

AN-9067

LLC 谐振变换器中 MOSFET 失效模式的分析

摘要

提高功率密度已经成为电源变换器的发展趋势。为达到这个目标，需要提高开关频率，从而降低功率损耗、系统整体尺寸以及重量。对于当今的开关电源(SMPS)而言，具有高可靠性也是非常重要的。零电压开关(ZVS)或零电流开关(ZCS)拓扑允许采用高频开关技术，可以最大限度地降低开关损耗。ZVS拓扑允许工作在高频开关下，能够改善效率，能够降低应用的尺寸，还能够降低功率开关的应力，因此可以改善系统的可靠性。LLC谐振半桥变换器因其自身具有的多种优势逐渐成为一种主流拓扑。这种拓扑得到了广泛的应用，包括高端服务器、平板显示器电源的应用。但是，包含有LLC谐振半桥的ZVS桥式拓扑，需要一个带有反向快速恢复体二极管的MOSFET，才能获得更高的可靠性。本应用笔记讨论了LLC谐振变换器中潜在失效模式和机理，并为防止失效，提供一种简单、高性价比的解决方案。

引言

在功率变换市场中，尤其对于通信/服务器电源应用，不断提高功率密度和追求更高效率已经成为最具挑战性的议题。对于功率密度的提高，最普遍方法就是提高开关频率，以便降低无源器件的尺寸。零电压开关(ZVS)拓扑因具有极低的开关损耗、较低的器件应力而允许采用高开关频率以及较小的外形，从而越来越受到青睐^{[1][2]}。这些谐振变换器以正弦方式对能量进行处理，开关器件可实现软开闭，因此可以大大地降低开关损耗和噪声。在这些拓扑中，相移ZVS全桥拓扑在中、高功率应用中得到了广泛采用，因为借助功率MOSFET的等效输出电容和变压器的漏感可以使所有的开关工作在ZVS状态下，无需额外附加辅助开关。然而，ZVS范围非常窄，续流电流消耗很高的循环能量。近来，出现了关于相移全桥拓扑中功率MOSFET失效问题的讨论^[3]。这种失效的主要原因是：在低反向电压下，MOSFET体二极管的反向恢复较慢。另一失效原因是：空载或轻载情况下，出现Cdv/dt直通。在LLC谐振变换器中的一个潜在失效模式与由于体二极管反向恢复特性较差引起的直通电流相关^{[5][6]}。即使功率MOSFET的电压和电流处于安全工作区域，反向恢复dv/dt和击穿dv/dt也会在如启动、过载和输出短路的情况下发生。

LLC谐振半桥变换器

LLC谐振变换器与传统谐振变换器相比有如下优势^[7]：

- 宽输出调节范围，窄开关频率范围
- 即使空载情况下，可以保证ZVS
- 利用所有的寄生元件，来获得ZVS。

LLC谐振变换器可以突破传统谐振变换器的局限。正是由于这些原因，LLC谐振变换器被广泛应用在电源供电市场。LLC谐振半桥变换器拓扑如图1所示，其典型波形如图2所示。图1中，谐振电路包括电容 C_r 和两个与之串联的电感 L_r 和 L_m 。作为电感之一，电感 L_m 表示变压器的励磁电感，并且与谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 共同形成一个谐振点。重载情况下， L_m 会在反射负载 R_{LOAD} 的作用下视为完全短路，轻载情况下依然保持与谐振电感 L_r 串联。因此，谐振频率由负载情况决定。 L_r 和 C_r 决定谐振频率 f_{r1} ， C_r 和两个电感 L_r 、 L_m 决定第二谐振频率 f_{r2} ，随着负载的增加，谐振频率随之增加。谐振频率在由变压器和谐振电容 C_r 决定的最大值和最小值之间变动，如公式1、2所示。

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (2)$$

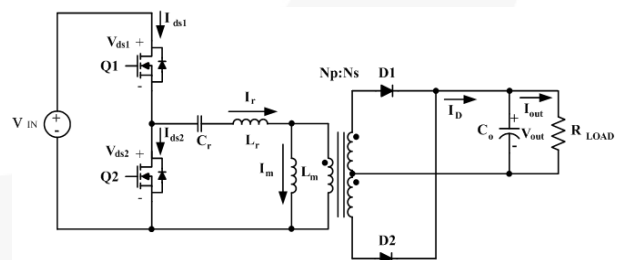


图 1. LLC谐振变换器

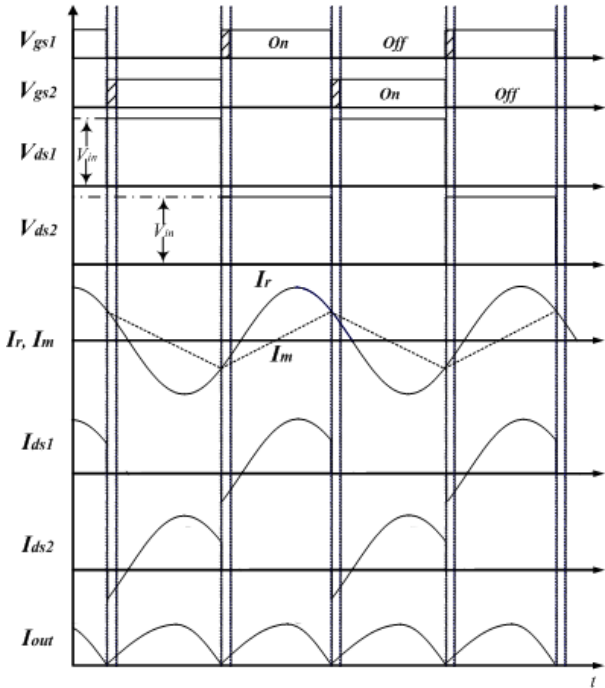


图 2. LLC谐振变换器的典型波形

LLC谐振变换器的失效模式

启动失效模式

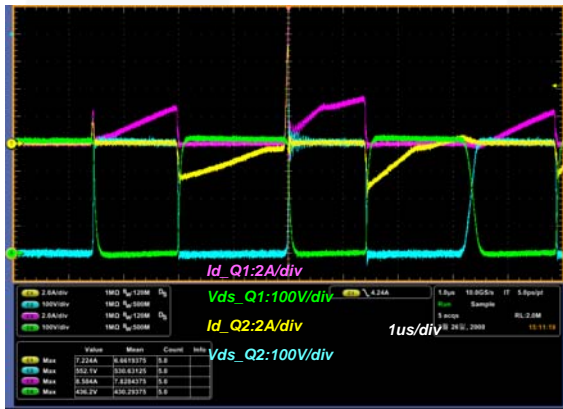


图 3. 启动时功率MOSFET的测得波形

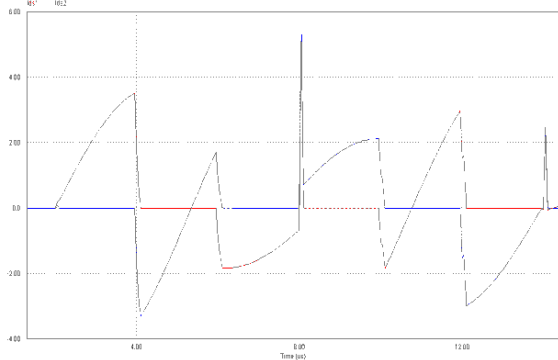


图 4. 启动时功率MOSFET的仿真波形

图3和图4给出了启动时功率MOSFET前五个开关波形。在变换器启动开始前，谐振电容和输出电容刚好完全放电。与正常工作状况相比，在启动过程中，这些空电容会使低端开关Q2的体二极管深度导通。因此流经开关Q2体二极管的反向恢复电流非常高，致使当高端开关Q1导通时足够引起直通问题。启动状态下，在体二极管反向恢复时，非常可能发生功率MOSFET的潜在失效。图5给出了LLC谐振半桥变换器启动时的简化波形。

图6给出了可能出现潜在器件失效的工作模式。在 $t_0 \sim t_1$ 时段，谐振电感电流 I_r 变为正。由于MOSFET Q1处于导通状态，谐振电感电流流过MOSFET Q1沟道。当 I_r 开始上升时，次级二极管D1导通。因此，式3给出了谐振电感电流 I_r 的上升斜率。因为启动时 $v_c(t)$ 和 $v_o(t)$ 为零，所有的输入电压都施加到谐振电感 L_r 的两端。这使得谐振电流剧增。

$$di_r = \frac{V_{in} - v_L(t) - v_o(t) \cdot \frac{N_p}{N_s}}{L_r} dt \quad (3)$$

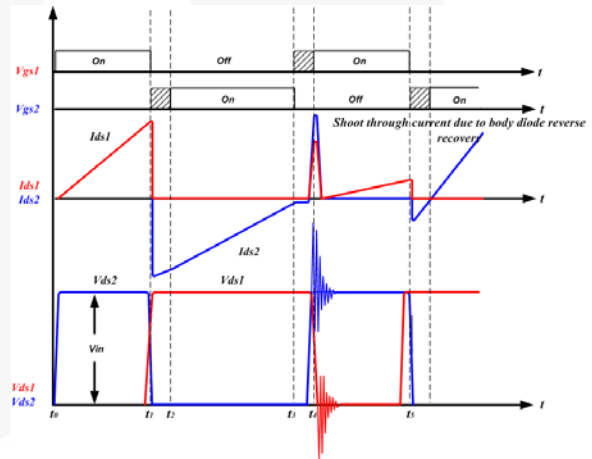


图 5. 启动状态下潜在失效模式的简化波形

在 $t_1 \sim t_2$ 时段，MOSFET Q1门极驱动信号关断，谐振电感电流开始流经MOSFET Q2的体二极管，为MOSFET Q2产生ZVS条件。这种模式下应该给MOSFET Q2施门极信号。由于谐振电流的剧增，MOSFET Q2体二极管中的电流比正常工作状况下大很多。导致了MOSFET Q2的P-N结上存储更多电荷。

在 $t_2 \sim t_3$ 时段，MOSFET Q2施加门极信号，在 $t_0 \sim t_1$ 时段剧增的谐振电流流经MOSFET Q2沟道。由于二极管D1依然导通，该时段内谐振电感的电压为：

$$v_L(t) + v_o(t) \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

。该电压使得谐振电流 $i_r(t)$ 下降。然

而， $v_L(t) + v_o(t) \cdot \frac{N_p}{N_s}$ 很小，并不足以在这个时间段

内使电流反向。在 t_3 时刻，MOSFET Q2电流依然从源极流向漏极。另外，MOSFET Q2的体二极管不会恢

复，因为漏源极之间没有反向电压。下式给出了谐振电感电流 i_r 的上升斜率：

$$di_r = \frac{v_L(t) + v_o(t) \cdot \frac{N_p}{N_s}}{L_r} dt \quad (4)$$

在 $t_3 \sim t_4$ 时段，谐振电感电流经MOSFET Q2体二极管续流。尽管电流不大，但依然给MOSFET Q2的P-N结增加储存电荷。

在 $t_4 \sim t_5$ 时段，MOSFET Q1通道导通，流过非常大的直通电流，该电流由MOSFET Q2体二极管的反向恢复电流引起。这不是偶然的直通，因为高、低端MOSFET正常施加了门极信号；如同直通电流一样，它会影响该开关电源。这会产生很大的反向恢复 dv/dt ，有时会击穿MOSFET Q2。这样就会导致MOSFET失效，并且当采用的MOSFET体二极管的反向恢复特性较差时，这种失效机理将会更加严重。

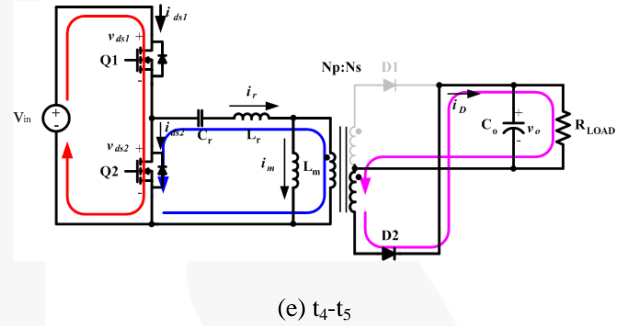
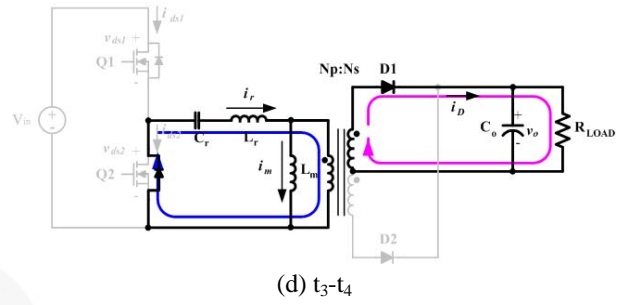
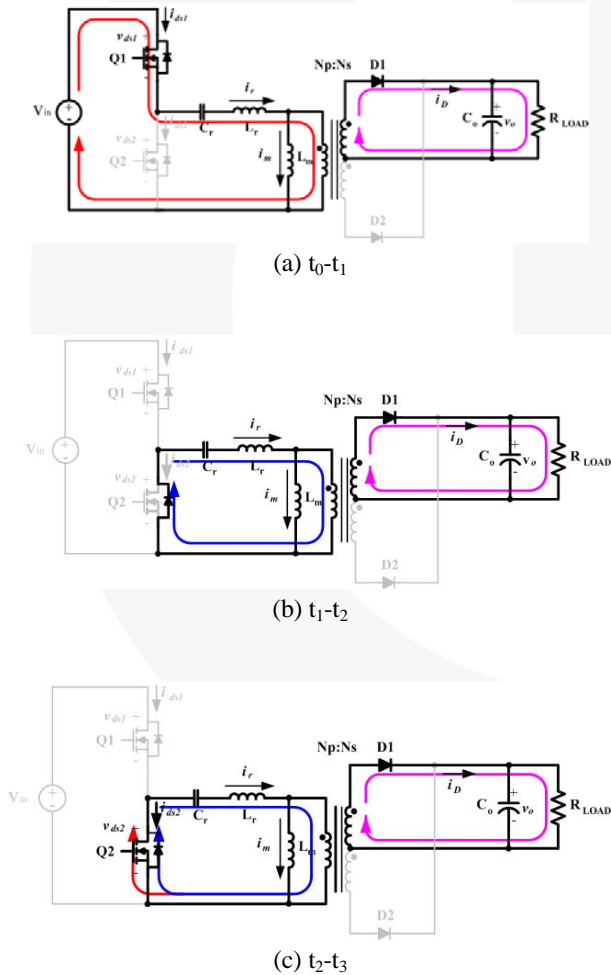


图 6. LLC谐振半桥变换器的潜在失效工作模式



过载失效模式

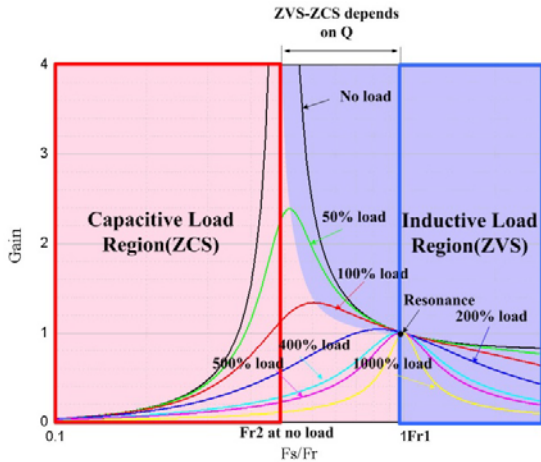


图 7. LLC谐振变换器的直流增益

图7给出了不同负载下LLC谐振变换器的直流增益特性曲线。根据不同的工作频率和负载可以分为三个区域。谐振频率 f_{r1} 的右侧（蓝框）表示ZVS区域，空载时最小第二谐振频率 f_{r2} 的左侧（红框）表示ZCS区域， f_{r1} 和 f_{r2} 之间的可能是ZVS或者ZCS，由负载状况决定。所以紫色的区域表示感性负载，粉色的区域表示容性负载。图8给出了感性和容性负载下简化波形。当开关频率 $f_s < f_{r2}$ ，谐振电路的输入阻抗为容性。因此，谐振电路电流超前于MOSFET两端电压的基波分量；MOSFET电流在其开通后为正，在其关断前为负。

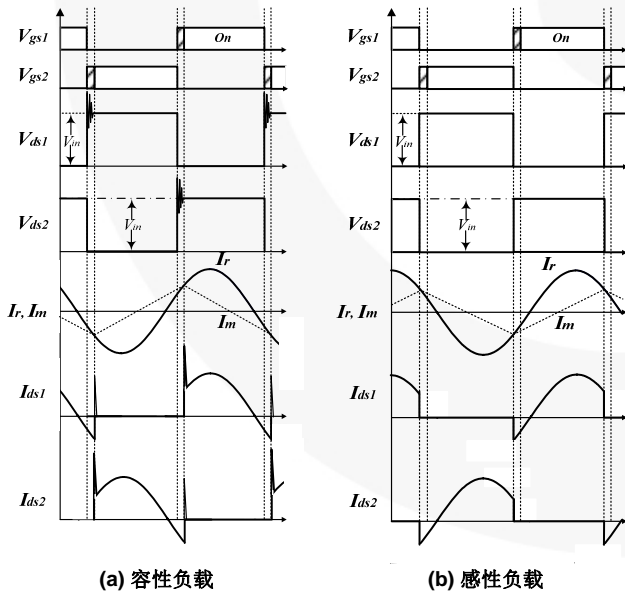


图 8. 容性负载 (a) 和感性负载 (b) 时的简化波形

MOSFET在零电流处关断。在MOSFET开通前，电流流过另一个MOSFET的体二极管。当MOSFET开关开通，另一个MOSFET体二极管的反向恢复应力很大。由于大反向恢复电流尖峰不能够流过谐振电路，它将流过另一

个MOSFET。这就会产生很大的开关损耗，并且电流和电压尖峰能够造成器件失效。因此，变换器需要避免工作在这个区域。

对于开关频率 $f_s > f_{r1}$ ，谐振电路的输入阻抗为感性。MOSFET电流在开通后为负，关断前为正。MOSFET开关在零电压处开通。因此，不会出现米勒效应从而使开通损耗最小化。MOSFET的输入电容不会因米勒效应而增加。而且体二极管的反向恢复电流是正弦波形的一部分，并且当开关电流为正时，会成为开关电流的一部分。因此，通常ZVS优于ZCS，因为它可以消除由反向恢复电流、结电容放电引起的主要的开关损耗和应力。

图9给出了过载情况下工作点移动轨迹。变换器正常工作在ZVS区域，但过载时，工作点移动到ZCS区域，并且串联谐振变换器特性成为主导。过载情况下，开关电流增加，ZVS消失， L_m 被反射负载 R_{LOAD} 完全短路。这种情况通常会导致变换器工作在ZCS区域。ZCS（谐振点以下）最严重的缺点是：开通时为硬开关，从而导致二极管反向恢复应力。此外，还会增加开通损耗，产生噪声或EMI。

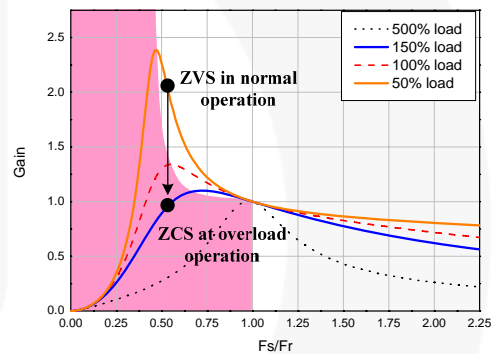


图 9. 依赖负载条件LLC谐振变换器的工作点

二极管关断伴随非常大的dv/dt，因此在很大的di/dt条件下，会产生很高的反向恢复电流尖峰。这些尖峰会比稳态开关电流幅值大十倍以上。该大电流会使MOSFET损耗大大增加、发热严重。MOSFET结温的升高会降低其dv/dt的能力。在极端情况下，损坏MOSFET，使整个系统失效。在特殊应用中，负载会从空载突变到过载，为了能够保持系统可靠性，系统应该能够在更恶劣的工作环境中运行。

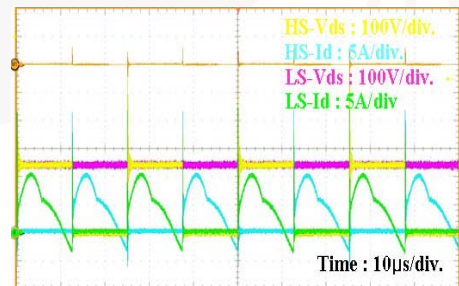


图 10. 过载时功率MOSFET的测量波形

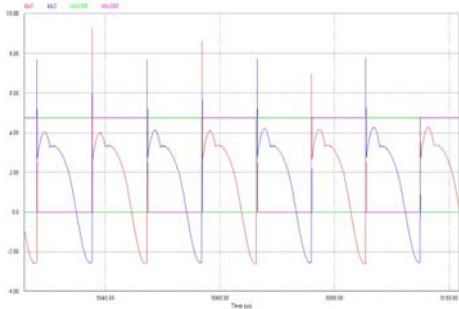


图 11. 过载时功率MOSFET的仿真波形

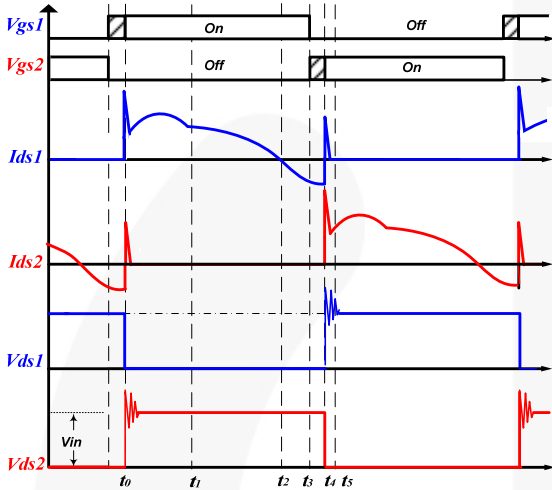


图 12. 过载时潜在失效模式的简化波形

图10和图11给出了过载时功率MOSFET开关波形。电流尖峰发生在开通和关断的瞬间。可以被认作是一种“暂时直通”。图12给出了过载时LLC谐振变换器的简化波形，图13给出了可能导致器件潜在失效问题的工作模式。

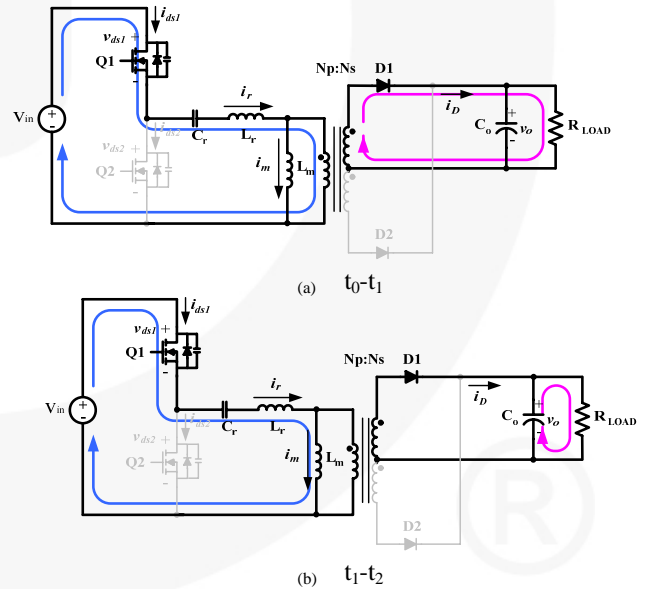
在 $t_0 \sim t_1$ 时段，Q1 导通，谐振电感电流 I_r 为正。由于 MOSFET Q1 处于导通状态，谐振电流流过 MOSFET Q1 沟道，次级二极管 D1 导通。 L_m 不参与谐振， C_r 与 L_r 谐振。能量由输入端传送到输出端。

在 $t_1 \sim t_2$ 时段，Q1 门极驱动信号开通，Q2 关断，输出电流在 t_1 时刻为零。两个电感电流 I_r 和 I_m 相等。次级二极管都不导通，两个输出二极管反向偏置。能量从输出电容而不是输入端往外传输。因为输出端与变压器隔离， L_m 与 L_r 串联参与谐振。

在 $t_2 \sim t_3$ 时段，MOSFET Q1 依然施加门极信号，Q2 关断。在这个时段内，谐振电感电流方向改变。电流从 MOSFET Q2 的源极流向漏极。D2 开始导通，D1 反向偏置，输出电流开始增加。能量回流到输入端。

在 $t_3 \sim t_4$ 时段，关断 MOSFET Q1 和 Q2 的门极信号，谐振电感电流开始流过 MOSFET Q2 的体二极管，这就为 MOSFET Q1 创造了 ZCS 条件。

在 $t_4 \sim t_5$ 时段，MOSFET Q2 开通，流过一个很大的直通电流，该电流由 MOSFET Q1 体二极管的反向恢复电流产生。这不是偶然的直通，因为高、低端 MOSFET 正常施加了门极信号；有如直通电流一样，它会影响到该开关电源。这会形成很高的反向恢复 dv/dt ，时常会击穿 MOSFET Q2。这样就会导致 MOSFET 失效，当使用的 MOSFET 体二极管的反向恢复特性较差时，这种失效机理会更加严重。



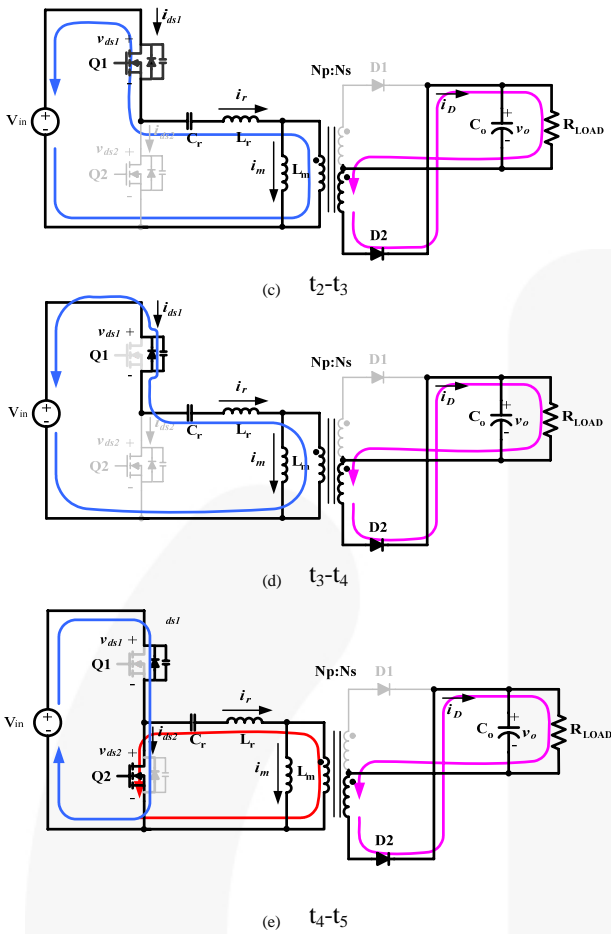


图 13. 过载时LLC谐振半桥变换器的潜在失效工作模式

短路失效模式

最坏情况为短路。短路时，MOSFET导通电流非常高（理论上无限高），频率也会降低。当发生短路时，谐振回路中 L_m 被旁路。LLC谐振变换器可以简化为由 C_r 和 L_r 组成的谐振电路，因为 C_r 只与 L_r 发生谐振。因此图12省略了 $t_1 \sim t_2$ 时段，短路时次级二极管在CCM模式下连续导通。短路状态下工作模式几乎与过载状态下一样，但是短路状态更糟糕，因为流经开关体二极管的反向恢复电流更大。

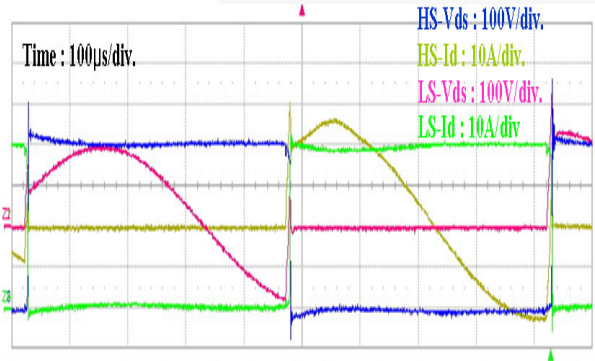


图 14. 短路时功率MOSFET的测量波形

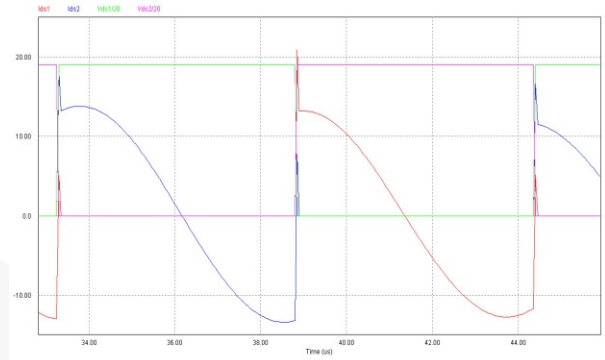


图 15. 短路时功率MOSFET的仿真波形

图14和图15给出了短路时功率MOSFET的开关波形。短路的波形与过载下的波形类似，但是其电流的等级更高，MOSFET结温度更高，更容易失效。

功率MOSFET失效机理

体二极管反向恢复dv/dt

二极管由通态到反向阻断状态的开关过程称为反向恢复。图16给出了MOSFET体二极管反向恢复的波形。首先体二极管正向导通，持续一段时间。这个时段中，二极管P-N结积累电荷。当反向电压加到二极管两端时，释放储存的电荷，回到阻断状态。释放储存电荷时会出现以下两种现象：流过一个大的反向电流和重构。在该过程中，大的反向恢复电流流过MOSFET的体二极管，是因为MOSFET的导通沟道已经切断。一些反向恢复电流从N+源下流过。

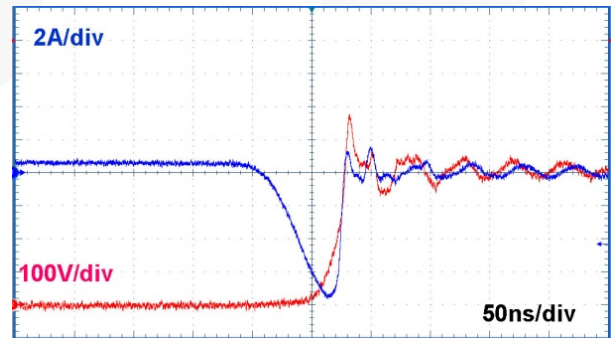


图 16. 体二极管反向恢复时电压与电流波形

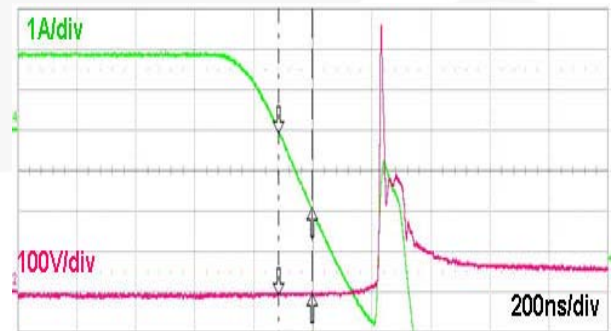


图 17. 体二极管反向恢复失败时电压与电流波形

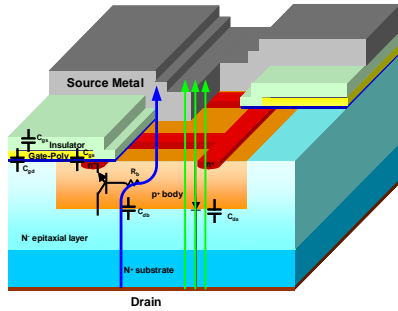


图 18. MOSFET垂直结构和寄生元件

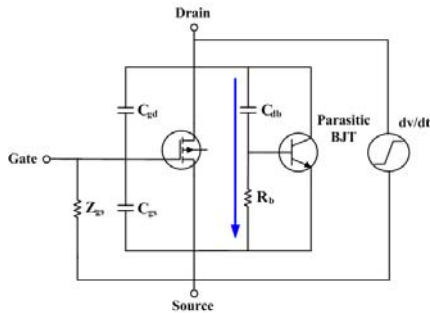


图 19. MOSFET 等效电路

如图18和图19所示， R_b 表示一个小电阻。基本上，寄生BJT的基极和发射极被源极金属短路。因此，寄生BJT不能被激活。然而实际中，这个小电阻作为基极电阻，当大电流流过 R_b 时， R_b 产生足够的压降使寄生BJT基极-发射极正向偏置，触发寄生BJT。一旦寄生BJT开通，会产生一个热点，更多的电流将涌入该点。负温度系数的BJT会使流过的电流越来越高。最终导致器件失效。图17给出了体二极管反向恢复时MOSFET失效波形。电流等级超过反向恢复电流峰值 I_{rrm} 时正好使器件失效。这意味着峰值电流触发了寄生BJT。图20和图21给出了由体二极管反向恢复引起芯片失效的烧毁标记。烧毁点是芯片最脆弱的点，很容易就会形成热点，或者需要恢复过多储存电荷。这取决于芯片设计，不同设计技术会有所变化。

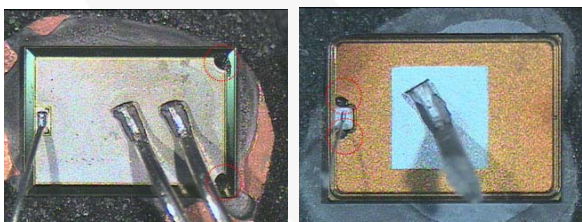


图 20. 采用不同技术时相同 $R_{DS(ON)}$ 烧毁位置不同。左图烧毁标记与位于转角，右图烧毁标记位于门极焊盘处。

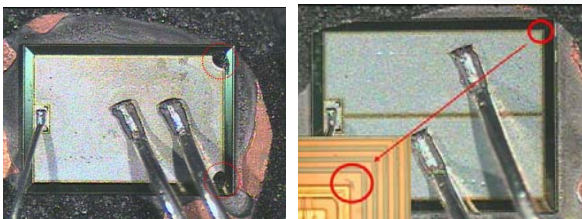


图 21. 相同技术、不同 $R_{DS(ON)}$ 时两个位于转角的烧毁标记

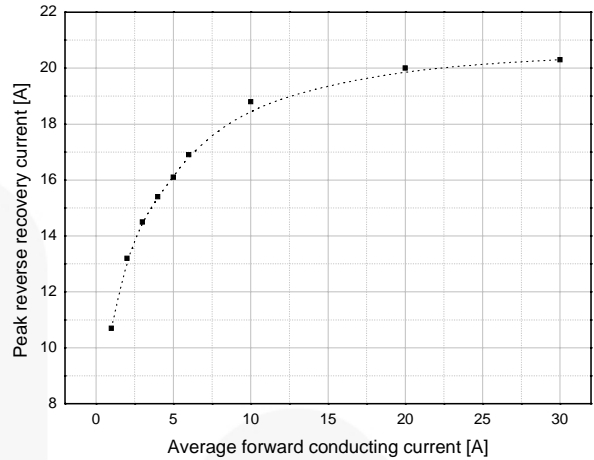


图 22. 反向恢复电流峰值与正向电流对应曲线 (400A/μs)

如果反向恢复过程开始前P-N结温度高于室温，则更容易形成热点。所以电流等级和初始结温度是器件失效的两个最重要的因素。影响反向恢复电流峰值的主要因素有温度、正向电流和 di/dt 。图22给出了反向恢复电流峰值与正向电流等级的对应曲线。如图22所示，最大限度抑制体二极管导通，可以降低反向恢复电流峰值。如果 di/dt 增大，反向恢复电流峰值也增大。在LLC谐振变换器中，功率MOSFET体二极管的 di/dt 与另一互补功率开关的开通速度有关。所以降低其开通速度也可以减小 di/dt 。

击穿dv/dt

另一种失效模式是击穿 dv/dt 。它是击穿和静态 dv/dt 的组合。功率器件同时承受雪崩电流和位移电流。如果开关过程非常快，在体二极管反向恢复过程中，漏源极电压可能超过最大额定值。例如，在图16中，漏源极电压最大值超过了570V，但器件为500V额定电压的MOSFET。过高的电压峰值使MOSFET进入击穿模式，位移电流通过P-N结。这就是雪崩击穿的机理。另外，过高的 dv/dt 会影响器件的失效点。 dv/dt 越大，建立起的位移电流就越大。位移电流叠加到雪崩电流后，器件受到伤害，导致失效。基本上，导致失效的根本原因是大电流、高温引起的寄生BJT导通，但主要原因是体二极管反向恢复或击穿。实践中，这两种失效模式随机发生，有时同时发生。

解决方案

在启动、过载或短路状况下，过流保护方法有多种^[8]：

- 增加开关频率
- 变频控制以及PWM控制
- 采用分裂电容和钳位二极管

为了实现这些方法，LLC谐振变换器需要增加额外的器件、改进控制电路或者重新进行散热设计，这都增加了系统的成本。有一种更为简单和高性价比的方法。由于体二极管在LLC谐振变换器中扮演了很重要的角色，它对失效机理至关重要，所以集中研究器件的体二极管特性是解决这个问题的好方法。越来越多的应用使用内嵌二极管作为关键的系统元件，因此体二极管的许多优势得以实现。其中，金或铂扩散和电子辐射是非常有效的解决方法。这种方法可以控制载流子寿命，从而减少反向恢复充电和反向恢复时间。随着反向恢复充电的减少，反向恢复电流峰值和触发寄生BJT的可能性也随之降低。因此，在过流情况下，如过载或短路，这种带有改进的体二极管的新功率MOSFET可以提供更耐久、更好的保护。



图 23. FRFET®与传统MOSFET 的反向恢复特性比较

采用FRFET®代替传统的功率MOSFET不失为一种简单的实现方法，没有必要增加额外电路或器件。但是这种方法也有一些不足。更长的寿命控制导致了MOSFET导通电阻的进一步增加。这样增加了功率损耗，对总系统效率而言也是非常关键的。另一个负面影响是：增加了漏源极漏电流。为了避免这些问题，寻找一个最优点就显得非常重要。如图23所示，与传统MOSFET相比，FRFET®具有更好的反向恢复特性。在图23中，该器件工艺参数的确定需要考虑最小化负面影响和满足应用要求。这种带有快速反向恢复体二极管的新型功率MOSFET，即FRFET®，完全适用于LLC谐振变换器。它的反向恢复电流峰值可以减小到不会引起器件失效，并且最大导通电阻只有微小的改变。在击穿dv/dt模式中，它可以承受两倍以上的电流应力。正是依赖这些改进的特性，FRFET®可以为LLC谐振半桥变换器提供更强的可靠性。

启动状态下实验结果

为了验证启动状态下 FRFET®的优势，设计了一个240W LLC 谐振半桥变换器。输入电压为 110-220V_{AC}，输出电压和电流分别为 12V 和 20A。表 1 给出了 DUTs 关键参数的对比。

表 1. DUT对比与关键指标对比

器件	R _{DS(on)} Max. [Ω]	t _{rr} [ns]	I _{rr} [A]	Q _{rr} [μC]
FQPF13N50C	0.48	390.9	21.7	4.241
FQPF13N50CF	0.54	99.9	5.91	0.295

说明：

1. 测试条件：V_{GS}=0V, I_S=13A, di/dt=100A/μs, T_C=25°C。

表1列出了R_{DS(on)}、反向恢复时间 (t_{rr})、反向恢复电流 (I_{rr}) 和反向恢复充电 (Q_{rr}) 的参数对比。快速恢复体二极管MOSFET (FRFET) 的反向恢复充电电荷是传统MOSFET的十四分之一。在启动状态下，对LLC谐振半桥变换器FRFET (FQPF13N50CF) 与传统MOSFET (FQPF13N50C) 波形进行对比。图20给出了启动状态下，传统MOSFET与FRFET®关键波形的对比。传统MOSFET漏源极峰值电压超过额定电压 (500V)，并产生很大的直通电流。相反地，对于FRFET®，没有电压尖峰出现。

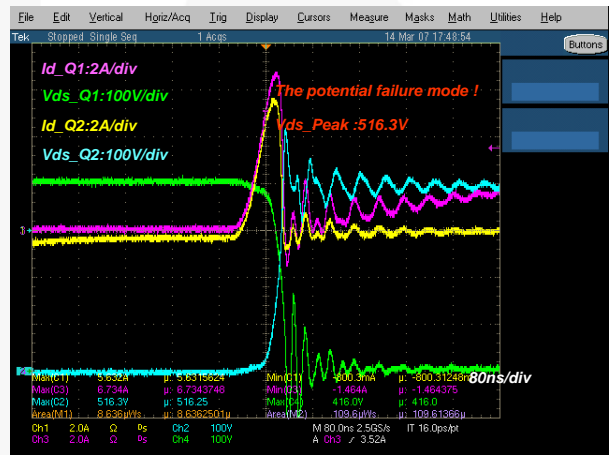


图 24. 采用传统MOSFET技术的直通电流

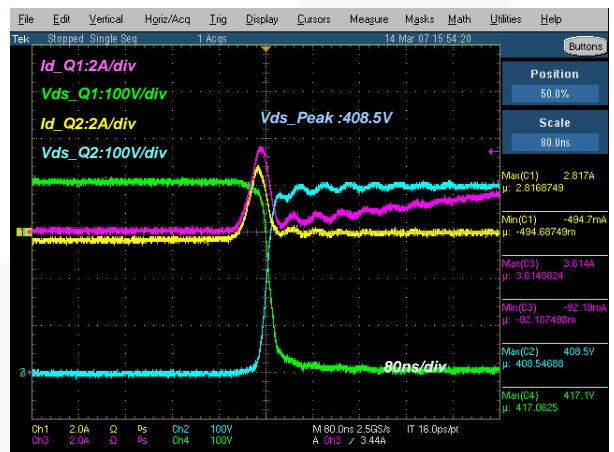


图 25. 采用FRFET®技术的直通电流改善

另外，传统MOSFET的电流峰值等级几乎为FRFET®的两倍。传统MOSFET的这些负面特性，包括反向恢复dv/dt、击穿dv/dt，能够导致器件失效。最终，可显著降低直通电流，峰值漏源电压以及可能在启动状态下造成失效的反向恢复dv/dt。

短路状态下实验结果

利用520W的LLC谐振半桥变换器，设置短路输出状态，针对快速恢复体二极管MOSFET与传统MOSFET波形进行了对比。

表 2. DUT对比与关键指标对比

器件	$R_{DS(ON)}$ Max. [Ω]	t_{rr} [ns]	I_{rr} [A]	Q_{rr} [μ C]
FDP20N50	0.23	507	28.40	7.2
FDP20N50F	0.26	154	6.49	0.5

说明:

2. 测试条件: $V_{GS}=0V$, $I_S=13A$, $di/dt=100A/\mu s$, $T_C=25^\circ C$ 。

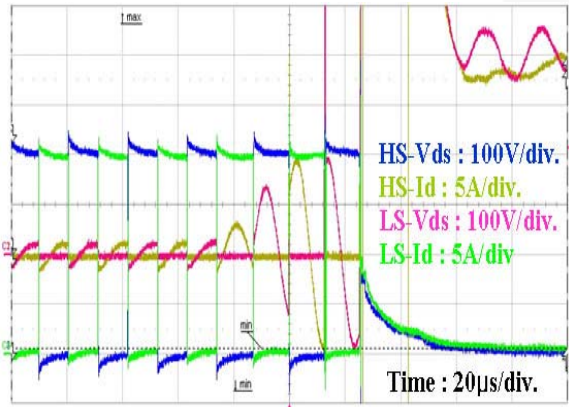


图 26. 短路状态下传统功率MOSFET的波形

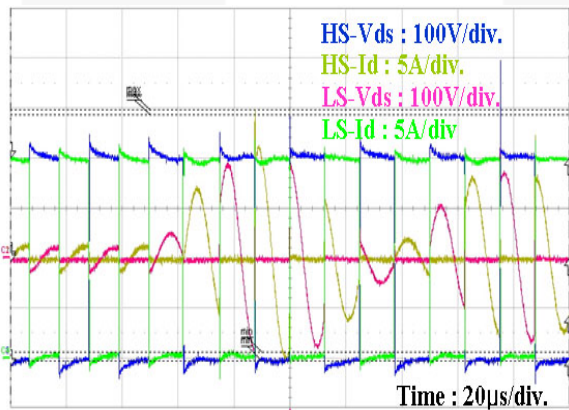


图 27. 短路状态下，FRFET[®]功率MOSFET波形

表2列出了 $R_{DS(on)}$ 、反向恢复时间(t_{rr})、反向恢复电流(I_{rr})和反向恢复充电(Q_{rr})的参数对比。快速恢复型

MOSFET的反向充电电荷明显更小。图26和图27给出了输出短路情况下，传统MOSFET与FRFET的漏源极电压与漏极电流波形。在输出短路之后，工作模式由ZVS变为ZCS。短路时开关频率降低，MOSFET流过很大电流。在短路过程中，传统MOSFET电流峰值可达几十安培。即将开通的MOSFET需要承受另一个MOSFET反向恢复电流。最终，由于反向恢复 dv/dt 和击穿 dv/dt ，传统MOSFET会失效。FRFET[®]由于其较高强度的反向恢复 dv/dt 会免于失效。如表2所示，FRFET[®]的 $R_{DS(ON)}$ 稍高于传统MOSFET。在520W LLC谐振变换器中，计算效率有所下降仅为0.024%，效率下降源于快速恢复体二极管MOSFET与传统MOSFET之间存在 $R_{DS(ON)}$ 差距。

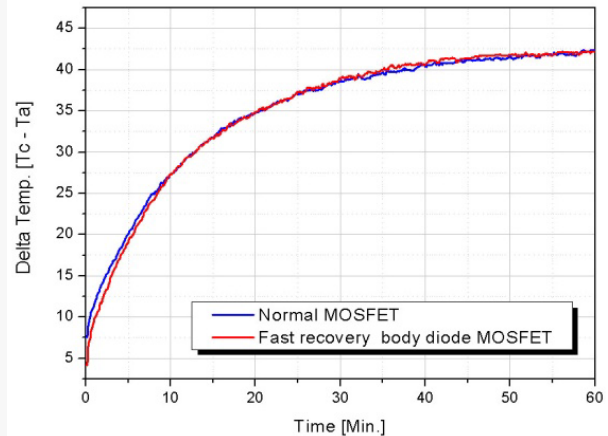


图 28. 温度比较

如图28所示，两种器件的温度几乎一样。FRFET可以有效减小直通电流、漏源极峰值电压和反向恢复 dv/dt ，而不会降低系统效率。这些都是过载或输出短路情况下，器件失效的潜在诱因。

总结

本篇应用说明书分析了LLC谐振变换器的失效模式与机理。一种新型的带有改进反向恢复二极管和较高强度的MOSFET，即FRFET[®]，可以最优化应对LLC谐振半桥变换器的设计挑战。在目标应用中分析了FRFET的电气特性。实验结果表明，它可以非常有效地解决系统中潜在的可靠性问题，而不会影响到整体效率和其他系统运行。FRFET为LLC谐振半桥变换器提供了增强的系统可靠性。

表 3. 500V, 600V FRFET® 系列

器件编号	BV _{DSS}	R _{DS(ON),max} [Ω] @ V _{GS} = 10V	Q _{g,typ} [nC] @ V _{GS} = 10V	I _D [A]	Q _{RR,typ} [nC] @ di _F /dt=100A/μs	封装
FQPF5N50CF	500	1.550	18	5.00	110	TO-220F
FQPF9N50CF	500	0.850	28	9.00	300	TO-220F
FQPF10N50CF	500	0.610	43	10.00	100	TO-220F
FQPF11N50CF	500	0.550	43	11.00	150	TO-220F
FQPF13N50CF	500	0.540	43	13.00	350	TO-220F
FQA13N50CF	500	0.480	43	15.00	400	TO-3PN
FQA24N50F	500	0.200	90	24.00	1100	TO-3PN
FQA28N50F	500	0.160	110	28.40	1200	TO-3PN
FQL40N50F	500	0.110	155	40.00	1300	TO-264
FDD5N50F	500	1.550	11	3.50	120	TO-252(DPAK)
FDPF5N50FT	500	1.550	8	4.50	120	TO-220F
FDD6N50F	500	1.150	15	5.50	150	TO-252(DPAK)
FDPF7N50FT	500	1.150	15	6.00	150	TO-220F
FDPF10N50FT	500	0.850	18	9.00	200	TO-220F
FDPF12N50FT	500	0.700	21	11.50	370	TO-220F
FDB12N50F	500	0.700	21	11.50	370	TO-263(D2PAK)
FDPF13N50FT	500	0.540	30	12.00	450	TO-220F
FDP20N50F	500	0.260	50	20.00	500	TO-220
FDPF20N50FT	500	0.260	50	20.00	500	TO-220F
FDA20N50F	500	0.260	50	22.00	500	TO-3PN
FDH45N50F	500	0.120	105	45.00	640	TO-247
FQPF8N60CF	600	1.500	28	6.26	242	TO-220F
FQP10N60CF	600	0.800	44	9.00	300	TO-220
FQPF10N60CF	600	0.800	44	9.00	300	TO-220F
FCP11N60F	600	0.380	40	11.00	800	TO-220
FCA20N60F	600	0.190	75	20.00	1100	TO-3PN
FCB20N60F	600	0.190	75	20.00	1100	TO-263(D2PAK)
FCA47N60F	600	0.073	210	47.00	2040	TO-3PN
FCH47N60F	600	0.073	210	47.00	2040	TO-247

参考文件

- [1] *N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, "Power Electronics, Converters, Applications, and Design," John Wiley & Son, Inc., New York 1995, 2nd Edition.*
- [2] *R. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Analysis of Reactive Power in Resonant Converters," Proc. IEEE PESC '92, 1992.*
- [3] *Hubert Aigner. Et al., "Improving the Full-Bridge Phase-shift ZVT Converter for Failure-Free Operation Under Extream Conditions in Welding and Similar Applications," IEEE Proceedings of Industrial Application Society Annual Meeting. St. Luis, 1998.*
- [4] *Sampat Shekhawat, Mark Rinehimer, Bob Brokway, "FCS Fast Body Diode MOSFET for Phase-Shifted ZVS Full Bridge DC/DC Converter," Fairchild Application Note AN-7536.*
- [5] *Wonsuk Choi and Sungmo Young, "Improving System Reliability Using FRFET® in LLC Resonant Converters," PESC 2008, June 2008.*
- [6] *Wonsuk Choi, Sungmo Young, Dongwook Kim, "Analysis of MOSFET Failure Modes in LLC Resonant Converter," INTELEC 2009, October 2009.*
- [7] *Hangseok Choi, "Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer," APEC 2007, Feb. 2007.*
- [8] *Bo Yang, F. C. Lee, and Concannon, "Over-Current Protection Methods for LLC Resonant Converter," APEC 2003, Feb. 2003.*

作者

Won-suk Choi 与 Sungmo Young, 应用工程师

HV PCIA PSS Team / Fairchild Semiconductor

Phone +82-32-680-1839

Fax +82-32-680-1823

Email wonsuk.choi@fairchildsemi.com

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.