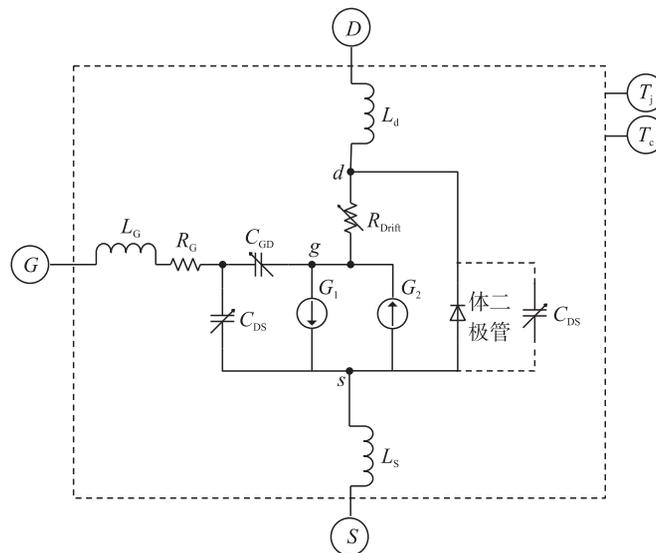


图 2 模型原理图

Fig. 2 Schematic diagram of model

根据 C2M0080120D 的器件手册,该器件采用 TO-247-3 封装,器件的电路模型如图 2 所示, G 、 D 和 S 分别为栅极、漏极和源极; T_j 和 T_c 为结温和壳温;电感 L_G 、 L_d 和 L_s 为 TO-247-3 封装的栅极、漏极和源极的寄生电感; C_{GD} 和 C_{GS} 为栅漏极和栅源极寄生电容; R_G 为栅极电阻;二极管结电容 C_{DS} 为漏栅极寄生电容; $G1$ 和 $G2$ 为压控电流源。

在每个温度下器件的转移特性曲线有 1 条,输出特性曲线共有 6 条;在上述 7 条曲线中,对每条曲线使用 GetData 软件均匀取 25 个点,组成漏极电流 I_d 、漏栅极电压 U_{DS} 和栅源极电压 U_{GS} 矩阵。再以上述矩阵为数据源,式(5)为拟合函数,使用 Levenberg-Marquardt 算法进行拟合。拟合时需要将上述 7 个数据矩阵一起导入算法,提取共同的 g_m 、 φ_t 、 K_s 、 λ 、 k 、 n 和 a 参数值,并将其代入式(5),从而实现 MOSFET 静态模型的建立。拟合结果与数据手册对比如图 3。

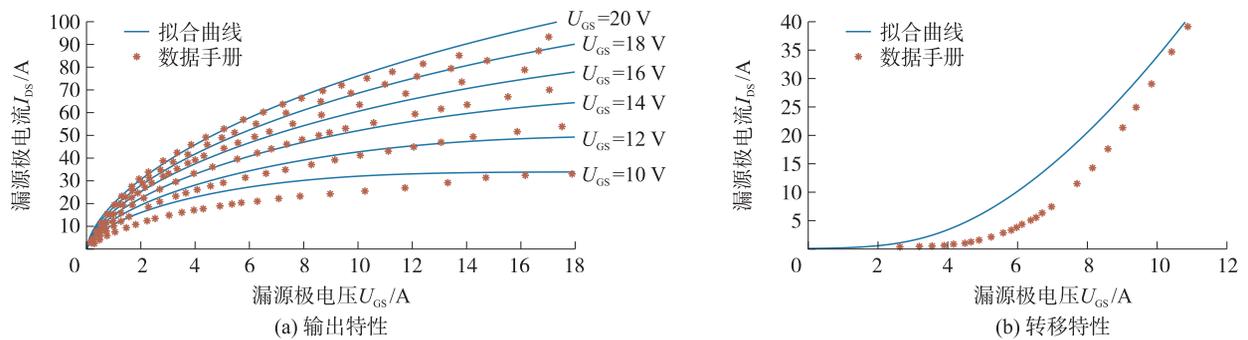


图 3 拟合结果对比

Fig. 3 Comparison of fitting results

拟合结果图 3 的拟合参数结果和误差结果分析见表 2,从拟合结果与数据手册对比图 3 以及误差分析表 2 可以看出,该静态模型能够对 7 条输出特性、转移特性曲线进行拟合,但无论是从对比图还是误差数据来看,拟合曲线不能完全贴合数据手册给出的曲线,结果表明该模型拟合误差较大,需要更精确的模型来描述 MOSFET 的静态特性。

1.3 改进的 EKV 模型

原 EKV 模型需要在已知 U_{GS} 和 U_{DS} 前提下求解 I_d ,因此需要先给定一个初值,并在小步长下进行多次迭代才能求得 I_d 近似解。在求解过程中,电流 I_d 会存在虚数解,漏极电流 I_d 解空间在 U_{GS} 和 U_{DS} 较小区域中会出现空缺,影响拟合精度^[9-10]。因此,需要对原模型进行改进:使电流表达式 I_d 变成 U_{GS} 和 U_{DS} 的显式函数 $I_d=f(U_{GS}, U_{DS})$,已知 U_{GS} 和 U_{DS} 即可直接求得电流,无需进行迭代,其表达式为

$$I_d = k_1 \{ [\ln(1 + e^{k_2 V_{GS} - k_3})]^{k_4} - [\ln(1 + e^{k_2 V_{GS} - k_3 - k_6 V_{DS}^{k_7}})]^{k_4} \} (1 + k_5 V_{DS}). \quad (6)$$

式中, $k_1 \sim k_7$ 为模型参数,与器件参数与结温 T_j 有关,其中 k_1 对应跨导斜率, k_2 对应 U_{GS} 系数, k_3 对应阈值电压, k_4 为指数项, k_5 对应饱和系数, k_6 对应 U_{DS} 系数, k_7 对应 U_{GS} 系数。

1.4 模型验证

为验证改进的模型对比原模型在收敛性和拟合精度上更有优势,将上文中提取 25 °C 下的 7 条静态特性曲线组成的漏极电流矩阵 I_d 、漏栅极电压矩阵 U_{DS} 和栅源极电压矩阵 U_{GS} 再次使用 Levenberg-Marquardt 算法进行拟合,拟合公式采用式(6),拟合效果如图 4。拟合参数结果与误差结果分析如表 3。

表 1 EKV 公式中参数

Table 1 Parameters in the EKV equation

参数名称	描述	参数名称	描述
I_d	漏极电流	φ_t	热压
U_{DS}	漏源极电压	K_s	亚阈值斜率系数
U_{GS}	栅源极电压	λ	沟道长度调制系数
U_{th}	阈值电压	k	指数项系数
g_m	跨导	n 和 a	线性区系数

表 2 拟合参数结果与拟合优度

Table 2 Fitting parameter results and goodness of fit

参数名	拟合参数值	拟合优度参数	拟合优度参数值
g_m	1.534	误差平方和 SSE	4.562×10^4
φ_t	0.726 3	确定系数 R-square	0.982 8
K_s	0.768 1	调整确定系数 Adjusted R-square	0.982 2
λ	1.15×10^{-5}	均方误差根 RMSE	16.48
k	1.7		
n	1.582		
a	0.627 5		

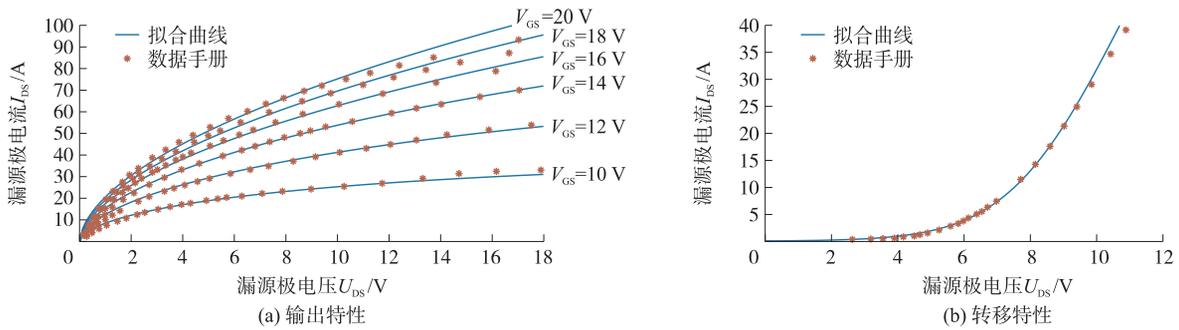


图 4 拟合结果对比

Fig. 4 Comparison of fitting results

从图 4 和表 3 可以看出,改进的模型拟合效果较好,拟合结果的确定系数达 0.999 2,拟合曲线能够较好地贴合从 DataSheet 中提取的数据点,相对于图 3 有明显的优化.

图 5 为式(5)和式(6)模型的拟合解空间对比图.在式(5)模型中,电流 I_d 会存在虚数解,漏极电流 I_d 解空间在 U_{GS} 和 U_{DS} 较小区域中会出现空缺,如图 5(a)的右上角.相较于图 5(a),图 5(b)中从手册中提取的数据点(黑色圆点)与解空间平面有较好的贴合,原先的空缺区域消失.

表 3 拟合参数结果与拟合优度

Table 3 Fitting parameter results and goodness of fit

参数名	拟合参数值	拟合优度参数	值
k_1	23.94	误差平方和	74.9
k_2	0.573 3	确定系数	0.999 2
k_3	4.534	调整确定系数	0.999 2
k_4	1.371	均方误差根	0.665 7
k_5	1×10^{-4}		
k_6	0.31		
k_7	0.571 7		

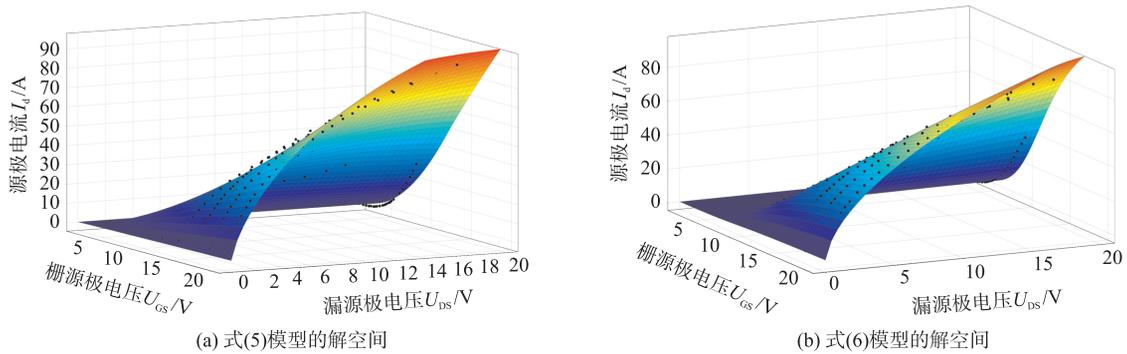


图 5 三维拟合空间对比

Fig. 5 Comparison of 3D fitting space

从图 4、图 5 和表 3 可以看出,基于式(6)的静态模型建模方法更为精确再现了碳化硅 MOSFET 器件手册中转移特性曲线和输出特性曲线.

实际情况中,碳化硅 MOSFET 存在寄生非线性寄生电容($C_{RSS}, C_{OSS}, C_{ISS}$).根据器件手册,这些寄生电容值会随着电容两端的电压变化而变化.在高频环境下,若不考虑这些电容值的非线性变化,在分析 MOSFET 开关行为时会产生较大误差,因此,非线性电容的建模对于后续章节的动态行为模型的精确建立意义重大.

非线性电容的建模也可采用曲线拟合的方法,不同的参考文献提出的电容拟合公式不尽相同.根据器件手册上的 3 条电容曲线,其形态类似于反比例函数,故本文提出的拟合公式

$$C = \frac{1}{p_1 V^{p_0} + p_2} + p_3 \quad (7)$$

式中, V 为源漏极电压, p_0, p_1, p_2, p_3 为模型系数.

使用 GetData 软件对数据手册中的 3 条非线性电容曲线每条取 12 个点,同样使用 Levenberg-Marquardt 算法进行拟合,拟合结果如图 6,可以看出拟合结果较好.

另外,还需要计算寄生电感参数.文献[10]采用 TO-247-3 封装的 SiC MOSFET 寄生电感可由有限元

分析软件 ANSYS 的 Q3D 工具进行提取,栅极 G 、源极 S 和漏极 D 的 3 个寄生电感提取值如表 4.

表 4 基于 Q3D 的寄生电感
Table 4 Parasitic inductance by Q3D

寄生电感	提取值/nH
L_G	7.576 3
L_S	4.300 0
L_d	3.648 0

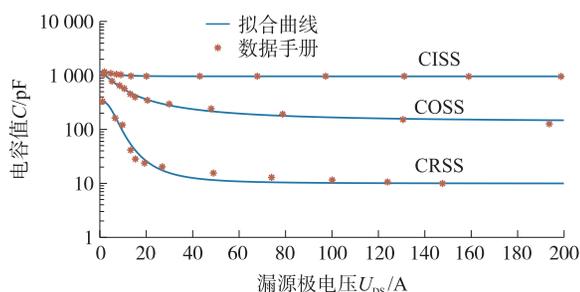


图 6 非线性电容拟合结果

Fig. 6 Fitting results of non-linear capacitance

2 动态行为模型建模分析

SiC 基器件相对于 Si 基器件工作频率更高,在提升系统响应速度的同时也带来了较高的 di/dt 和 dv/dt ,使得系统更加敏感,对杂散寄生参数的影响不可忽略不计.这不仅会使器件开关过程中电流和电压尖峰幅值增加,还会引发振铃现象、器件误触发和自激振荡等隐患.因此,碳化硅器件动态行为模型不仅需要考虑电路结构,还需要结合静态模型考虑寄生参数^[10-14].

2.1 双脉冲测试电路

图 7 为进行开关行为建模分析的双脉冲测试电路原理图,结合静态模型,考虑了器件寄生参数的影响,加入了 3 个寄生非线性电容、3 个寄生电感 L_d 、 L_s 、 L_g 以及 1 个寄生电阻 R_d .其中, L_d 表示漏极寄生电感, L_s 表示源极寄生电感, L_g 表示栅极寄生电感, R_d 表示测试回路中的寄生电阻, C_{sk} 表示肖特基二极管的结电容.

2.2 开关过程分析与建模

在静态模型的基础上,分别建立 MOSFET 开通和关断过程每一个阶段的 5 个状态变量——栅源极电压 U_{GS} 、漏源极电压 U_{DS} 、肖特基二极管电压 U_{sk} 、栅极电流 I_g 和漏极电流 I_d 的电路微分方程组,达到每一阶段的结束标志时再以每一个阶段结束时的状态变量作为下一个阶段的初始条件,采用 4 阶 Runge-Kutta 算法对常微分方程组求解数值解,即可得到 5 个状态变量的时域响应曲线^[15-16],从而实现 MOSFET 动态行为模型的建立.开关过程可分为 8 个阶段^[3],每个阶段描述及结束标志如表 5 所示.

表 5 开关过程分阶段描述

Table 5 Switching process described in stages

阶段	描述	该阶段结束标志
Stage1	开通延时阶段	$U_{GS} > U_{th}$ (阈值电压)
Stage2	漏极电流上升阶段	$I_d > I_{dd}$ (负载电流)
Stage3-1	漏源极电压下降阶段	$U_{GS} > U_{th1}$ (阈值电压 1)
Stage3-2	漏源极电压下降阶段	$U_{DS} < U_F$ (导通压降)
Stage4	栅源极电压上升阶段	$U_{GS} > V_{in}$ (驱动电压)
Stage5	关断延迟阶段	$U_{GS} < U_{mil}$ (米勒电压)
Stage6-1	漏源极电压上升阶段	$U_{GS} < U_{th1}$ (阈值电压 1)
Stage6-2	漏源极电压上升阶段	$U_{sk} < 0$
Stage7	漏极电流下降阶段	$U_{GS} < U_{th}$ (阈值电压)
Stage8	栅源极电压下降阶段	$U_{GS} < V_{in}$ (驱动电压)

本文以 Stage3-2 阶段为例,Stage3-1 结束时,漏级电流 I_d 已上升到负载电流 $I_{dd} = 5$ A,栅极电流 I_g 接近 0 A,漏源极电压略小于 V_{dd} ,为 724.73 V,根据图 7 和基尔霍夫电压电流方程可得

$$V_{in} = R_g I_g + U_{GS} + L_g \frac{dI_g}{dt} + L_s \frac{d(I_d + I_g)}{dt}, \quad (8)$$

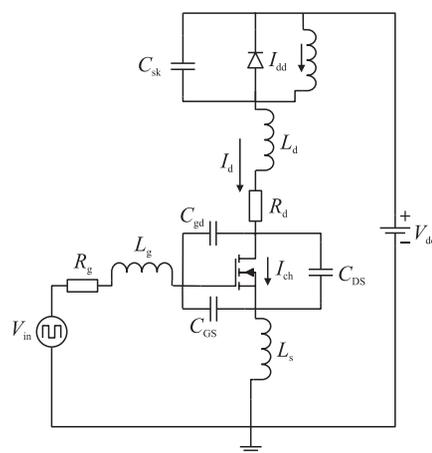


图 7 双脉冲测试电路

Fig. 7 Double pulse test circuit

$$I_g = C_{GS} \frac{dU_{GS}}{dt} + C_{gd} \frac{dU_{gd}}{dt}, \quad (9)$$

$$U_{GS} = U_{gd} + U_{DS}, \quad (10)$$

$$I_d = I_{ch} + C_{DS} \frac{dU_{DS}}{dt} - C_{gd} \frac{dU_{gd}}{dt}. \quad (11)$$

Stage3-2 开始后,负载电流 I_{dd} 全部从续流二极管中转移到 MOSFET,续流二极管处于关断状态,二极管的寄生电容 C_{sk} 开始充电,同时,漏源极电压 U_{DS} 开始下降,直到器件完全开通,可得

$$\frac{dU_{sk}}{dt} = \frac{1}{C_{sk}}(I_d - I_{dd}), \quad (12)$$

$$U_{DS} = V_{dd} - (L_s + L_d) \frac{dI_d}{dt} - L_s \frac{dI_d}{dt} - U_{sk} - R_s I_d. \quad (13)$$

联立式(8)-(13)即可得以 $\mathbf{x} = [U_{GS}, U_{DS}, U_{sk}, I_g, I_d]$ 为状态变量,形式为 $\mathbf{dx} = \mathbf{Ax} + \mathbf{B}$ 的状态方程.

进行动态行为建模时,还需考虑非线性电容 ($C_{RSS}, C_{OSS}, C_{ISS}$) 随两端电压变化而电容值的不同,在求解每个阶段的微分方程组时,3 个非线性寄生电容取值采用第一章中静态模型建立的 3 个非线性电容拟合公式,即联立微分方程组 $\mathbf{dx} = \mathbf{Ax} + \mathbf{B}$ 和电容拟合公式再进行求解. 对状态方程联立电容拟合公式使用 Runge-Kutta 算法进行求解,当达到结束标志时,读取此时刻的时间 t ,以及每个状态变量的值作为下一阶段的初始值.

2.3 模型精度验证

为了验证所建立的动态行为模型的准确性,将图 7 电路在 LTspice 仿真软件中进行搭建,LTspice 软件仿真得到的 U_{DS}, I_d 波形与动态行为模型 U_{DS}, I_d 波形结果对比图如图 8(a) 和 8(b) 所示.

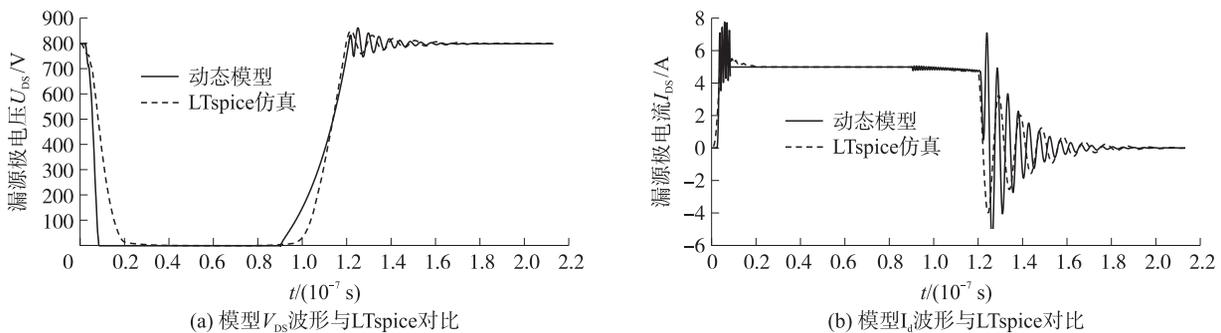


图 8 LTspice 仿真与模型结果对比

Fig. 8 Comparison of LTspice simulation results and model results

从图 8 可以看出,对于电压 U_{DS} 波形,器件关断时 LTspice 仿真波形上升到 800 V 后还会继续超调到 850 V 左右,而后振荡着下降到 800 V,动态行为模型的电压波形能正确反应电压的超调、振荡和幅值变化. 对于电流 I_d 波形,动态行为模型的电流波形能正确反应器件开通时的电流高频振荡与超调以及器件关断时的电流大幅振荡并最终降为零的过程. 因此,所建立的动态行为模型结果波形与 LTspice 仿真波形贴合良好,能正确反应器件开关过程的电压电流上升下降趋势,较好地贴合开关过程中电压电流的幅值和频率,也能正确反应开关过程的波形震荡及振铃现象,模型精确度较高,但仍有一定的优化空间.

对于其他实际应用电路,例如 DC-DC 电路,在分析其动态开关行为时,可基于图 7 双脉冲测试电路的分析步骤,根据实际电路拓扑结构与基尔霍夫电压电流方程,并考虑寄生参数,分别建立 MOSFET 开通和关断过程每一个阶段的各个状态变量组成的微分方程组,求解即可得到开关波形.

3 结论

本文建立的碳化硅 MOSFET 静态和动态行为模型,可以快速准确地对碳化硅 MOSFET 功率器件进行开关行为预测与分析. 对于静态模型,采用改进的 EKV 数学模型,基于 Levenberg-Marquardt 算法进行参数拟合,准确描述了器件的转移特性和输出特性,并验证了一种新的寄生非线性电容模型,建模速度快,模型

误差小. 对于动态模型,在考虑封装寄生电感和寄生非线性电容等非理想条件下,分别建立器件导通和关断过程每一个阶段的栅源极电压、漏源极电压、肖特基二极管电压、栅极电流和漏极电流的电路微分方程组,再以每一个阶段结束时的状态变量作为下一个阶段的初始条件,采用 4 阶 Runge-Kutta 算法求解上述微分方程组的数值解. 最后,与 LTspice 软件仿真波形进行对比分析,结果表明上述建模方法能较好地描述器件的动态行为特性,对于估算碳化硅功率 MOSFET 器件在不同场合的开关损耗与开关波形具有重要指导意义,也可为碳化硅 MOSFET 行为级模型应用电路的搭建奠定基础.

[参考文献] (References)

- [1] PUSHPAKARAN B N, BAYNE S B, WANG G Y, et al. Fast and accurate electro-thermal behavioral model of a commercial SiC 1 200 V, 80 mΩ power MOSFET[C]//IEEE Pulsed Power Conference. Austin, TX, USA, 2015.
- [2] DUAN Z, FAN T, WEN X, et al. Improved SiC power MOSFET model considering nonlinear junction capacitances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2509–2517.
- [3] 李川. 电机驱动系统中的碳化硅 MOSFET 行为模型及电磁兼容研究[D]. 成都:电子科技大学, 2018.
- [4] 许明明, 王佳宁, 冯之健. 基于 SPICE 模型的 SiC MOSFET 静态特性分析[J]. 电力电子技术, 2017, 51(9): 28–30.
- [5] 肖婵娟, 张豪, 梁文才, 等. 基于碳化硅 MOSFET 的器件建模与仿真[J]. 电力电子技术, 2018, 52(10): 122–124.
- [6] 周志达, 葛琼璇, 赵鲁, 等. 碳化硅器件建模与杂散参数影响机理[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(1): 27–37.
- [7] 郭浩波. 考虑温度特性的 SiC MOSFET PSpice 建模研究[D]. 北京:北京交通大学, 2019.
- [8] 陈思彤. 基于模型的 SiC 功率 MOSFET 温升估计研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2020.
- [9] 王艳. SiC MOSFET 模型及短路特性分析[D]. 西安:西安理工大学, 2020.
- [10] 段卓琳, 张栋, 范涛. SiC 电机驱动系统传导电磁干扰建模及预测[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4726–4738.
- [11] 徐文凯, 朱俊杰, 聂子玲, 等. 全碳化硅功率模块开关瞬态特性及损耗研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(5): 100–106, 119.
- [12] CHUANG B, RUOBING L, HUI L. Prediction of electromagnetic interference noise in SiC MOSFET module[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2019, 66(5): 853–857.
- [13] MANTOOTH H A, PENG K, SANTI E, et al. Modeling of wide bandgap power semiconductor devices—Part I[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(2): 423–433.
- [14] SANTI E, PENG K, MANTOOTH H A, et al. Modeling of wide-bandgap power semiconductor devices—Part II[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(2): 434–442.
- [15] XU Y, HONG L, ZHENG T Q, et al. Study on the pspice simulation model of SiC MOSFET base on its datasheet[C]//2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC). Taipei, China, 2015.
- [16] MCNUTT T R, HEFNER A, MANTOOTH H A, et al. Silicon Carbide power MOSFET model and parameter extraction sequence[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 353–363.

[责任编辑:陈 庆]