

用于电磁干扰预评估的功率 PIN 二极管建模研究进展

张逸成, 张佳佳, 韦 莉, 姚勇涛

(同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘要: 对高压大功率 PIN 二极管的各类微观动态模型的基本假设条件、核心原理和实现过程进行了详细分析, 分别从有效性、收敛性、精确程度、计算效率、参数获取难度等方面对各类模型进行比较和评价。在此基础上, 对模型的改进方向进行了展望, 为 PIN 二极管模型的优化及其在电磁干扰 (EMI) 预评估领域的应用提供支撑。

关键词: PIN 二极管; 微观动态模型; 电磁干扰预评估
中图分类号: TN312.4 **文献标志码:** A

Research Progress of Power PIN Diode Model for Electromagnetic Interference Pre-evaluation

ZHANG Yicheng, ZHANG Jiajia, WEI Li, YAO Yongtao
(College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: The basic hypothesis, core principal and implementation process of various types of micro dynamic model for high-voltage high-power PIN diode are analyzed in detail. Moreover, comparison and evaluation of models are made on the aspect of validity, convergence, accuracy, computational efficiency and difficulty of obtaining model parameters. On this basis, the improvement direction of the power PIN diode model is discussed, which will provide support for the model optimization and its applications on electromagnetic interference (EMI) pre-evaluation.

Key words: PIN diode; micro dynamic model; electromagnetic interference pre-evaluation

大功率电力电子技术是电动汽车的核心技术之一。相比于传统汽车, 电动汽车增加了更多的电力电子装置^[1], 这些装置在工作中会产生较强的电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI)。进行 EMI

预评估可以分析干扰产生机理、预测干扰频谱特征并辅助干扰抑制措施的设计和优化^[2], 因此电动汽车电力电子装置的 EMI 预评估研究具有重要的工程意义。半导体器件建模作为 EMI 预评估建模的底层环节, 对大功率电动汽车电力电子装置的 EMI 预测准确性有重要影响。二极管作为电力电子装置中的常用半导体器件之一, 如何建立适用于 EMI 预评估的二极管模型具有基础性的研究价值。

电动汽车动力平台的二极管工作在高压、大电流的开关状态, 其非理想动态特性, 特别是反向恢复过程, 会对噪声产生重要影响^[3]。因此, 在进行 EMI 建模预估时, 采用的二极管模型不能仅满足静态和准静态需求, 而应实现精确的高频动态特性仿真, 特别是对非理想开通和关断过程的精确描述。

在电动汽车动力系统平台中, 功率变换器所处的特殊电磁环境对功率二极管仿真模型提出了更严苛的要求。首先, 考虑各类车载接收机的敏感频段, 车载设备要求的传导 EMI 频段为 150 kHz~108 MHz, 而普通工业/科学/医疗用电力电子设备的传导 EMI 频段为 150 kHz~30 MHz。对传导 EMI 特性的仿真通常是对特定端口的时域仿真波形进行傅里叶变换实现, 因此为了实现车载环境的 EMI 预评估, 时域动态特性仿真的精度要求更高, 二极管等器件模型在高频 (30 MHz~108 MHz) 下的准确性需要引起特别的关注。其次, 车载环境应用的器件, 其工作温度一般在 -40 °C~150 °C 之间。在这样宽的温度范围内, 器件性能的变化也非常明显。因此, 在车载设备的 EMI 预评估仿真中, 需要对温度特性进行详细的分析。这意味着, 二极管等半导体器件模型中需要用适当的方式描述温度的影响, 并准确地表达出来。

收稿日期: 2014-05-27

基金项目: 国家“八六三”高技术研究发展计划 (2011AA11A265)

第一作者: 张逸成 (1951—), 男, 工学博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为新型大规模储能系统电能变换与电磁兼容。
E-mail: zyc@tongji.edu.cn

通讯作者: 张佳佳 (1989—), 女, 博士生, 主要研究方向为大功率电能变换装备电磁兼容建模与设计。
E-mail: 1989laurazhang@tongji.edu.cn

高压功率二极管一般采用 PIN 结构,即在重掺杂的 n 型和 p 型半导体中间夹一层较长的本征半导体 I 层(即基区)^[4]. 当功率 PIN 二极管工作在高电压、大功率、高电压/电流变化率的电路中时,过剩电子和空穴无法忽视,且过剩载流子的产生、复合和输运受外部电压电流的影响^[5]. 基区的载流子浓度随时间和空间变化,这决定了 PIN 二极管的动态特性. 然而,在常用的电路设计和仿真软件中,仿真模型多针对信号二极管或短基区二极管,无法准确描述 PIN 型长基区载流子浓度的变化,因此无法精确仿真 PIN 二极管的瞬态特性,有时甚至可能导致错误的结果^[6].

有很多论文研究如何建立功率 PIN 二极管高频精确动态模型. 按照建模方法的不同,功率二极管的模型主要分为两类:宏观模型和微观模型. 宏观模型不考虑器件的几何和物理过程,用理想的二极管、无源器件和受控源等组合,对器件的输入/输出特性进行模拟^[7]. 微观模型是基于半导体内部的物理现象,如漂移现象、扩散现象等,用与掺杂程度、物理尺寸相关的参数以数学或电路的形式表达. 一般来说,宏观模型适用范围窄,无法精确描述二极管的瞬态特征. 因此,用于 EMI 仿真评估的二极管模型多采用微观模型.

本文分析了 PIN 二极管的各种微观动态模型,对模型的基本假设、核心思想、实现过程等进行了总结,对比了各种模型在收敛性、精确性、计算效率和参数抽取方法等方面的优缺点,并讨论了用于 EMI 预评估的 PIN 二极管模型的优化方向.

1 功率 PIN 二极管的微观动态模型

1.1 基本假设与模型分类

PIN 二极管长基区的过剩电子和空穴符合双极输运规律. 当二极管外部电压电流快速变化时,基区载流子浓度随空间和时间呈现复杂的非线性变化规律. 这种变化规律很难用子电路形式等效描述,因此宏观模型无法满足高频精确仿真的需要. 微观动态模型推导的重点就是将这种变化规律以多阶偏微分方程的形式进行描述和求解,然后确定二极管两端电压与电流的关系.

为了建立 PIN 二极管的微观动态模型,一般进行以下假设:(1)突变空间结的耗尽近似假设^[5]:从冶金结到一个边界处,离子性空间电荷是均匀的,在边界处存在着一个急剧的跃变进入电中性区.(2)假

设基区掺杂浓度很低,注入基区的载流子浓度远高于平衡状态下的基区载流子浓度,即大注入条件. 在这种条件下,基区的电子和空穴浓度处处相等,基区的电场强度为零.(3)假设基区中电子与空穴的迁移率相等. 实际的电子和空穴迁移率存在一定的差异,这种差异会形成漂移区的 Dember 电压. 但是该电压一般远小于漂移区欧姆电阻的电压降,可以忽略,因此该项假设对常温下的模型精度和适用范围无明显影响.

于是,可以写出式(1)所示的双极扩散方程(ambipolar diffusion equation, ADE):

$$D \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} = \frac{p(x,t)}{\tau} + \frac{\partial p(x,t)}{\partial t} \quad (1)$$

式中: $p(x,t)$ 表示载流子浓度,同时随时间 t 和空间位置 x 变化; τ 为载流子寿命; D 为双极扩散系数. 根据对该方程的不同求解方法,微观模型可分为数值模型、解析模型和混合模型.

1.2 数值模型

Vogler 等^[8]提出了一种适用于温度在 77 K 以上的大电流注入情况的数值模型. 综合考虑载流子散射、间接复合、俄歇复合等的基础上,将 ADE 改写为式(2)所示的复杂的连续表达式.

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{\partial D}{\partial x} \frac{\partial p}{\partial x} + D \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{J}{e(b+1)^2} \frac{\partial b}{\partial x} - \left(\frac{p}{\tau_{SRH}} + C_A p^3 \right) \quad (2)$$

式中: b 为电子和空穴迁移率的比值,通过引入载流子迁移率与温度和载流子浓度的两个经验公式,可以描述载流子散射现象; τ_{SRH} 为表征间接复合载流子寿命的时间参数,与温度的平方成正比; C_A 为俄歇复合系数,表达为与温度相关的解析经验公式; e 为元电荷的电荷量. 式(2)中温度为隐含参数,因此该模型可以反映不同温度下的二极管特性.

对式(2)中的空间变量和时间变量分别按照有限差分法(finite differential method, FDM)和梯形法则进行离散化及求解. 图 1 为 Vogler 数值模型的接口示意图. 图中,输入变量 I_{in} 、 I_{ip} 、 I_m 和 I_{ip} 分别表

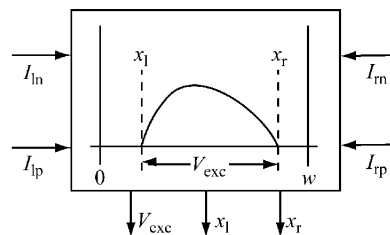


图 1 Vogler 数值模型的接口示意图

Fig. 1 Interface sketch of Vogler numerical model

征二极管左、右边界处电子和空穴流动导致的电流,输出变量分别为耗尽层左、右边界位置坐标 x_l 和 x_r 以及漂移区压降 V_{exc} 。

Yang 等^[9]也提出了一种数值模型.该模型着重描述 PIN 二极管的反向恢复效应和频率效应.由于这两个效应与稳态时的电荷分布无关,因此将基区电荷分为准静态(quasi-static, QS)电荷和多阶非准静态(non-quasi-static, NQS)电荷。

根据电荷划分等级的不同,模型的阶数也不相同.零阶模型为只包含准静态电荷的模型,与 SPICE 软件自带的基于电荷控制方程的模型相吻合.一阶模型将基区电荷 $q(v, t)$ 分为仅与电压有关的准静态电荷 $q_{qs}(v)$ 和随时间变化的非准静态电荷 $q_{nqs}(t)$;将 $q_{nqs}(t)$ 对时间进行一阶求导,并定义一个重新分布时间参数 τ ,用于描述动态电荷随时间的重新分布过程.按照梯形法则进行离散化,利用 Newton-Raphson 算法进行线性化迭代求解。

1.3 解析模型

1.3.1 集总电荷解析模型

Lauritzen 等^[10]将集总电荷概念应用于半导体器件建模,建立了 PIN 二极管的集总电荷模型.该模型将器件的电荷分布空间划分为图 2 所示的左右对称的几个不同区域.以左侧区域为例,两个分区域的宽度分别为 δ 和 d ;每个区域包含一个集总电荷节点,以此代表动态电荷变量,分别记为 q_1 和 q_2 ;压降也包括两部分,分别为 pn 结电压降 V_E 和基区压降 V_M .然后利用基本半导体方程和电流密度方程、电流连续性方程等,将不同位置的电荷与时变的电流、电压变量联系起来。

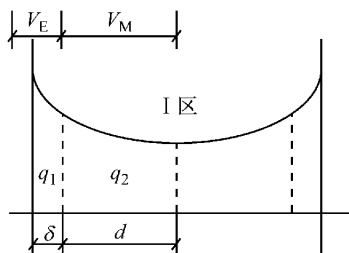


图 2 集总电荷模型的基区电荷分布空间划分示意图

Fig.2 Schematic diagram of space partition of charge in base region of lumped-charge model

该模型忽略大注入条件下的发射极俄歇复合和少子;忽略耗尽层移动导致的基区收缩现象,即不考虑电压变化对反向恢复的影响.这两项假设带来的误差较大.文献[11]采用随着存储电荷增加而减小的寿命时间常数,来考虑俄歇复合过程及少子扩散

电流的影响.针对基区宽度随外加电压变化的现象,文献[12]根据平行板电容的计算公式,将耗尽区宽度表达为与结电容相关的公式.由于结电容随外加电压变化,于是可以将基区动态宽度表示为与外加电压相关的参数。

1.3.2 拉氏变换解析模型

由于双极扩散方程中同时存在对时间和空间两种变量的偏微分,直接求解较为困难,因此一种等效的处理方法是采用拉氏变换.具体的模型主要有两种:一种为 Strollo 提出的基于渐进波形估计的部分拉氏变换模型^[13];另一种是施浩等^[14]提出的全部拉氏变换模型。

在 Strollo 模型中,仅对双极扩散方程进行拉氏变换,得出基区电流与电荷量的比例关系,利用 tanh 函数的展开特性进行展开,并将高阶截断,然后使用图 3 所示的相同阶数电阻-电容(RC)网络进行等效.其中,受控电压源的数值等于基区电荷量 q_0 ;干路电流 i_1 表征基区电流; T_0 为模型参数,其物理含义是 $\omega^2/4D$, ω 为基区宽度.若考虑边界移动效应,分流电阻 $T_0/3$ 等应变为压控电流源。

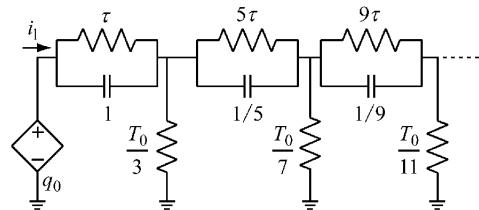


图 3 部分拉氏变换模型中的 RC 等效网络

Fig.3 Equivalent RC network of partial Laplace transform model

施浩等^[14]的模型是将双极扩散方程以时间 t 为变换对象进行拉氏变换求解 $p(x, s)$ 后,对电流表达式也进行拉氏变换求解,并用图 4b 进行电路等效.图中, V_{diode} 为二极管电压,激励源 E_0 用于描述俄歇复合现象,其时域表达式为 $eAh_p p(0)^2 + eAh_n \cdot p(\omega)^2$.式中, e 为元电荷的电荷量, ω 为基区宽度, A 为二极管基区截面积, h_p 和 h_n 依次为空穴和电子的复合系数, $p(0)$ 和 $p(\omega)$ 分别为基区左、右边界处的非载流子浓度.为了避免计算 $p(0)$ 和 $p(\omega)$ 时调用指数函数的收敛性问题,采用图 4c 和 4d 的结构,利用理想二极管静态特性方程,使 $I(V_{p0}) = p(0)$, $I(V_{pw}) = p(\omega)$.式中, $I(V_{p0})$ 表示流过图 4c 中电压源 V_{p0} 的电流, $I(V_{pw})$ 表示流过图 4d 中电压源 V_{pw} 的电流.图 4a 和 4e 通过受控源 G_p, G_n 和 G_2 配合电阻 R 和 R_{wm} 反映包含边界移动效应的电压。

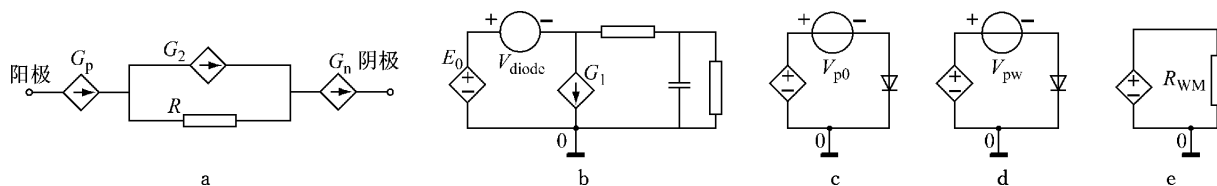


图 4 全部拉氏变换模型

Fig. 4 Complete Laplace transform model

1.3.3 傅氏变换解析模型

Bryant 等^[15]提出的解析模型则是将双极扩散方程进行傅里叶变换处理,将 $p(x, t)$ 表示为关于空间变量 x 的傅里叶级数,该级数中各项系数均为时变参数,进而建立完整的高压 PIN 二极管模型,利用 Simulink 实现. 该模型的另一个创新点在于载流子寿命是随载流子浓度变化的,也进行了傅里叶展开处理. 如果基区的载流子寿命是常数,那么载流子寿命的傅里叶系数,除 $\tau_0 = 1/\tau$ 外其余均为 0,表达式即可化简.

1.4 混合模型

Goebel^[16]提出了一种较典型的混合模型. 该模型中对基区的 ADE 方程采用 Newton-Raphson 方法求解,利用 Fortran77 编程建立图 5 的数值部分,根据 SABER 仿真器给出的基区电流 I_D 、当前载流子分布 $p(x, t)$ 和时间步长 Δt ,计算出下一时刻的载流子分布 $p(x, t + \Delta t)$ 并反馈给 SABER. 同时,数值部分计算出耗尽区的边界位置坐标 x_1 和 x_r ,结合基区电流 I_D ,在解析部分模型中计算电压降 V_D ,也反馈给 SABER 仿真器. 在该模型中,数值部分与解析部分仅有明确清晰的数据传递关系.

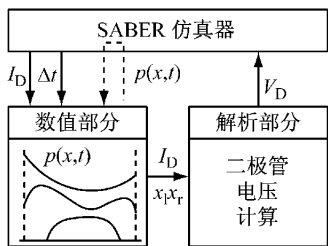


图 5 Goebell 混合模型

Fig. 5 Goebell hybrid model

Igic 等^[17]基于相同的思想也提出了一种混合模型. 将载流子浓度 p 定义为 $N(u)c(t)$, 其中 $N(u)$ 是包含空间变量函数的列向量,通过 Rayleigh-Ritz 方法对载流子动态分布进行指数型近似获得; $c(t)$ 是仅由关于时间变量的函数构成的行向量,是一组待求解的变量. 将载流子浓度的向量矩阵形式带入式(1)中,等式两端同时乘以 $N^T(u)$,再对一维空间变量积分,将问题转化为求解 $c(t)$ 中与时间相关的常微分

方程组. 然后对 $c(t)$ 矩阵中的二阶导数项积分,使用向后差分时间步方法来求解方程,由此构成模型的数值部分. 如图 6 所示,该模型的数值部分与图 1 的 Vogler 数值模型类似,不同之处在于,输出变量为结电压 V_{left} 、 V_{right} 和漂移区的欧姆压降 V_{exc} . 这几个电压与电流 I_D 的关系则通过定义函数 $f(V_{left})$ 和 $f(V_{right})$ 以受控源的形式反映在子电路中.

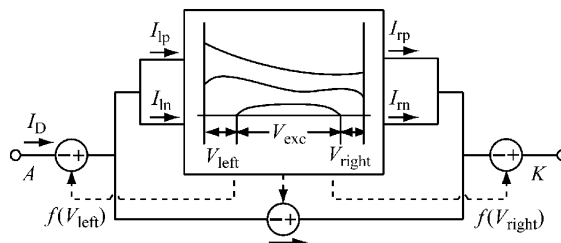


图 6 Igic 混合模型

Fig. 6 Igic hybrid model

Buiatti 等^[18]提出了一种全新概念的混合模型. 该模型的核心是使用中心差分对基区双极扩散方程的空间参数进行离散化处理,采用 FDM 求解,得到一组形如 $M \cdot dp/dt + Kp + F = 0$ 的常微分方程,并通过图 7 的 RC 网络对该常微分方程进行等效. 这也正是该模型被定义为混合模型的原因. 图中, I_1 和 I_{n+1} 表示基区两侧的电流;节点电压 $V_i(t)$ 等效基区的 $p(x_i, t)$; C_1, C_2, \dots, C_{n+1} 为各节点对地电容,除 C_1 和 C_{n+1} 取 0.5 以外,其他电容都设定为 1,与 M 对应; G_1, G_2, \dots, G_{n+1} 为节点对地的分流电导,除 G_1 和 G_{n+1} 为 2τ 外,其他分流电导都为 τ ,与 K 对应;相邻节点间的串联电阻 $G_{i, i+1}$ 为可变电阻,用于描述基区宽度随外部电压的变化规律. 然后,根据正向偏置条件下的欧姆关系和反向偏置条件下的泊松方程,

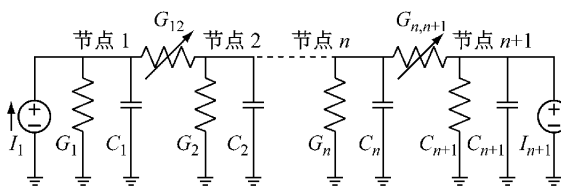


图 7 Buiatti 混合模型中基区载流子浓度的等效网络

Fig. 7 Equivalent network representing carrier density of base region of Buiatti hybrid model

将载流子分布与二极管电压联系起来,形成完整的子电路模型。

2 模型对比分析

2.1 核心实现原理

PIN 二极管微观动态建模的关键在于如何准确求解表征基区载流子输运规律的微分方程,各种模型的处理方法可以概括为图 8 所示的几类。

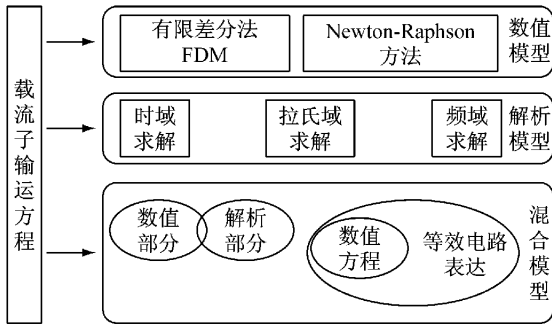


图 8 PIN 二极管微观动态模型核心原理分类示意图

Fig.8 Schematic diagram of classification of PIN diode micro-dynamic model according to core principles

数值模型的核心思想是采用数值计算的方法,如 FDM 方法和 Newton-Raphson 方法等,对双极扩散方程进行精确求解。其中,Newton-Raphson 方法正是目前 Spice 等软件所采用的基本迭代算法。

解析模型的重点是推导方程(1)的解析解。由于该方程中同时存在对时间和空间变量的偏微分,那么在时域直接进行解析求解的过程中,至少要进行两次积分运算,且积分的边界位置也是随电压变化的函数。因此,解析模型都进行了等效求解。集总电荷模型将载流子的移动问题转化为不同区域电荷量的变化问题,其实质是将时间和空间的二维偏微分方程转化为不同空间位置处的多个时间微分方程,然后进行时域等效求解。拉氏变换模型将时间参数转变为 s 域变量,傅氏变换模型将空间参数转变为频域参数,经域变换求解后再以电路进行等效。

混合模型则是将数值和解析模型进行组合,具体的组合方式可以分为两类。一种是交互式的,即数值部分和解析部分能够明确地区分,两部分之间是数据交互的关系;另一种是包含式的,即推导基本公式的数值计算方程后,以电路网络的形式体现。

2.2 收敛性

数值模型的收敛性主要取决于所采用的数值算法。以 FDM 方法为例,为了保证收敛性,由有限差分近似所导致的截断误差不能随时间的推移而增加,

因此需要控制相关参数的设置。

集总电荷解析模型涉及的解析公式多为微分方程形式,需要采用 SABER 仿真器的 MAST 语言建模功能实现公式求解与电特性仿真。由于 SABER 仿真器采用了多种加速仿真和改善收敛性的算法,因此集总电荷解析模型的收敛问题得以解决。两种拉氏解析模型都回避了复杂的时域解析表达式,收敛性较好。傅氏解析模型则借助了 Matlab 的运算能力解决收敛性问题。

包含式的混合模型中采用了等效 RC 网络,该网络的收敛问题可以直接通过 Spice 族电路仿真软件解决。交互式混合模型的收敛性问题则相对复杂。以 Goebell 模型为例,一方面数值部分的空间步长和时间步长需满足 $(\Delta x)^2 \geq 2D \cdot \Delta t$;另一方面,考虑到数值部分和解析部分的数据交互,电路仿真器中的仿真步长不能超过最大时间步长。

2.3 精确度和计算效率

在功率二极管模型被接受和使用前,其精确度需要严格论证。数值模型的精度一方面受输入参数的精度影响,另一方面受数值计算方法的迭代误差影响。若模型输入参数准确可信,那么在保证收敛的前提下,数值模型的精度将非常高。解析模型中,集总电荷模型的精度略差,拉氏模型和傅氏模型的精度较好。混合模型的精度介于数值模型和解析模型中间,主要受到输入参数的影响。

从计算效率来看,数值模型的仿真时间最长,混合模型的效率明显优于数值模型。在 3 GHz 512 Mb RAM 的计算机上,利用 SILVACO-ATLAS 进行二极管特性的数值仿真需要的 CPU(中央处理器)时间大约为 10 min。而采用图 8 所示的 Buiatti 混合模型进行仿真^[18],并在 Pspice 中设置最大步长为 1 ns,那么进行 1 μ s 的正向/恢复反向特性仿真所需的时间分别为 6.16 s 和 12.08 s。

解析模型的仿真时间则更短。以 Strollo 的模型为例,在 44 MHz 的 486 计算机中,进行 2 μ s 的反向恢复特性仿真,模型阶数分别设定为 2 阶、4 阶、6 阶和 8 阶,需要的仿真时间依次为 2.15 s、2.27 s、2.29 s 和 2.32 s。

2.4 模型参数抽取

在数值模型与混合模型中,需要知道器件的几何尺寸信息和制造过程。除非器件制造商主动提供参数来支撑模型,否则对于电路设计者来说这些模型很难使用。因此,到目前为止,数值模型和混合模型都是由器件制造商用于其产品研发。尽管有文

献^[19]尝试采用参数辨识的方法对二极管内部物理参数进行提取,但受辨识公式和模型基本形式的限制,较难推广。

解析模型参数的获取方式相对灵活,主要包括:①在阻性/感性^[20]开关条件下,控制电压和电流的变化率,测试二极管的动态电压/电流波形,直接提取具有物理意义的模型参数;②对数据手册中的曲线进行拟合^[21],抽取待定参数;③在测试波形和数据手册曲线的基础上,采取适当的算法(如遗传算法^[22]等)进行参数综合优化拟合。因此,从这个角度来看,解析模型更适合用于 EMI 预评估仿真。

3 进一步工作

3.1 温度影响和自加热效应

半导体材料的特性参数(如载流子寿命 τ 、迁移率 μ 等)随温度变化,因此二极管特性会受温度的影响。现有的二极管温度模型大多用于模拟二极管的静态特性,仿真分析不同温度下的二极管静态 $I-V$ 曲线^[23]以及对温度的 T 敏感度^[24]。二极管的动态特性也会随着温度的变化而变化。图 9 显示了感性负载条件下,壳温分别为 25 °C 和 100 °C 时的 MUR 8100 PIN 二极管反向恢复电压/电流波形测试结果。可以看出,当温度升高时,二极管反向恢复时间、反向恢复电压/电流峰值均明显增大,二极管的动态特性恶化。因此,仿真模拟不同温度下的二极管动态特性是传导 EMI 预评估用二极管精确模型研究的一个重要方面。

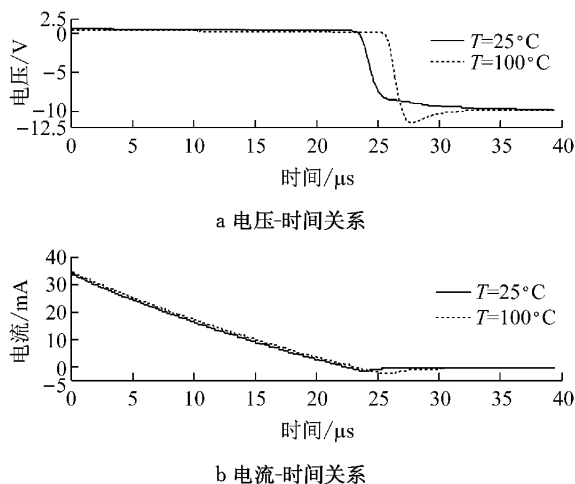


图 9 不同温度下 PIN 二极管反向恢复过程测试结果

Fig.9 Test results of reverse recovery of PIN diode at different temperature

本文 1.2~1.4 节分析的模型,除 Vogler 模型外,其余均是常温条件下的模型,因此需要引入温度变量对模型加以改进,从而描述不同温度下二极管的瞬态特征。变温度模型的改进方式主要有两种:一种是将各参数随温度变化的经验公式如 $\tau(T)$ 、 $\mu(T)$ 等引入模型中,那么模型参数会非常多^[22],且大部分都与温度相关;另一种是根据不同温度下的数据手册曲线或测试曲线进行参数抽取,获得不同温度下的模型参数,进而建立不同温度下的模型。

功率二极管的开关损耗会导致结温快速上升,从而引起二极管动态特性的恶化,这就是自加热效应。在高压大电流工作环境中,这种自加热的现象更加明显。前文的各类动态模型中,仅有 Goebell 的交互式混合模型考虑了自加热效应,引入热量流动模型 $T(P)$ 和温度的反馈环节。但这种方法要求模型中包含对 μ 、 τ 等变量的数值计算环节,根据算法和边界条件定义方式的不同,修正的方式将有很大差异,无法在其他模型中直接推广。此外,还有一种较为简单的自加热模型,其实现过程是^[25]:根据功率损耗计算出自加热导致的温升,然后引入 RC 元件构成的 Foster 网络,并配合数据手册中的热阻 Z_{th} 数值或曲线,计算结温与壳温之间的关系,并增加饱和电流、能带间隙等静态模型参数随温度变化的函数,进而建立包含自加热效应的模型。但这种模型在动态特性分析方面的精度有待验证。因此,研究如何在二极管动态模型(特别是解析模型)中精确地描述自加热效应是非常有必要的。

3.2 SiC-PIN 二极管精确建模

SiC 晶体有 200 种以上的多型体,其中 3C-SiC, 4H-SiC 和 6H-SiC 对器件有用。SiC 材料的临界电场强度高,热传导率高,带隙宽,因此 SiC 二极管在高压、高温、强辐射等恶劣工作环境中有很大的优势。SiC 二极管的另一突出优势是“零”反向恢复,这会极大地降低二极管的损耗,同时可以降低由二极管反向恢复电流导致的 EMI 发射。SiC 二极管在高性能的国防、工业自动化、汽车电子等领域得到了广泛应用^[26-27]。目前, Toshiba 公司^[28]开发出了 6 kV 等级的 SiC PIN 二极管, Rohm 公司生产出了 SiC-Schottky 二极管, Infineon、Cree、Semicouth 等公司也提供 SiC 器件。

SiC 二极管的建模研究多是研究静态特性、损耗特性和击穿特性等^[29-30],仅有少量描述开关过程的动态模型。这些动态模型包括数值模型和解析模型,数值模型^[31]主要用于二极管设计优化,解析模型则

不采用任何域变换,表达式复杂且参数较难获取^[32],这些模型均不适合于EMI预评估仿真应用。

与Si相比,SiC材料的能带间隙很高,因此在高掺杂的发射区,不完全电离现象是很常见的,由此导致“冻析”效应。目前,仅数值模型^[33]中完成了对该效应的描述,而在解析模型中尚无法实现。

SiC PIN二极管建模的另一主要问题是载流子寿命的差别。SiC PIN二极管的漂移层很薄,该区的载流子寿命大约 $0.5\ \mu\text{s}$ ^[34]。与Si PIN二极管相比,SiC二极管在PN结附近新增了很薄的一层,这层约 $0.1\ \mu\text{m}$ 厚,空穴的寿命非常低,大约 $0.5\ \text{ns}$ ^[7]。这会导致使用电流恢复时间测试技术时,载流子寿命出现明显差异。因此,适用于Si PIN二极管的测试数据处理手段,很难直接应用于SiC PIN二极管的参数抽取,需要进一步的研究。

4 结语

本文分析了多种具有代表性的功率PIN二极管微观动态模型。在电动汽车大功率电力电子装备EMI预评估应用中,这些模型采用的假设条件基本相同。根据模型核心思想和实现手段的不同,这些模型可以归纳为数值模型、解析模型和混合模型三类。通过对上述三类模型的有效性、收敛性、精确性、计算效率、参数获取方法的对比,分析了各类模型的优缺点。特别是从参数获取方法的角度来看,解析模型更适合于电路设计者进行EMI预评估仿真。最后,对现有模型在描述温度影响和自加热效应的不足,及其在SiC PIN二极管模型应用扩展的改进方向进行了讨论。

参考文献:

- [1] 孙宏. 电动汽车电机驱动系统的传导电磁干扰研究[D]. 重庆: 重庆大学电气工程学院, 2012.
SUN Hong. Study on the conducted electromagnetic interference of electric automotive motor drive system [D]. Chongqing: College of Electric Engineering of Chongqing University, 2012.
- [2] Boroyevich D, Zhang X, Bishnoi H, *et al.* Conducted EMI and systems integration[C]//8th International Conference on Integrated Power Systems. Berlin: VDE, 2014:1-4.
- [3] 张逸成,韩新春,沈玉琢,等. 电动汽车用直流-直流变换器中电磁干扰与抑制[J]. 同济大学学报:自然科学版, 2005, 33(1): 108.
ZHANG Yicheng, HAN Xinchun, SHEN Yuzhuo, *et al.* Electromagnetic interference problem and suppression in direct current/direct current converter used in fuel cell electric vehicles[J]. Journal of Tongji University: Natural Science, 2005, 33(1):108.
- [4] 江利,王建华,黄庆安,等. PIN二极管的研究进展[J]. 电子器件, 2004, 27(2):372.
JIANG Li, WANG Jianhua, HUANG Qing'an, *et al.* Progress on the fabrication of PIN diodes [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2004, 27(2): 372.
- [5] Neamen D A. Semiconductor physics and devices basic principles [M]. 3rd ed. New York: The McGraw-Hill Companies Inc, 2003.
- [6] 汪建民. Pspice 电路设计与应用 [M]. 2版. 北京: 国防工业出版社, 2010.
WANG Jianmin. Pspice circuit design and applications[M]. 2nd ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2010.
- [7] Tan C M, Tseng K. Using power diode models for circuit simulation-A comprehensive review [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1999, 46(3): 637.
- [8] Vogler T, Schroder D. A new and accurate circuit modeling approach for the power diode[C]//23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Piscataway: IEEE, 1992: 870-876.
- [9] Yang A T, Liu Y, Yao J T. An efficient non-quasi-static diode model for circuit simulation [J]. IEEE Trans on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 1994, 13(2):231.
- [10] Ma C L, Lauritzen P O, Sigg J. Modeling of power diodes with the lumped-charge modeling technique [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997, 12(3):398.
- [11] 裴云庆,王兆安,伊瀛敏史. PIN型电力二极管反向恢复特性的仿真模型[J]. 西安交通大学学报, 1999, 33(6):6.
PEI Yunqing, WANG Zhaoan, Toshifumise. The modeling of PIN power diode with reverse recovery[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 1999, 33(6):6.
- [12] Zhang H, Pappas J A. A moving boundary diffusion model for PIN diode[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2001, 37(1):406.
- [13] Strollo A G M. A new spice model of power PIN diode based on asymptotic waveform evaluation [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997, 12(1):12.
- [14] 施浩,陆鸣. PIN二极管的PSPICE子电路模型[J]. 电力电子技术, 2003, 37(3):91.
SHI Hao, LU Ming. A new PSPICE subcircuit model of power PIN diode[J]. Power Electronics, 2003, 37(3):91.
- [15] Bryant A T, Lu L, Santi E, *et al.* Physical modeling of fast pin diodes with carrier lifetime zoning(1): device model[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23(1): 189.
- [16] Goebel H. A unified method for modeling semi-conductor power device[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1994, 9(5): 497.
- [17] Igit P M, Mawby P A, Towers M S, *et al.* New physically-based pin diode compact model for circuit modeling applications [J]. IEE Proceedings of Circuits Devices and Systems, 2002, 149(4):257.
- [18] Buiatti G M, Cappelluti F, Ghione G. Physics-based PiN diode SPICE model for power circuit simulation [J]. IEEE Trans on Industry Application, 2007, 43(4):911.
- [19] 高艳霞,郭水保,王道洪,等. PIN功率二极管模型参数辨识

- [J]. 上海大学学报:自然科学版, 2005, 11(4):354.
GAO Yanxia, GUO Shuibao, WANG Daohong, *et al.* Identification of model parameters of PIN power diode[J]. Journal of Shanghai University: Natural Science Edition, 2005, 11(4):354.
- [20] Stahl J, Kuebrich D, Duerbaum T, *et al.* A fully automated measurement set-up for the determination of the reverse recovery behavior of ultra-fast diodes [C]//14 th European Conference on Power Electronics and Applications. Piscataway: IEEE, 2011;1-9.
- [21] Yuan Y, Qian Z. An improved lumped-charge model and parameter extraction approach of PIN diodes[C]//33 rd IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Piscataway: IEEE, 2002;1301-1304.
- [22] Bellini M, Stevanovic I, Prada D. Improved lumped charge model for high voltage power diode and automated extraction procedure[C]//IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting. Piscataway: IEEE, 2011;49-52.
- [23] Chen Junquan, Chen Xing, Liu Chang, *et al.* Analysis of temperature effect on p-i-n diode circuits by a multiphysics and circuit cosimulation algorithm[J]. IEEE Trans on Electron Devices, 2012, 59(11):3069.
- [24] Utermohlen F, Hermann I, Etter D B, *et al.* Temperature sensitivity modeling of pn-junction diodes for micro bolometer based thermal imaging application [C]// International Semiconductor Conference Dresden -Grenoble. Piscataway: IEEE, 2013;1-4.
- [25] Sintamarean C, Blaabjerg F, Wang H. A novel electro -thermal model for wide bandgap semiconductor based devices [C]// European Conference on Power Electronics and Applications. Piscataway: IEEE, 2013;1-10.
- [26] Friedrichs P. Silicon carbide power devices-status and upcoming challenges [C]//European Conference on Power Electronics and Applications. Piscataway: IEEE, 2007;1-11.
- [27] O'Brien H, Ogunniyi A, Scozzie C J, *et al.* Review of high voltage silicon carbide device research at the army research laboratory [C]//IEEE International Conference on Plasma Science. Piscataway: IEEE, 2011;1-1.
- [28] Tanaka Y, Ohashi H, Sung K, *et al.* Development of 6 kV class SiC-PIN diodes for high-voltage power inverter[C]// 22 nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. Piscataway: IEEE, 2010;213-216.
- [29] Bryant A T, Jennings M R, Parker N A, *et al.* Physical modeling of large area 4H-SiC PiN diodes[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Piscataway: IEEE, 2009;986-993.
- [30] Hernandez L, Claudio-Sanchez A, Cotorogea M, *et al.* 4H-SiC PiN diode electro-thermal model for conduction and reverse breakdown for Pspice simulator[C]//11 th IEEE International Power Electronics Congress. Piscataway: IEEE, 2008;192-197.
- [31] Gonzalez L H, Brito E B, Perez S N, *et al.* Proceedings modeling of SiC-PiN diode with adjust of ambipolar diffusion length[C]//International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. Piscataway: IEEE, 2010;541-544.
- [32] Bellone S, Della Corte F, Di Benedetto L, *et al.* An analytical model of the switching behavior of 4H-SiC PIN diodes from arbitrary injection conditions [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(3):1641.
- [33] 张甲阳. 4H-SiC PiN 二极管开关特性研究[D]. 西安:西安电子科技大学微电子学院, 2010.
ZHANG Jiayang. Study on switching characteristics of 4H-SiC PiN diodes[D]. Xi'an: School of Microelectronics of Xidian University, 2010.
- [34] Levinshtein M E, Mnatsakanov T T, Ivanov P, *et al.* Carrier lifetime paradoxes in high-voltage SiC diodes [C]// International Semiconductor Device Research Symposium. Piscataway: IEEE, 2001;67-70.