

理解功率 MOSFET 体二极管反向恢复特性

日期：2012-12-27 来源：作者：万代半导体元件(上海)有限公司 葛小荣 刘松

半桥、全桥和 LLC 的电源系统以及电机控制系统的主功率 MOSFET、同步 Buck 变换器的续流开关管、以及次级同步整流开关管，其体内寄生的二极管都会经历反向电流恢复的过程。功率 MOSFET 的体二极管的反向恢复性能和快恢复二极管及肖特基二极管相比，其反向恢复速度要低很多，反向恢复电荷也要大很多，因此反向恢复的特性较差。这样，导致二极管的开关损耗增加，降低系统的效率，同时，也会产生较高的振铃，影响功率 MOSFET 的安全工作。功率 MOSFET 数据表中，通常给出了一定条件下的 Q_{rr} 和反向恢复的时间，并没有给出和实际应用相关的、在不同的起始电流和不同的电流下降斜率下，对应的反向恢复特性，本文就讨论这些问题并做详细的分析。

MOSFET 的结构及反向恢复波形分析

沟槽 Trench 型 N 沟道增强型功率 MOSFET 的结构如图 1 所示，在 N-epi 外延层上扩散形成 P 基区，然后通过刻蚀技术形成深度超过 P 基区的沟槽，在沟槽壁上热氧化生成栅氧化层，再用多晶硅填充沟槽，利用自对准工艺形成 N+源区，背面的 N+substrate 为漏区，在栅极加上一定正电压后，沟槽壁侧的 P 基区反型，形成垂直沟道。由图 1 中的结构可以看到，P 基区和 N-epi 形成了一个 PN 结，即 MOSFET 的寄生体二极管。

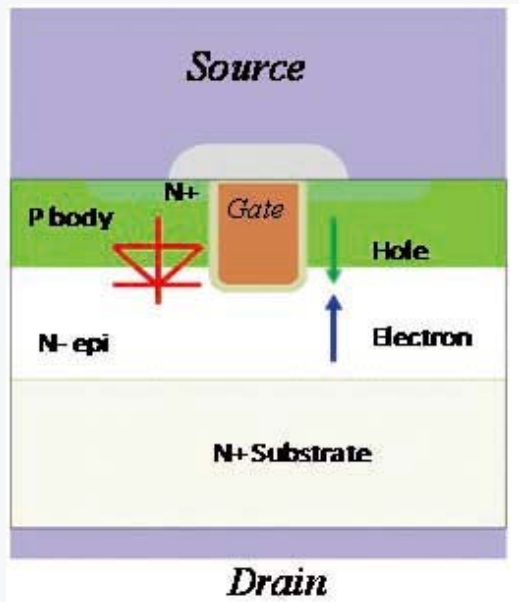


图 1 MOSFET 内部结构

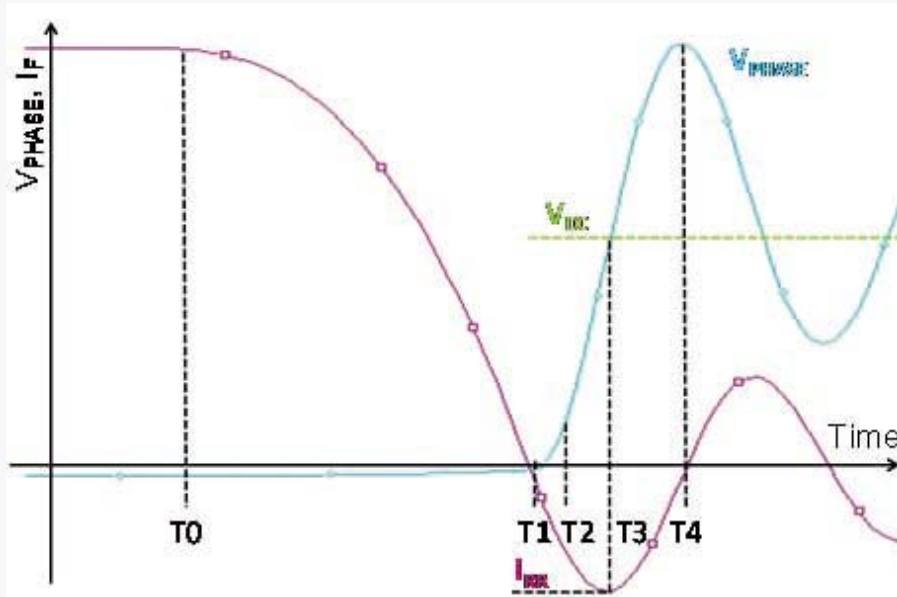


图 2 反向恢复波形

当二极管外加正向电压 V_F 时，正向电压削弱了 PN 结的内电场，漂移运动被削弱，扩散运动被增强，扩散和漂移的动态平衡被破坏。结果造成 P 区的空穴（多子）流向 N 区，N 区的电子（多子）流向 P 区，如图 1 中箭头所示。进入 P 区的电子和进入 N 区的空穴分别成为该区的少子。因此，在 P 区和 N 区的少子比无外加电压时多，这些多出来的少子称为非平衡少子。这些非平衡少子，依靠积累时浓度差在 N 区和 P 区进行扩散。空穴在 N 区扩散过程中，同 N 区中的多子电子相遇而复合，距离 PN 结边界越远，复合掉的空穴就越多。通常把正向导通时，非平衡少数载流子积累的现象叫做电荷存储效应。

当二极管施加反向电压时，P 区存储的电子和 N 区存储的空穴不会马上消失，它们将通过两个途径逐渐减少：

- a. 在反向电场作用下，P 区电子被拉回 N 区，N 区空穴被拉回 P 区，形成反向漂移电流；
- b. 与多数载流子复合。

通过图 2 可以很好地说明整个反向恢复的过程。

a. $T_0 \sim T_1$ 阶段，PN 结处于正向偏置，即势垒区仍然很窄，PN 结的电阻很小，二极管的正向电流以一固定的 di/dt 逐渐减小， di/dt 的大小由外电路决定；

b. $T_1 \sim T_2$ 阶段，二极管的存储电荷在反向电压的作用下开始扫出，但 PN 结仍未形成耗尽层，反向电流由扫出的过量电荷维持。因此二极管不能承受反向电压，电流仍以 di/dt 速率下降；

c. T2~T3 阶段，PN 结处等离子浓度衰减为 0，即在 PN 结处形成耗尽层，PN 结开始承受反向电压。由于二极管反向电压的上升，导致了反向恢复电流的 di/dt 逐渐减小；在 T3 时刻，二极管电压达到 V_{DC} ， di/dt 降到 0，扫出电流达到最大值，即 IRR；

d. T3~T4 阶段，反向电流由从等离子区扩散到耗尽层的载流子维持，由于等离子体的持续耗散，在空间电荷区的边缘过量电荷浓度的梯度逐渐减小，导致 T3 后的反向电流将减小。由于负 di/dt 的存在，二极管上的反向电压将会出现超调，当电流降为 0 时，反向电压将会达到最大值。T4 之后，回路进入了 RLC 自由振荡阶段。

反向恢复中的 di/dt 分析

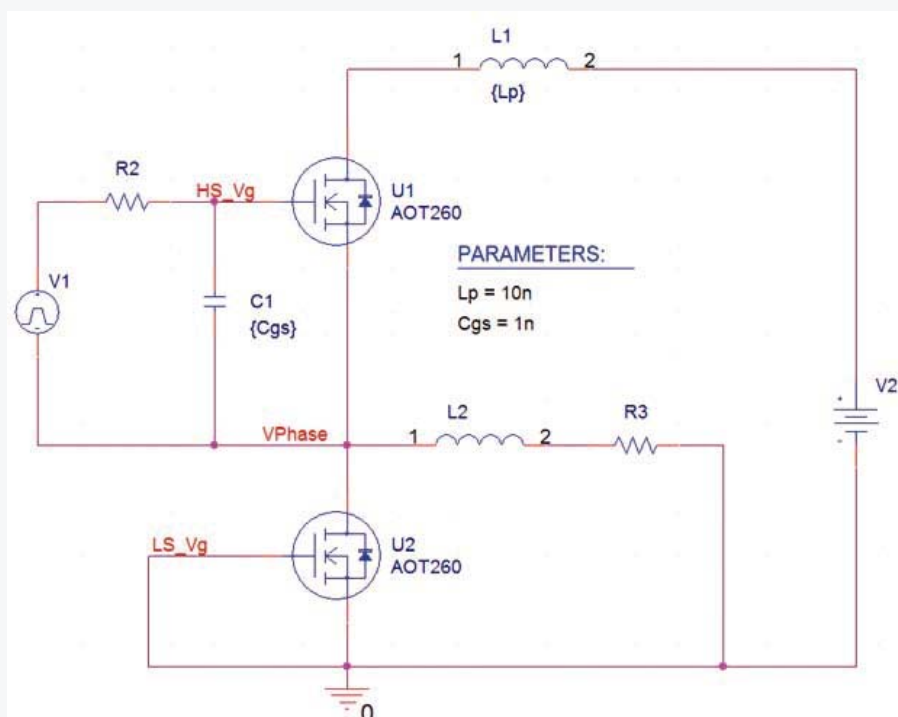


图 3 反向恢复仿真电路

由于 di/dt 直接影响了反向恢复电流 IRR 的大小，因此分析 di/dt 的变化对实际应用将会很有意义。为分析影响 di/dt 大小的因素，设计了图 3 所示的电路。其中 U2 为被测器件，U1 为开关管，为电感提供电流以及为 U2 提供反向电压，L1 为线路的寄生电感，L2 为负载电感，用来提供正向电流 I_F 。

电路工作过程如下，当 U1 导通时，电感 L2 的电流上升，其峰值电流为 $I_p = \frac{V_{DC}}{R_{DS(ON)} + R_3}$ ，当 U1 关断时，L2 的电流经 U2 的体二极管续流，此电流即为二极管的正向导通电流 I_F 。当 U1 再次打开时， V_{DC} 通过 L1、U1 施加正向电压于 U2 的体二极管，使其进入反向恢复阶段。

1 T2 时刻之前的 di/dt 分析

在 T2 时刻之前，U2 的体二极管反向导通电阻很小，可以忽略不计，因此根据回路的 KVL 方程可得

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{DC} - V_{DS}(U1)}{L1} \quad (1)$$

由式(1)可知, di/dt 由三个因素决定, 即 VDC, VDS(U1), L1。VDC 越高, VDS(U1)、L1 越小, di/dt 就越大。下面通过三个试验来研究 di/dt 的变化情况。

试验 1: 改变寄生电感

由于回路的寄生电感 L1 改变比较困难, 所以通过仿真的方法来验证 di/dt 的变化情况。图 4 为 L1 为不同电感值的仿真结果, 可以看到, 电感值越小, di/dt 越大, 反向恢复电流 IRR 也越大。

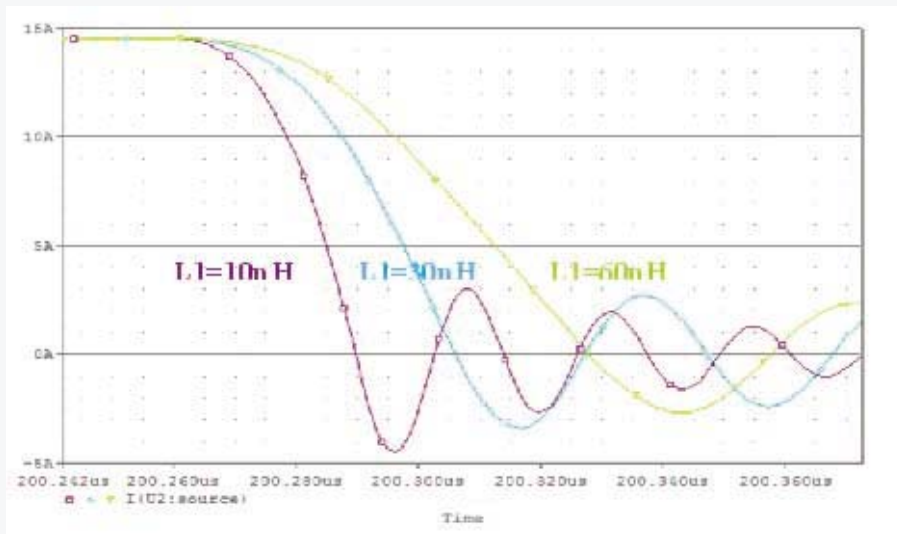


图 4 不同 L1 的反向恢复仿真波形

试验 2: 改变 U1 的开通速度

通过控制 U1 的栅极电容 C1 来改变 U1 的开通速度同样也可以改变电流变化率 di/dt, 这是因为 U1 的开关速度改变了 VDS(U1)的变化率。图 5 为改变栅极电容的实际测试结果, 可以看到随着 Cgs 的减小, U1 的开通速度变快, di/dt 变大, 反向恢复电流 IRR 也会变大。但 U1 的开关速度对 di/dt 的影响是有限的, 因为 VDS(U1)对 di/dt 的影响仅仅是在 U1 的开通期间 (即 di/dt 变化的初期), 当 U1 完全开通后, di/dt 仅由回路的寄生电感 L1 决定。

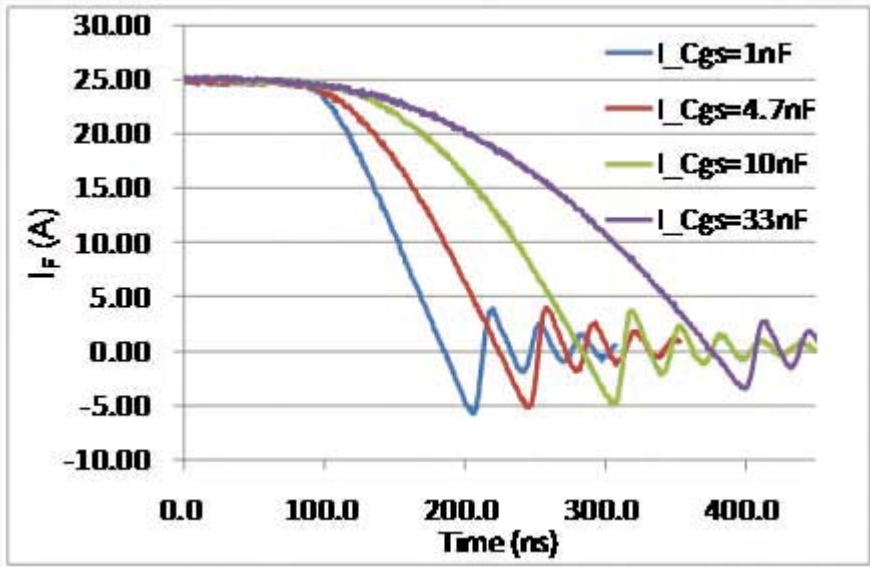


图 5 不同 Cgs 下的反向恢复测试结果（非仿真）

试验 3: 改变正向电流 IF

通过改变 U1 的 PWM 脉冲的占空比来改变电感中的电流 IP，也即二极管的正向导通电流 IF。由图 6 可以看出，当 IF 大于 18A 时，其 di/dt 基本不变，反向恢复峰值电流 IRR 也基本保持不变，这是因为 $\frac{di}{dt} = \frac{V_{DC} - V_{DS}(U1)}{L1}$ ，在 TU1(ON)时刻后，U1 已完全导通，VDS(U1)不再变化，所以 di/dt 不变。但当电流小于 12A 时，会发现其 di/dt 变小，反向恢复峰值电流 IRR 也明显变小，这是因为在 TU1(ON)时刻前，U1 尚未完全导通，VDS(U1)仍然较高，所以 di/dt 较小。

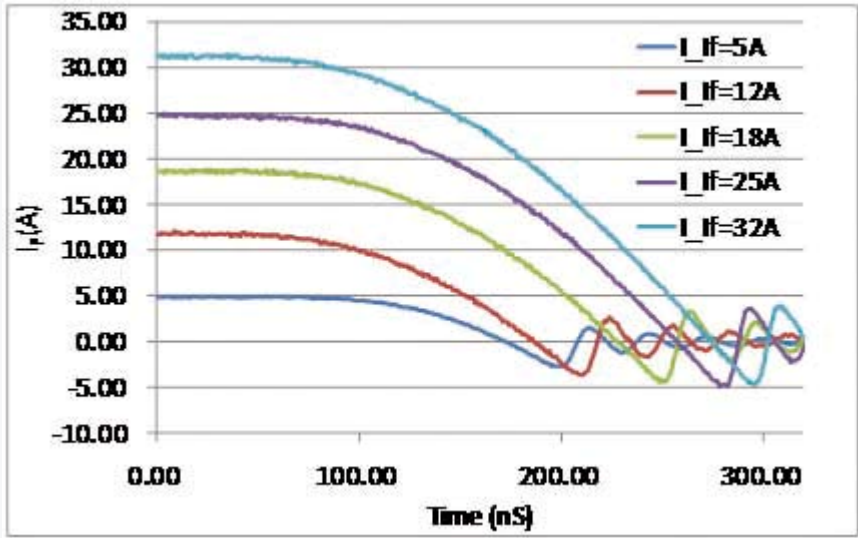


图 6 不同 IF 下的反向恢复实际测试结果（非仿真）

2 T3 时刻之后的 di/dt 分析

与 T2 时刻之前 di/dt 不同的是，T3 之后的恢复电流 di/dt 的大小不是由外围电路的参数来决定的，而是取决于体二极管本身的特性。在 T3 时刻后，二极管上的反向偏置已达到 VDC，其反向恢复电流主要由扩散电流来维持，其 di/dt 反映了少子因复合而消失的时间的长短。通常用二极管的软度系数来衡量在此阶段的恢复特性，即 $S=(T4-T3)/(T3-T1)$ 。较硬的恢复特性会导致很高的 di/dt ，从而造成较高的过冲，同时产生振铃，严重影响了系统的可靠性，导致系统的 EMI 超标，效率下降等。反向恢复电流 IRR 越高，T3 时刻后的 di/dt 也越高，因此控制 IRR 的大小有助于控制 di/dt 的大小。

结语

在实际应用中，MOSFET 的体二极管给我们带来了很多的方便和好处，但我们不能忽视其反向恢复特性对系统的影响，从以上分析可以总结出关于 MOSFET 体二极管在实际应用中的应用要领：

- a. 通过较好的布线减小线路的寄生电感，从而减小在反向恢复过程中的振铃；
- b. 通过控制合适的开关速度来控制反向恢复时的 di/dt ，减小反向恢复电流的峰值 IRR，从而减小振铃；
- c. 如果经过优化仍不能解决系统的振铃问题，则应通过选择具有较软恢复系数的 MOSFET 来进行设计。