

续流二极管续流瞬态反向恢复电压尖峰机理研究*

罗毅飞† 肖飞 唐勇 汪波 刘宾礼

(海军工程大学, 舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 武汉 430033)

(2014年6月10日收到; 2014年6月28日收到修改稿)

电力电子变流装置中的开关续流元件功率二极管由续流到截止转换的反向恢复过程中会在负载上产生电压尖峰, 且短时续流下电压尖峰会很大, 极易造成器件过压失效. 为了有效指导电力电子装置的可靠性设计, 基于半导体物理和功率二极管基本结构, 深入论述了PIN结构续流二极管开关瞬态工作机理, 利用存储电荷的分析方法推导出二极管续流瞬态下的反向恢复电压尖峰机理及其随续流时间的变化规律: 电压尖峰在短时续流下较大, 随续流瞬态时间的增大而减小. 以绝缘栅双极型晶体管和续流二极管组成的两电平半桥逆变单元为例进行实验, 结果表明: 二极管续流瞬态发生反向恢复的电压尖峰随续流瞬态时间的增大近似呈指数规律减小, 待续流电流稳定后, 电压尖峰趋于常数, 并最终随着续流过程的结束而进一步减小直至恒定, 验证了理论分析的正确性. 对完善续流二极管反向恢复机理以及提高电能变换装置的可靠性具有一定的理论意义和应用价值.

关键词: 续流二极管, 正向导通, 反向恢复, 电导率调制**PACS:** 72.20.-i, 72.20.Jv, 85.30.Kk**DOI:** 10.7498/aps.63.217201

1 引言

为满足国民经济发展中节能减排、低碳环保、开发绿色新能源的迫切需求, 需要利用各种电力电子装置对电能的产生、输送和使用进行高效的变换与控制. 功率二极管和绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 是现代电力电子装置实现高效电能变换与控制广泛使用的核心电力电子器件. IGBT作为开关器件, 综合了功率场效应晶体管 (metal oxide semiconductor field effect transistor, MOSFET) 和双极型功率晶体管 (bipolar junction transistor, BJT) 结构的特点, 具有驱动简单、功率等级高、功耗小、热稳定性好等优点; 功率二极管则在电路开关过程中起着提供回路能量泄放的作用, 因此又称续流二极管, 防止感性负载回路硬关断时产生危险的过电压, 功率二极管与全控型开关器件IGBT一起构成完整的开关模

块. 很长一段时间内开关器件的研究得到了深化, 而二极管的作用却被忽视了, 直到近年来随着电能变换装置容量和频率的提升, 电路拓扑的快速切换对功率器件的开关速度和损耗要求也越来越高, 续流二极管的反向恢复特性对开关损耗和电力电子装置运行可靠性的影响也越来越大, 由二极管反向恢复电应力作用造成的装置失效也逐渐得到重视, 对续流二极管开关过程的深入研究也越来越迫切.

已有研究表明, 在开关器件快速切换过程中产生很高的 di/dt , 在装置回路杂散电感、结温等的综合影响下, 续流二极管反向恢复将产生极大的电压尖峰, 使二极管甚至对应的功率开关器件发生电击穿, 最终造成装置失效^[1-3]; 同时, 二极管反向恢复过程也会对开关速度造成影响. 现有研究主要集中在续流二极管的稳态反向恢复特性包括开关损耗、电压尖峰抑制方法、以及半导体工艺改进上^[4-13], 对二极管续流瞬态反向恢复尖峰电压研究还不多见. 文献^[4-6]基于半导体工艺对功率二极管的开

* 国家高技术研究发展计划 (863 计划) (批准号: 2013AA05404), 国家自然科学基金面上项目 (批准号: 51277178) 和新世纪优秀人才支持计划项目 (批准号: NECT-11-0871) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: yfuo16@163.com

关损耗和性能改进进行了研究, 包括最新的SiC器件; 文献[7—9]对功率二极管的结构和开关损耗进行了仿真与分析, 实现了低通态压降下高电流密度的传输, 改善了二极管的反向恢复特性, 但缺乏对开关过程的物理机理分析; 文献[10, 11]基于半导体物理结构对续流二极管的开关行为进行了分析, 进而通过对二极管工艺结构的改进对二极管的反向恢复存储电荷量进行了优化; 文献[12, 13]结合应用对二极管开关行为对装置的性能影响进行了分析和建模, 但都是基于二极管的端口特性, 若能基于物理机理进行进一步分析, 对应用和精确建模的指导作用将会更加突出. 因此, 以上研究都是基于功率二极管续流稳态下的反向恢复, 例如载流子稳态分布、二极管通态压降与载流子的分布关系、二极管开关损耗、以及半导体工艺改进对存储电荷的影响等, 对功率二极管续流瞬态下的反向恢复机理研究基本处于空白, 对该过程产生的反向恢复电压尖峰还无法进行有效评估. 而随着功率器件电压、电流等级的增大以及变流装置频率的提升, 续流二极管的续流时间也会增加, 达到微秒甚至十微秒级, 导致二极管反向恢复有可能在续流瞬态时发生, 对电力电子装置的可靠运行存在一定隐患. 因此, 为了准确掌握功率二极管续流瞬态下的反向恢复电压尖峰变化规律, 有必要对二极管短时续流下的反向恢复过程进行研究.

本文以目前常用的PIN结构功率二极管为例, 从半导体物理出发, 分别对二极管的开通(续流)、关断(反向截止)瞬态工作机理进行深入分析, 进一步对二极管从续流瞬态到反向截止的转换过程进行分析, 对该过程的反向恢复电压尖峰机理进行剖析, 得到二极管续流瞬态下续流时间对反向恢复电压尖峰的影响规律, 最后通过实验进行验证. 所得结论对完善续流二极管反向恢复机理, 以及大容量电能变换装置的可靠性设计具有指导作用.

2 续流二极管开关瞬态机理

图1为典型PIN二极管物理结构图与载流子浓度分布图, 与常规二极管不同的是, PIN二极管在 p^+ 和 n^+ 区之间存在一个低掺杂的 n^- 基区, 因此可以将它等同于本征材料, 这也是PIN中I(Intrinsic)的由来. 由于二极管导通时 n^- 基区的载流子大注入效应, 基区导通电阻明显降低, 因此, PIN二极管可用于很高的阻断电压场合, 广泛应用于大功率电能变换装置中功率开关如IGBT的续流

二极管. 图2为由IGBT和续流二极管组成的典型两电平半桥逆变单元: T1, T2管控制信号为考虑死区时间的互补脉冲信号, T1管开通稳态时负载流过稳定的电流, 当T1管由开通变为关断, 由于回路电感中储存的能量必须被释放, 因此续流二极管D2导通, 提供续流回路, 防止电路关断时在电感负载两端产生危险的过电压; 当T1管由关断变为开通, D2反向截止, 这时, 由于二极管的反向恢复作用, 会在电路输出端产生电压尖峰.

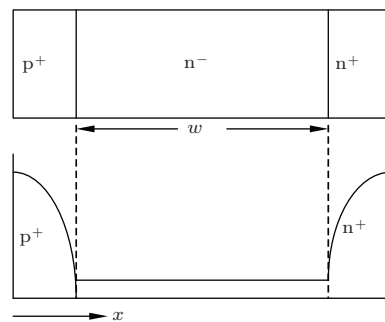


图1 典型PIN二极管物理结构图与载流子浓度分布图

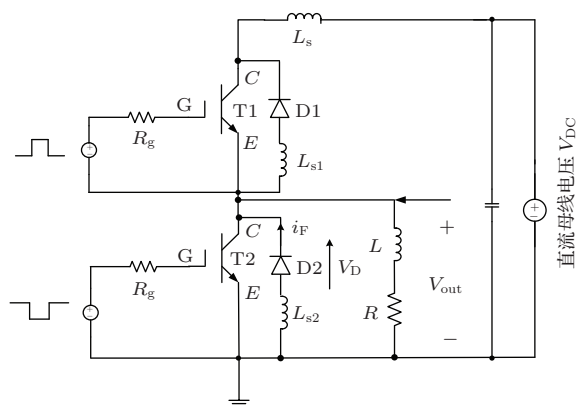


图2 典型两电平半桥逆变单元

2.1 二极管正向导通瞬态过程

PIN二极管正向导通, 也即续流过程, 包含两个阶段: 导通瞬态和稳态, 如图3所示的二极管D2正向电流 i_F 由0上升到 I_F 的阶段和电流稳定为 I_F 后的阶段, V_D 为续流二极管D2的正向压降, 也即 $-V_{out}$. 二极管开始导通时载流子会首先注入到两端的 p^+n^- 结和 n^-n^+ 界面的区域, 然后, 这些载流子再向 n^- 区域扩散, 由载流子的漂移和复合产生电流, 如图4所示[14], 随着 n^- 区电导率调制的进行, n^- 区过剩载流子的浓度逐渐增大. 导通初期, 由于 n^- 区电阻还未发生调制, 二极管的正向压降

随电流的增大是逐渐增大的; 随着 n^- 区内的过剩载流子浓度的增大, n^- 区发生电导率调制效应, 使得该区域的电阻率逐渐降低, 电阻减小. 因此, 二极管正向压降在上升到最大值 V_{FP} 后随着 n^- 区电导率调制的进行开始逐渐下降直至达到稳定的正向压降 V_F , 二极管导通电流也从零上升到电导率调制完成时的导通稳态电流 I_F .

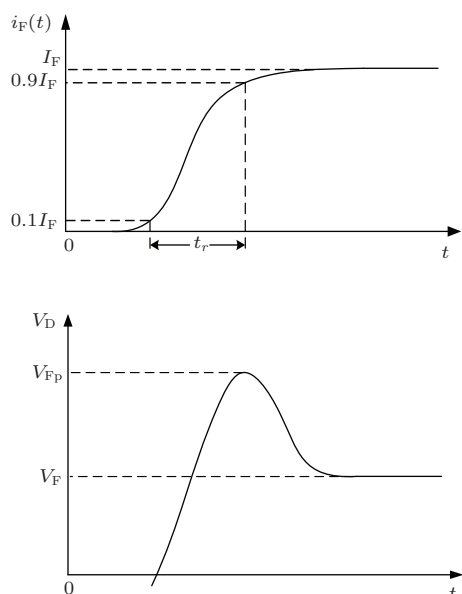


图3 续流二极管正向开通过程电压与电流随时间的变化曲线

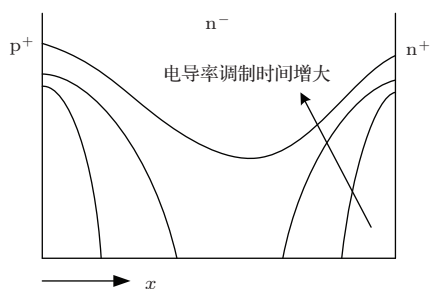


图4 PIN 二极管电导率调制过程中过剩载流子的分布

二极管导通时 p^+n^- 结和 n^-n^+ 界面积累大量电荷, 在 n^- 区形成载流子浓度差, 同时二极管外加正向电压, 因此, 二极管内部存在载流子的扩散、漂移、以及过剩载流子的产生与复合过程. 由Fick第二定律可得载流子的连续性方程为^[14]

$$\frac{\partial n}{\partial t} = G_n - \frac{\Delta n}{\tau_n} + \frac{1}{q} \text{div} J_n, \quad (1)$$

其中, n 为电子浓度, G_n 为电子产生率, Δn 为过剩电子浓度, τ_n 为过剩载流子电子的寿命, J_n 为电子

电流密度, 等于扩散与漂移电流密度之和, 即

$$J_n = q(n\mu_n E + D_n \text{grad} n), \quad (2)$$

其中, μ_n 为电子迁移率, E 为外加电场, D_n 为电子扩散系数. 在二极管导通过程, n^- 基区属于大注入条件, 因此采用双极扩散系数 D_a 和双极迁移率 μ_a , 将(2)式代入(1)式, 可以得到

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(D_a \frac{\partial \Delta n}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial x} (n\mu_a E_x) - \frac{\Delta n}{\tau_n} + G_n, \quad (3)$$

其中, E_x 为 n^- 区沿 x 轴方向的电场. 对于大注入条件, 可以假设 $n = p$, 则 D_a 不随载流子浓度变化, 从而 $\mu_a = 0$ ^[15], (3)式可简化为

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial t} = D_a \frac{\partial^2 \Delta n}{\partial x^2} - \frac{\Delta n}{\tau_n} + G_n. \quad (4)$$

对均匀半导体, $\frac{\partial \Delta n}{\partial x}$ 为常数^[16], 于是由(4)式可得

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial t} = -\frac{\Delta n}{\tau_n} + G_n. \quad (5)$$

由于导通初始 n^- 区过剩载流子浓度近似为0, 即 $\Delta n(0)=0$, 求解(5)式可得

$$\Delta n = G_n \tau_n \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau_n} \right) \right). \quad (6)$$

将(5)式的 G_n 代入(4)式并对两边在体积内积分, 可得

$$q \int_V \frac{\partial \Delta n}{\partial t} dV = i_F - q \int_V \frac{\Delta n}{\tau_n} \left(1 - \frac{1}{1 - \exp(-t/\tau_n)} \right) dV. \quad (7)$$

用 Q 表示 n^- 区过剩载流子总的电荷量, 则由(7)式得到电荷控制方程

$$\frac{dQ}{dt} = i(t) - \frac{Q}{\tau}. \quad (8)$$

τ 为(7)式中的等效时间常数, 与 τ_n 有关. 假设 $\Delta n_0(x, t)$ 为(4)式不考虑复合时的解, 那么(4)式的解可以求得

$$\Delta n(x, t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t \Delta n_0(x, t') \exp \left(-\frac{t-t'}{\tau} \right) dt' + \Delta n_0(x, t) \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right). \quad (9)$$

将(9)式代入(7)式, 可得

$$i_t = q \int_V \frac{\partial \Delta n}{\partial t} dV + q \int_V \frac{\Delta n}{\tau} dV$$

$$\begin{aligned}
 &= q \int_V \left(\frac{1}{\tau_2} \int_0^t \Delta n_0(x, t') \exp\left(\frac{-t'}{\tau}\right) dt' \right. \\
 &\quad \left. + \left(\frac{\partial \Delta n_0(x, t)}{\partial t} + \frac{1}{\tau} \Delta n_0(x, t) \right) \right) \\
 &\quad \times \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) dV. \quad (10)
 \end{aligned}$$

(10) 式基于半导体载流子运动物理特性描述了二极管开通过程正向电流的变化规律, 是一个复杂的多维非线性表达式, 包含时间的指数分量.

2.2 二极管反向截止瞬态机理

续流二极管从续流到反向截止的转换过程中, 刚开始, 由于续流导通时 n^- 区产生大量过剩载流子, p^+n^- 结和 n^-n^+ 界面两端邻近区域中的载流子浓度很高, 建立了一个中性离子区, 电子浓度与空穴浓度近似相等, 这个区域对空间电荷区的建立有阻碍作用, 二极管电压仍保持较小数值. 随着空间电荷区的建立, 二极管电流逐渐下降为 0 并反向, 这个阶段的电流变化速率由外电路决定. 二极管截止后, n^- 区存储电荷被电子电流从 n^+ 端抽出, 被空穴电流从 p^+ 端抽出, 形成反向恢复电流. 当 n^- 区内足够多的存储电荷因复合而消失或扩散出去后, p^+n^- 结处的载流子浓度才能达到空间电荷区建立的条件, 反向电流也达到最大值. 随后, 反向电流开始下降, 下降过程由 n^- 区载流子的扩散和复合决定. 反向电流变化率在下降过程中达到最大值, 会通过二极管续流回路杂散电感在输出电压上产生较大的电压尖峰 V_{Rp} , 如图 5 所示. 因此, 续流二极管反向恢复时容易引起器件的过压失效, 反向恢复电压尖峰可表示为

$$V_{Rp} = -V_{DC} - L_s \left. \frac{di_r}{dt} \right|_{\max}, \quad (11)$$

其中, i_r 为二极管的反向电流, L_s 为二极管续流回路杂散电感, 如图 2 所示 L_{s2} . 与图 4 二极管导通过程 n^- 区过剩载流子浓度分布变化示意图对应, 二极管反向恢复时的 n^- 区过剩载流子浓度分布的变化示意图可用图 6 表示^[17], 随着反向恢复时间的增大, 电子电流和空穴电流将 n^- 区存储电荷抽出, 使得 n^- 区过剩载流子浓度逐渐减小.

如图 5 所示, 以二极管反向截止开始为时间轴零点, t_0 为二极管反向截止开始到续流电流降为 0 的时间, t_1 为二极管电流由 0 开始反向到反向电流达到最大的时间, 则截止电流由反向最大值开始下降的阶段可结合曲线近似认为按指数规律衰减, 时

间常数为 τ_r . 反向恢复电流为

$$i_r(t) = -I_{Rp} \exp\left(-\frac{t - (t_0 + t_1)}{\tau_r}\right). \quad (12)$$

将 (12) 式代入 (8) 式, 可以得出其存储电荷也按指数规律衰减, 表示为

$$Q_S(t) = Q_m \exp\left(-\frac{t - (t_0 + t_1)}{\tau_r}\right), \quad (13)$$

Q_m 为反向电流最大时二极管中的剩余存储电荷. 因此, 由 (8) 和 (13) 式可得二极管反向电流下降过程的变化率为

$$\begin{aligned}
 &\frac{di_r(t)}{dt} \\
 &= \frac{d^2 Q_S(t)}{dt^2} + \frac{dQ_S(t)}{dt} \\
 &= \left(\frac{1}{\tau_r^2} - \frac{1}{\tau_r} \right) Q_m \exp\left(-\frac{t - (t_0 + t_1)}{\tau_r}\right). \quad (14)
 \end{aligned}$$

由 (11) 和 (14) 式可进一步得到二极管反向恢复产生的电压尖峰为

$$\begin{aligned}
 V_{Rp} = &-V_{DC} - L_{s2} \left(\frac{1}{\tau_r^2} - \frac{1}{\tau_r} \right) Q_m \\
 &\times \exp\left(-\frac{t - (t_0 + t_1)}{\tau_r}\right) \Big|_{\max}. \quad (15)
 \end{aligned}$$

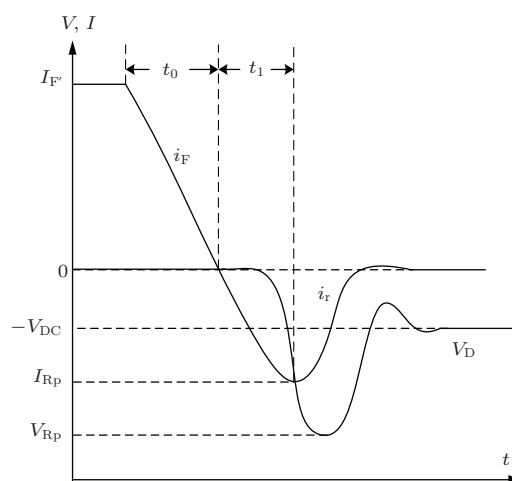


图 5 二极管反向恢复波形

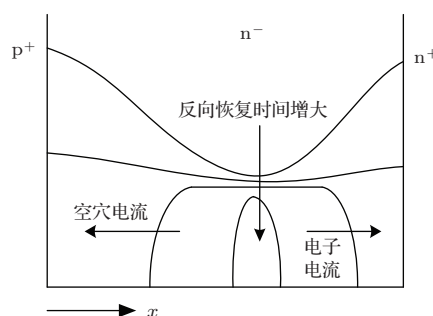


图 6 二极管反向恢复过程中过剩载流子浓度分布示意图

进一步分析, 当续流时间增大, 二极管续流稳定后再发生反向截止, 由于剩余存储电荷与二极管续流稳定时的电流有关, 在感性负载下较短时间内可认为电流不变, 因此反向恢复电压尖峰基本不变; 随着续流时间的进一步增大, 续流电流将显著减小, 反向恢复时的剩余存储电荷也会减小, 电压尖峰也将进一步减小; 直至续流过程结束, 电流降为0后, 反向恢复尖峰电压将恒定, 仅由外电路决定.

3 续流二极管短时续流反向恢复电压尖峰变化机理

第2节分析了PIN二极管正向导通瞬态和反向截止瞬态的物理机理, 对于本文讨论的续流瞬态发生反向截止的情况, 需结合2.1和2.2节的分析结论. 首先得到续流瞬态的 n^- 区过剩载流子电荷浓度分布情况, 然后利用存储电荷分析法, 得到反向恢复时二极管内部剩余存储电荷的变化情况, 进而得出续流瞬态下反向恢复电压尖峰的变化机理和规律.

由于(10)式是一个复杂的多维非线性表达式, 为了便于分析, 结合(10)式以及图3所示二极管正向导通曲线, 将二极管导通瞬态电流近似用指数关系表达如下:

$$i_F = I_F \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau^*} \right) \right), \quad (16)$$

其中, τ^* 为近似处理的等效时间常数.

将(16)式代入(8)式, 可得开通瞬态过程中pn结内总的过剩载流子电荷 $Q(t)$ 也为相同指数规律:

$$Q(t) = Q_0 \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau^*} \right) \right), \quad (17)$$

Q_0 为导通电流达到稳态时的基区过剩载流子电荷. 在二极管正向导通的开始时刻, 电流为0, 二极管两端承受正向外加电压, 假设此时pn结两端注入的总电荷量为 Q_T , 则随着续流时间的推进, 二极管内总的剩余存储电荷为

$$Q_r(t) = Q_T - Q(t), \quad (18)$$

续流开始时 Q_T 在外部电路初始电流不变的条件下可近似认为不变.

由2.2节分析已知, 二极管反向恢复时的反向电流主要由正向导通时pn结剩余存储电荷量决定, 因此, 对于正向导通瞬态发生的反向截止, 为了

求解二极管pn结内剩余存储电荷, 即(13)式中的 Q_m , 首先由图5可假设反向截止初始阶段电流近似呈线性下降, 如下式所示:

$$i_r(t) = I_{F'} \left(1 - \frac{t}{t_0} \right), \quad (19)$$

其中, $I_{F'}$ 为二极管反向恢复的初始正向电流, 如图5所示. 假设二极管续流时间为 t^* , 则由(16)式可得

$$I_{F'} = I_F \left(1 - \exp \left(-\frac{t^*}{\tau^*} \right) \right). \quad (20)$$

反向截止初始时刻的剩余存储电荷可由(17)式和(18)式得到

$$\begin{aligned} Q_r(0) &= Q_T - Q(t^*) \\ &= Q_T - Q_0 \left(1 - \exp \left(-\frac{t^*}{\tau^*} \right) \right). \end{aligned} \quad (21)$$

由(8), (19), (20), (21)式可得二极管反向截止电流下降阶段的剩余存储电荷表达式为

$$\begin{aligned} Q_r(t) &= \left(Q_T - \left(Q_0 + I_F \left(1 + \frac{\tau}{t_0} \right) \tau \right) \right. \\ &\quad \times \left. \left(1 - \exp \left(-\frac{t^*}{\tau^*} \right) \right) \right) \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \\ &\quad - I_F \left(1 - \exp \left(-\frac{t^*}{\tau^*} \right) \right) \frac{\tau}{t_0} t \\ &\quad + I_F \left(1 - \exp \left(-\frac{t^*}{\tau^*} \right) \right) \left(1 + \frac{\tau}{t_0} \right) \tau. \end{aligned} \quad (22)$$

因此, 二极管反向恢复电流最大时二极管中的剩余存储电荷 Q_m 可由(22)式得到

$$\begin{aligned} Q_m = Q_r(t_0 + t_1) &= \left(Q_T - \left(Q_0 + I_F \left(1 + \frac{\tau}{t_0} \right) \tau \right) \right. \\ &\quad \times \left. \left(1 - \exp \left(-\frac{t^*}{\tau^*} \right) \right) \right) \exp \left(-\frac{t_0 + t_1}{\tau} \right) \\ &\quad + I_F \left(1 - \exp \left(-\frac{t^*}{\tau^*} \right) \right) \left(\tau - t_1 \right) \frac{\tau}{t_0}. \end{aligned} \quad (23)$$

因此, 将(23)式代入(15)式, 即可得反向恢复电压尖峰的表达式为

$$\begin{aligned} V_{Rp} &= -V_{DC} - L_{s2} \left(\frac{1}{\tau_r^2} - \frac{1}{\tau_r} \right) Q_m \\ &\quad \times \exp \left(-\frac{t - (t_0 + t_1)}{\tau_r} \right) \Big|_{\max} \\ &= -V_{DC} - L_{s2} \left(\frac{1}{\tau_r^2} - \frac{1}{\tau_r} \right) \\ &\quad \times \left(\left(Q_T - \left(Q_0 + I_F \left(1 + \frac{\tau}{t_0} \right) \tau \right) \right) \right. \end{aligned}$$

$$\times \left(1 - \exp\left(-\frac{t^*}{\tau^*}\right)\right) \exp\left(-\frac{t_0 + t_1}{\tau}\right) + I_F \left(1 - \exp\left(-\frac{t^*}{\tau^*}\right)\right) (\tau - t_1) \frac{\tau}{t_0}. \quad (24)$$

由(24)式可以看出, 二极管续流瞬态时发生反向截止产生的反向恢复电压尖峰随续流时间 t^* 的增大近似呈指数关系减小. 由于以上分析中 V_{Rp} 的正向定义为二极管的正向电流流过的方向, 即图2中 i_F 的方向, 与图2中的 V_{out} 极性相反, 因此, 若定义图2中输出电压 V_{out} 的峰值为 $V_{out,peak}$, 则 $V_{out,peak} = -V_{Rp}$.

4 实验结果

以两电平半桥逆变单元电路为例进行实验, 如图7所示, T1, T2为IGBT开关器件, 选用国内某半导体公司生产的低损快速型1200 V/50 A半桥模块, D1, D2分别为各IGBT的续流二极管, 负载为阻感负载. 为验证二极管D2的续流及反向恢复电压尖峰变化情况, 将下管T2保持关断, 只给T1提供开关脉冲信号, 二极管D2在T1关断时起续流作用, T1开通时二极管反向截止, 产生反向恢复电压尖峰. 通过改变T1管控制脉冲的低电平脉宽来控制二极管D2的续流时间. 电路参数设置为 $V_{DC} = 300$ V, $L = 1$ mH, $R = 12$ Ω , 负载稳态电流为25 A, T1栅极控制信号频率为3 kHz, 控制信号的低电平脉宽即为D2的续流时间 t^* .

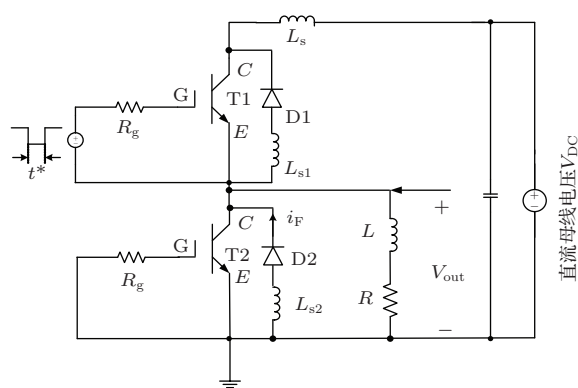


图7 实验电路图

利用厂家的二极管datasheet数据并参考文献[18]中的载流子寿命提取数据, 可得(24)式中的各半导体物理参量, 代入(24)式可得图8的 V_{Rp} 仿真结果.

实验测得的室温下不同续流时间对应的T1开通时续流二极管D2的反向恢复电压尖峰波形

如图9所示. 灰色波形为二极管D2的续流电流 i_F , 黑色波形为输出电压 V_{out} , 其电压尖峰即为 $V_{out,peak} = -V_{Rp}$. 续流之前T1导通, V_{out} 为母线电压300 V, 当T1关断即续流开始时, V_{out} 由于D2的导通而减小为一个很小的值, $-V_F$, 续流回路导通, 电流经过切换时的短暂下降后上升到续流回路电流值, 随着T1的再次开通, D2截止, V_{out} 再次上升至母线电压, 并由二极管D2反向恢复电流产生反向恢复电压尖峰.

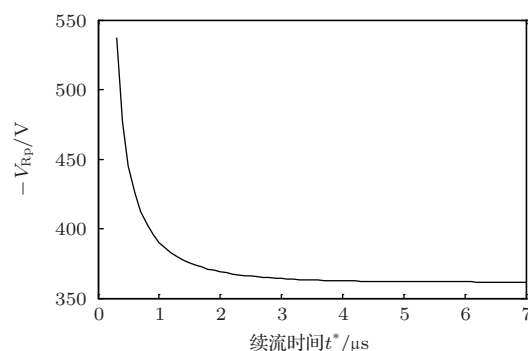


图8 二极管短时续流下续流时间与反向恢复电压尖峰关系的仿真曲线

由图9可以看出, 当续流时间为0.3 μ s时, 续流电流还在上升的瞬态, 此时的反向恢复电压尖峰很大, 为540 V, 如图9(a)所示; 随着续流时间的增大, 到1.1 μ s时续流瞬态接近稳定, 此时的反向恢复电压尖峰已降为396 V, 明显减小, 如图9(b)—(d)所示; 直到续流完全稳定, 反向恢复电压尖峰才基本恒定, 如图9(e)所示6 μ s时的368 V; 随着续流时间的进一步增大, 续流电流显著减小, 反向恢复电压尖峰才开始继续减小, 如图9(f)所示500 μ s时减小到346 V, 此时续流过程基本结束, 续流电流降为0, 反向恢复电压尖峰最终保持恒定, 仅由回路参数决定.

表1列出了实验测得的所有D2不同续流时间对应的 $-V_{Rp}$, 其曲线图如图10所示. 图10(a)中的曲线验证了前文分析, 即当续流瞬态时间很小时, V_{Rp} 很大, 随着续流瞬态时间的增大, V_{Rp} 显著减小, 当续流稳定时, 由于回路电感的作用, V_{Rp} 在一段时间内近似保持恒定, 当续流时间进一步增大接近续流结束时, V_{Rp} 进一步减小, 直至最终达到恒定, 与理论分析一致. 图10(b)为短时续流下的数据曲线和拟合曲线, V_{Rp} 随 t^* 的变化规律可近似拟合为如下指数关系:

$$V_{Rp} = -372 \times \exp\left(-\frac{t^*}{0.411}\right) - 365(\text{V}), \quad (25)$$

与图8基于理论分析的仿真结果相符合.

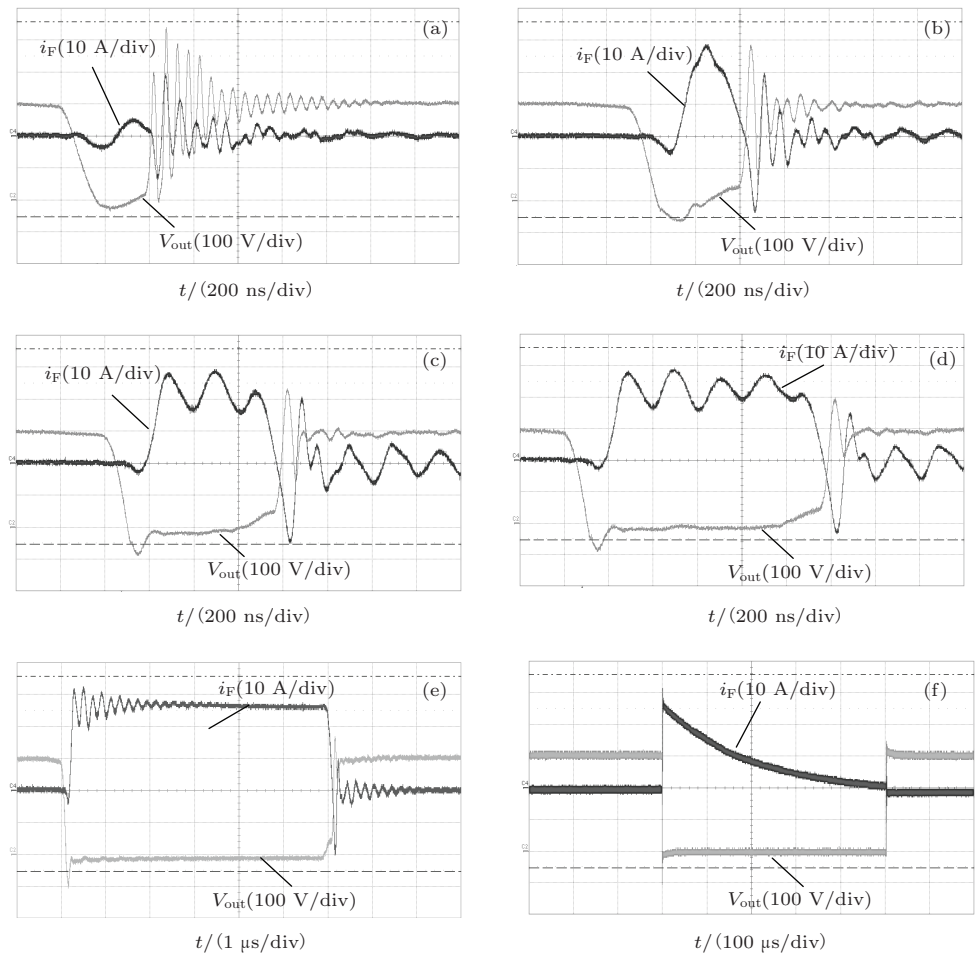


图9 不同续流时间 t^* 下的反向恢复电压波形 (a) $t^* = 0.3\ \mu\text{s}$; (b) $t^* = 0.5\ \mu\text{s}$; (c) $t^* = 0.7\ \mu\text{s}$; (d) $t^* = 1.1\ \mu\text{s}$; (e) $t^* = 6\ \mu\text{s}$; (f) $t^* = 500\ \mu\text{s}$

表1 不同续流时间对应的 T1 开通时的 $-V_{\text{Rp}}$

续流时间 $t^*/\mu\text{s}$	$-V_{\text{Rp}}/\text{V}$	续流时间 $t^*/\mu\text{s}$	$-V_{\text{Rp}}/\text{V}$	续流时间 $t^*/\mu\text{s}$	$-V_{\text{Rp}}/\text{V}$
0.3	540	1.5	376	32	380
0.5	485	1.7	364	300	375
0.7	431	2.0	365	400	355
0.9	390	6	368	500	346
1.1	396	9	375	600	346
1.3	388	19	380		

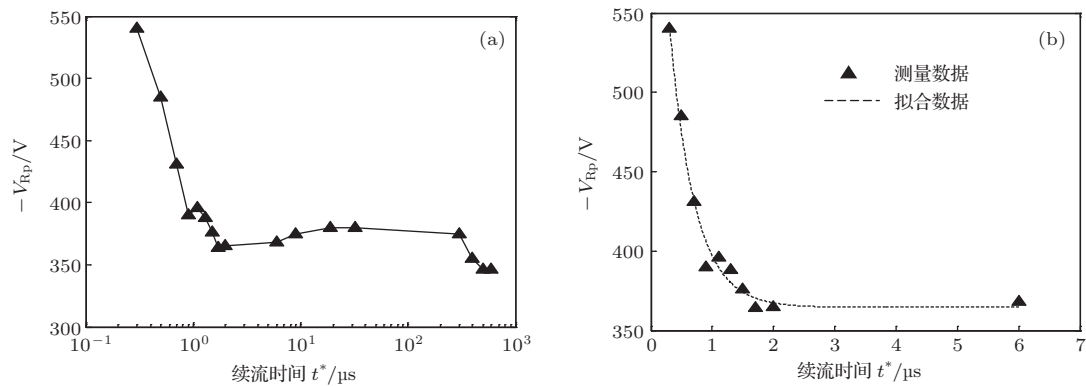


图10 $V_{\text{DC}} = 300\ \text{V}$, $L = 1\ \text{mH}$, $R = 12\ \Omega$ 时, 续流时间与 $-V_{\text{Rp}}$ 的测量曲线 (a) 完整续流过程 $-V_{\text{Rp}}$ 与续流时间的曲线; (b) 短时续流时 $-V_{\text{Rp}}$ 与续流时间的曲线

5 结 论

本文基于半导体物理载流子运动机理,从反向恢复剩余存储电荷的角度推导出PIN二极管在续流瞬态下发生反向截止时的反向恢复电压尖峰随续流时间的变化规律,表明短时续流条件下二极管反向恢复时的剩余存储电荷较大,反向恢复电压尖峰较大且随续流瞬态时间的增大而显著减小,直到续流达到稳态时剩余存储电荷达到稳定,反向恢复电压尖峰基本不变,并通过仿真得到近似指数变化的规律.以两电平半桥逆变单元为例进行了实验,结果表明:短时续流下反向恢复电压尖峰很大,且随着续流时间的增大近似呈指数关系减小,直到续流过程的结束,反向恢复电压尖峰才继续减小并最终保持恒定,仅由外部电路参数决定.实验结果与仿真符合,验证了理论分析的正确性.本文对续流二极管的反向恢复机理研究进行了完善,在电能变换装置容量和频率日益提升的今天,对其重要参数之一的死区时间的设置以及控制策略的优化有着重要的参考作用,对装置的失效分析以及可靠性设计都有着重要的指导意义.

参考文献

- [1] Huang A Q, Temple V, Liu Y, Li Y 2003 *Solid-State Electron* **47** 727
- [2] Rahimo M T, Shamma N Y A 2001 *IEEE Trans. Ind. App.* **37** 661
- [3] Wu R, Blaabjerg F, Wang H, Liserre M 2013 *Microelectron. Reliab.* **07** 15
- [4] Matthias S, Geissmann S, Bellini M, Kopta A 25th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD) Kanazawa, May 26–30, 2013 p335
- [5] Zuo Y H, Wang J G, Fan R Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 215202 (in Chinese) [左应红, 王建国, 范如玉 2012 物理学报 **61** 215202]
- [6] Masuoka F, Nakamura K, Nishii A, Terashima T 2012 *24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)* Bruges, June 3–7, 2012, p373
- [7] Donlon J F, Motto E R, Honsberg M, Radke T 2011 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* Phoenix, AZ, Sept. 17–22, 2011 p4144
- [8] Blewitt W M, Gurwicz D I 2008 *Electron Lett.* **44** 1088
- [9] Huang J H, Lü H L, Zhang Y M, Zhang Y M, Tang X Y, Chen F P, Song Q W 2011 *Chin. Phys. B* **20** 118401
- [10] Tokura N, Yamamoto T, Kato H, Nakagawa A 2012 *Trans. on Ind. App.* **132** 1726
- [11] Baburske R, Heinze B, Lutz J, Niedernostheide F 2008 *IEEE Trans. on Electron. Devices* **55** 2164
- [12] Liu H C, Su Z X 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 010505 (in Chinese) [刘洪臣, 苏振霞 2014 物理学报 **63** 010505]
- [13] Bertoluzza F, Cova P, Delmonte N, Pampili P, Portesine M 2010 *Microelectron. Reliab.* **50** 1720
- [14] Benda V, Gowar J, Grant D A 1999 *Power Semiconductor Devices: Theory and Applications* (England: John Wiley & Sons Ltd Press) pp24–136
- [15] Kbanna V K 2003 *The Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT: Theory and Design* (New Jersey: IEEE Press) p177
- [16] Anderson B L, Anderson R L 2006 *Fundamentals of Semiconductor Devices* (U. S.: McGraw-Hill Press) p143
- [17] Lutz J, Schlengenotto H, Scheuermann U, Doncker R D 2011 *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability* (New York: Springer) p189
- [18] Tang Y 2010 *Ph. D. Dissertation* (Wuhan: Naval University of Engineering) (in Chinese) [唐勇 2010 博士学位论文 (武汉: 海军工程大学)]

Investigation into the reverse recovery voltage peak mechanism of freewheeling diode at a switching transition^{*}

Luo Yi-Fei[†] Xiao Fei Tang Yong Wang Bo Liu Bin-Li

(National Key Laboratory of Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

(Received 10 June 2014; revised manuscript received 28 June 2014)

Abstract

The freewheeling diode in power electronic converters may generate a voltage peak on the load during the reverse recovery process, and the peak voltage becomes larger when the forward conduction time is smaller, which very likely induces the over-voltage failure of the power devices. To effectively guide the reliability design of power electronic devices, the switching transition mechanism of the PIN freewheeling diode is discussed thoroughly based on semiconductor physics and the essential structure of power diodes. The law of reverse recovery voltage peak variation with switching transition time is deduced by methods of stored charge analysis, which shows that the peak voltage is larger for shorter conduction time and decreases abruptly as the transient conduction time increases. Experiments are carried out using the two-level half-bridge inverter unit with insulated-gate bipolar transistors and PIN diodes. Results show that the reverse recovery voltage peak decreases with the increase of the transition time, following an exponential rule, and tends to be constant after the freewheeling current becomes stable and finally approaches a steady state as the steady forward conduction current vanishes, thus proving the correctness of the presented analysis. This paper shows the theoretical and application values in the optimization of the reverse recovery mechanism of power diodes and the reliability improvement of power converters.

Keywords: freewheeling diode, forward conduction, reverse recovery, conductivity modulation

PACS: 72.20.-i, 72.20.Jv, 85.30.Kk

DOI: 10.7498/aps.63.217201

^{*} Project supported by the National High-tech Research and Development Program of China (Grant No. 2013AA05404), the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51277178), and the Program for New Century Excellent Talents in University, China (Grant No. NECT-11-0871).

[†] Corresponding author. E-mail: yfluo16@163.com