



Is Now Part of



ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at

www.onsemi.com

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

AN-6099

采用屏蔽式栅极技术的新型 PowerTrench® MOSFET 提高同步整流应用的系统效率和功率密度

摘要

高性能转换器设计中的同步整流对于低电压、高电流应用至关重要，这是因为通过将肖特基整流替换为同步整流 MOSFET 能够显著提高效率和功率密度。同步整流 MOSFET 的很多关键参数甚至器件和印制电路板的寄生元件都会直接影响同步整流的系统效率。优化 MOSFET 对于提高效率非常重要。采用屏蔽式栅极技术的 PowerTrench® MOSFET 能够同时显著降低导通电阻和栅极电荷（这通常是互相矛盾的）。通过软开关二极管特性，新型功率 MOSFET 能够减少在缓冲器电路中产生额外损耗的电压尖峰。为了提高系统效率和功率密度，本文对新型 PowerTrench® MOSFET 的特性进行了介绍，并与市场上的其他功率 MOSFET 进行了比较。这些 MOSFET 的优势体现在目前同步整流器中的目标应用领域。

简介

随着我们的经济从文件式管理方式转变为数字信息管理方式，进行数据处理、存储和联网的数据中心在很多行业起着非常重要的作用。然而，为数据中心供电和制冷却变得越来越昂贵。在现代数据与通信电源系统中，更高的系统效率和功率密度已成为核心焦点，因为制作小型高效电源系统意味着节省空间和能源费用。从拓扑角度来讲，将来自变压器的交流电压转换回直流电压的同步整流成为很多应用中开关电源次级侧的基本构建模块。本解决方案能够提高这些转换级的效率，同时能够减少传导损耗和开关损耗。^{[1]-[3]}因此，同步整流在低电压和高电流应用（比如服务器电源或通信整流器）中应用非常普遍。如图 1 所示，同步整流替代了肖特基整流器，支持更低的压降。从器件角度来讲，功率 MOSFET 晶体管在过去十年中发展迅猛，采用了很多新型拓扑并提高了电源功率密度。同步整流 MOSFET 的主要要求为：

- 低 R_{sp}
- 低动态寄生电容。由于同步整流电路通常以高频运行，低动态寄生电容还有助于减少栅极驱动功率。
- 低 Q_{RR} 和 C_{OSS} 有助于减少反向电流。

- 这在拓扑以高开关频率运行时成为一个问题。在高开关频率下，这将产生漏电流。
- 需要低 t_{rr} 、低 Q_{RR} 和软恢复的体二极管来避免瞬间击穿电压并减少损耗。硬恢复二极管需要在每个 MOSFET 中使用缓冲器。
- 低 Q_{gd}/Q_{gs} 比例有助于防止动态导通。

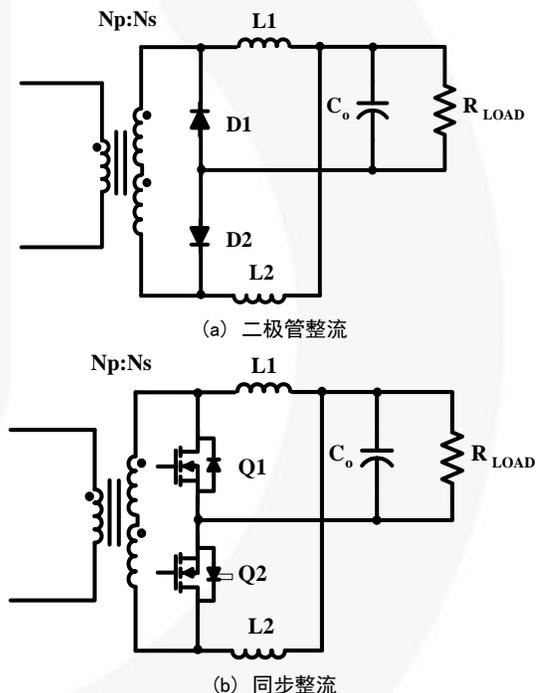


图 1. 二极管整流和同步整流

在二十世纪 70 年代早期引入平面技术后，低压和中压 MOSFET 发展迅速，采用沟道栅极技术显著提高了性能。现在，沟道栅极 MOSFET 是在中低压应用中最适合的功率器件。这些 MOSFET 实现了在沟道区域内嵌的栅极结构，可精细蚀刻器件结构。采用这种新技术能够提高通道密度并去除 JFET 电阻元件，因此特定导通电阻提高了约 30%。当 MOSFET 的导通电阻和漏极电流之乘积小于二极管正向压降时，可降低同步整流中的功率损耗。然而，低导通电阻不是同步整流电源开关的唯一要求。它们的栅极电荷也应该很小，才能降低驱动损耗。软

MOSFET 产品现在已开始进行优化，以改进二极管反向恢复特性以及输出电容。最新的 PowerTrench® MOSFET，FDP045N10A 采用具有电荷平衡功能的栅极屏蔽结构。通过采用该先进技术，品质因数 ($Q_g \times R_{DS(ON)}$ 图 5) 达到 66%，比前一代和竞争 MOSFET 低 38%，如所示。

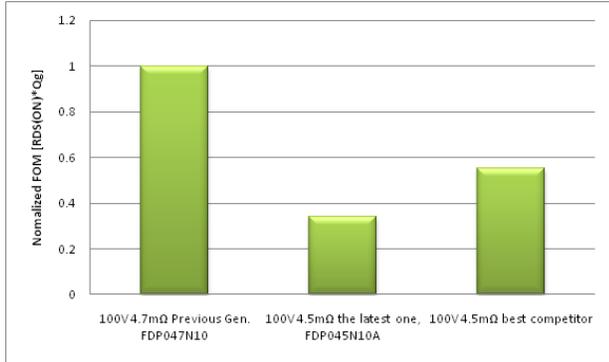


图 5. 规范化品质因数 (FOM) [$R_{DS(ON)} \cdot Q_g$]

同步整流中的功率损耗

导通损耗

次级整流中的功率损耗非常关键，尤其是在低电压、高电流应用中，如图 6 所示。因此，次级端同步整流是提高系统效率的卓越解决方案。如图 7 所示，二极管整流器的传导损耗占了电源总功率损耗的很大一部分。整流器传导损耗与其正向压降 V_f 和正向电流 I_f 乘积成正比。同步整流表示阻性 $V-I$ 特性。同步整流的正向压降可低于二极管整流器，因此，能够显著降低整流器传导损耗。传导损耗可通过下面的方程式获得：

$$P_{con} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (1)$$

对于高压 MOSFET，封装寄生电阻还不是问题。通过使用现代中压 MOSFET 技术，TO-220 标准封装中的 $R_{DS(ON)}$ 可以达到 1~2 mΩ，具体取决于额定电压。与高压 MOSFET 不同，封装本身的引线接合、引脚和源极金属就占了中压 MOSFET 总电阻的很大一部分。例如，在一个 75 V/2.3 MOSFET 中，大约 33% 的 $R_{DS(ON)}$ 为封装电阻，Ω 如图 8 所示。在电源封装 Power56 升级前，广泛使用 S0-8 封装。通过使用 SMD 封装

(例如 Power56)，可大幅减小中压 MOSFET 的总导通电阻。此外，它还可以减小由封装电感造成的不良电压尖峰。若替换为较低的额定电压 MOSFET，则允许使用较低的 $R_{DS(ON)}$ MOSFET。

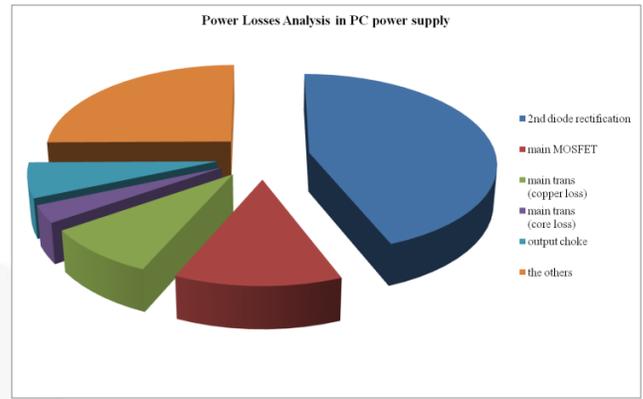


图 6. ATX 电源中的功率损耗分析

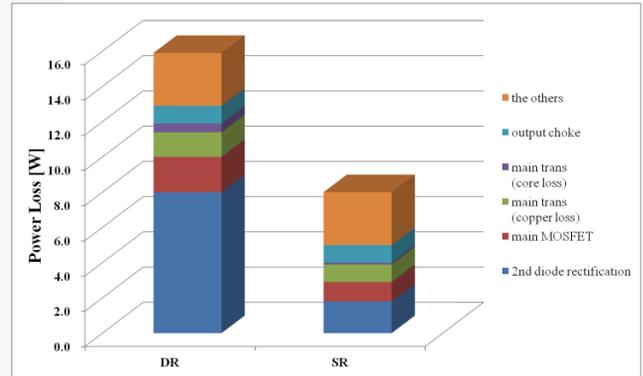


图 7. 二极管整流和同步整流间的功率损耗比较

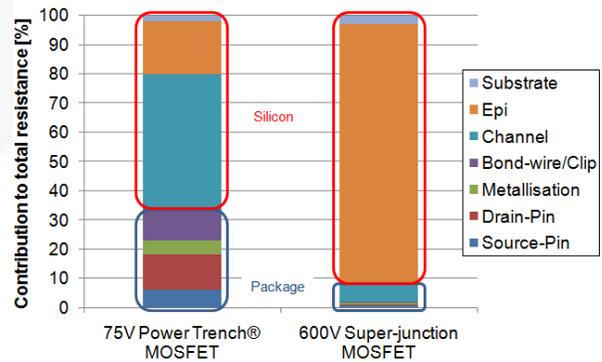


图 8. 75 V MOSFET 和 600 V MOSFET 中 $R_{DS(ON)}$ 的相比较例

栅极驱动损耗

电源开关中的主要功率损耗为传导损耗和开关损耗。此外，还有由输出电容引起的电容性损耗、由漏电流产生的关断状态损耗，以及反向恢复损耗。栅极驱动器的驱动损耗与 Q_g 有关。尽管电容性损耗在功率为几瓦的应用中可能占总功率损耗的 50% 以上，以上这些损耗在高电压、高功率应用中还是经常被忽略。需要重点强调的是漏电流过大的故障器件可能导致热失控故障，尤其是在高温环境下，但这种情况很少发生。在低电压应用中，由于低压开关与高压开关相比，传导损耗非常小，因此驱动损耗可占总功率损耗的很大一部分。在轻载条件下，导通损耗极小，而驱动损耗则更为重要。随着提高

效率的各种新方针的推出，比如“电脑节能拯救气候行动计划”（CSCI），驱动损耗对提高轻载条件下的效率更为重要。^[4] (2) 驱动损耗可以通过方程式获得：

$$P_{drive} = Q_g \cdot V_{gs} \cdot f_s \quad (2)$$

开关频率和栅极驱动电压为设计参数，栅极电荷值在数据表中予以指定。在同步整流中，与二极管整流器的一个不同点在于 MOSFET 为双向器件。

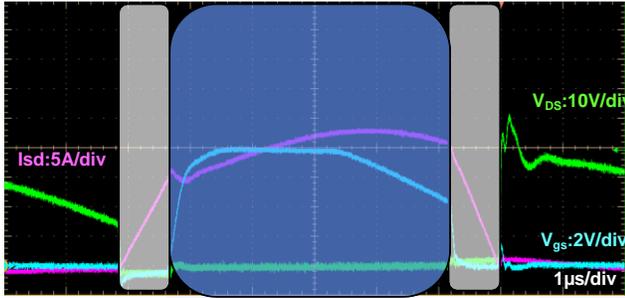


图 9. 同步整流中的功率 MOSFET

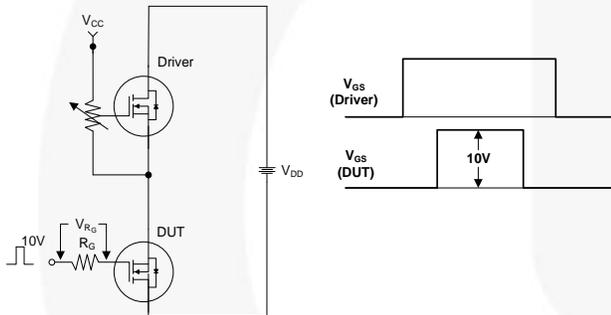


图 10. Qsync 测量

通常，电流在导通时间内从源极到漏极流经 MOSFET 沟道，并在死区时间内流经体二极管，如图 9 所示。由于在同步整流中栅极导通前体二极管导通，对同步开关而言，可能出现零电压开关（ZVS）。由于 MOSFET 在开关导通和关断瞬间进行软开关操作，所以 dV_{ds}/dt 为零。因此，来自 C_{gd} 的电容性电流为零。由于此顺序，应该慎重选择方程式 2 中的栅极电荷值。由于在导通瞬间，同步开关中没有电压通过，因此不会出现“米勒效应”。^[5] 因此，最终栅极电荷非常接近于栅极电荷的栅漏极部分 Q_{gd} 与总栅极电荷 Q_g 的差值。这对于驱动损耗来说是个合理的估值。但实际上，同步开关中的栅极电荷值随 $Q_g - Q_{gd}$ 估值变化而变化，这是因为在同步整流中漏源极之间存在一个负偏压。然而，在数据表中测量 Q_g 和 Q_{gd} 时却使用的是正偏压。另外， V_{th} 下面的 Q_{sync} 曲线接近于 V_{th} 上面的斜率，这是因为同步整流中零电压开关期间两个区的漏源极电压都为零。可以通过简易电路来测得同步整流中的栅极电荷 Q_{sync} 图 10，如所示。对于具有合适驱动信号的 DUT 和驱动器，以及电阻值已知的电阻器，可以通过方程式 3 计算出 Q_{sync} ：

$$Q_{sync} = \frac{1}{R_g} \cdot \int V_{R_g}(t) dt \quad (3)$$

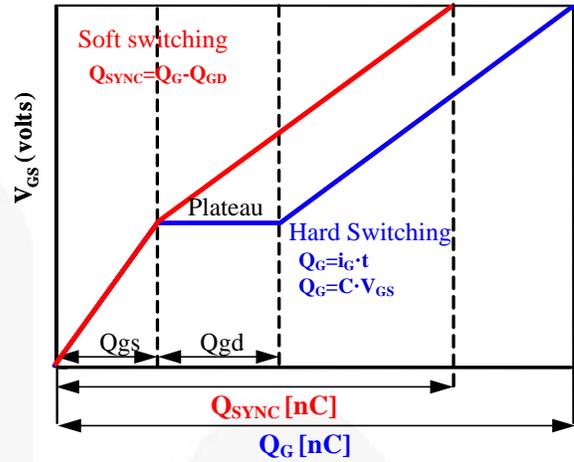


图 11. Q_{sync} 的定义

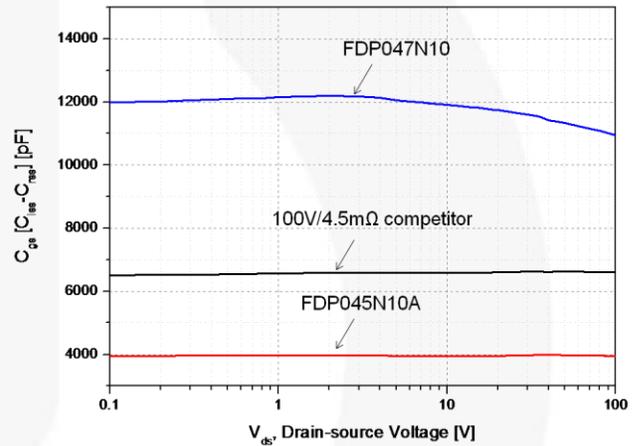


图 12. 栅源极电容比较

通过比较，能够更准确地估计栅极驱动功率损耗。器件的 Q_{sync} 越小，其在同步整流中的性能越好。同步整流的功率 MOSFET 栅极-源极电压上无平坦区。图 11 在同步整流中， C_{gs} ($C_{iss} - C_{rss}$) 对于降低 Q_{sync} 是更关键的因素。如图 12 和图 13 所示，FDP045N10A 的 C_{gs} 和 Q_g ，与 FDP047N10 和 100 V/4.5 mΩ 的其他同类产品相比，显著降低。如表 1 所示，与 FDP047N10 和同等的 100 V / 4.5 mΩ 其他同类产品相比，FDP045N10A 的 Q_{sync} 图 14 分别降低了 64% 和 34%。显示了在 24 V 同步整流级中驱动损耗和传导损耗之间计算所得的损耗比，其中栅极驱动电压为 10 V，开关频率为 100 kHz。有两个同步开关时，在 10% 的负载条件下，FDP047N10 的栅极驱动损耗比传导损耗高三倍。此图表明，由于 Q_{sync} 很小，FDP045N10A 在轻负载条件下可显著降低驱动损耗。

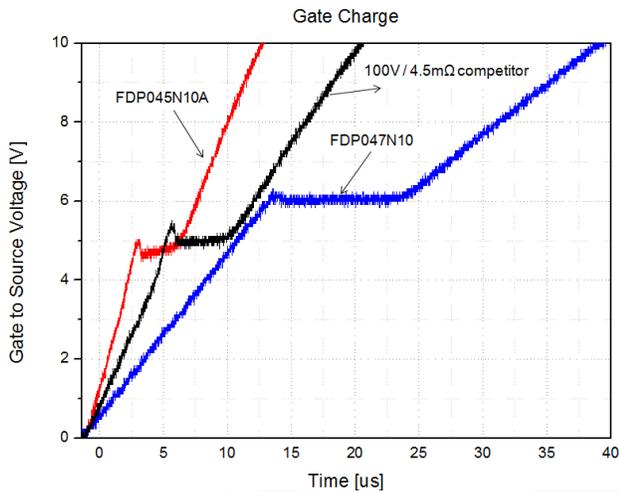


图 13. 栅极电荷比较

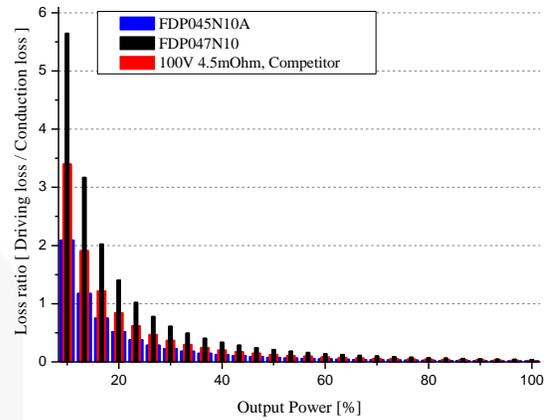


图 14. 不同输出负载条件下, 损耗比[驱动损耗/导通损耗]的比较

表 1. DUT 关键规格比较

DUT	Q_{sync} (nC)	Q_G (nC)	Q_{GS} (nC)	Q_{GD} (nC)	Q_{rr} (nC)	I_{rrm} (A)	软度
100 V/4.5 mΩ, 最新屏蔽式栅极沟道 MOSFET FDP045N10A	49.5	63.0	18.9	13.5	295.5	12.1	0.45
100 V/4.7 mΩ, 传统沟道栅极 MOSFET FDP047N10	137.7	182.7	67.5	45.0	290.1	12.9	0.31
100 V/4.5 mΩ 其他同类产品	75.2	95.9	20.7	20.3	379.7	12.8	0.40

体二极管损耗

在死区时间内, 体二极管导通。与 MOSFET 沟道引起的压降相比, 由于 P-N 结的压降很高, 所以体二极管导通造成大量功率损耗。这种由于死区时间内发生体二极管导通产生的 MOSFET 损耗会降低总体效率, 尤其是在低压和高温条件下。因此, 可以通过合理的死区时间管理实现体二极管传导损耗的最小化。栅极驱动器旨在实现最短的有效死区时间。功率 MOSFET 的较小阈值电压 V_{th} , 有效缩短延迟和开关时间, 从而允许更严格的死区时间控制, 有利于减少同步整流中的体二极管传导损耗。较低的阈值电压能够减少上升时间, 从而有助于导通 MOSFET, 可以通过下式获得:

$$t_r = R_G \cdot C_{iss} / (V_{GS} - V_{th}) \quad (4)$$

表 2 FDP150N10 和 FDP150N10A 之间的关键参数比较。如图所示, FDP150N10A 的阈值电压比 FDP150N10 的低 1.16 V。如图 15 所示, 与 FDP150N10 相比, 采用阈值较低 MOSFET 的 FDP150N10A 的死区时间较短 (最长为 40 ns), 流过体二极管的正向电流峰值也较小 (最高为 3.7 A)。

表 2. 关键参数比较

DUT	$R_{DS(on)}$ [mΩ]	V_{TH} [V]	Q_{sync} [nC]	ESR [Ω]
传统沟道栅极 MOSFET FDP150N10	11.3	3.57	32.51	1.25
最新屏蔽式栅极沟道 MOSFET FDP150N10A	11.6	2.41	11.87	1.13

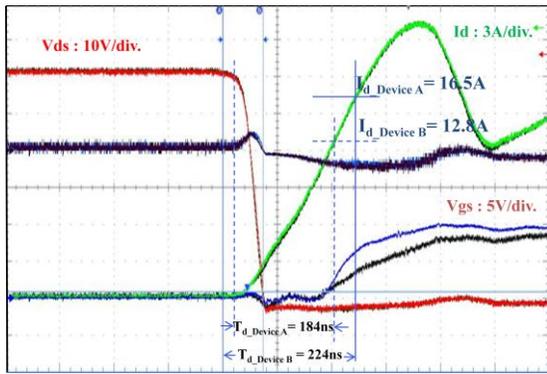


图 15.90 W 同步整流中的功率 MOSFET 阈值电压死区时间比较

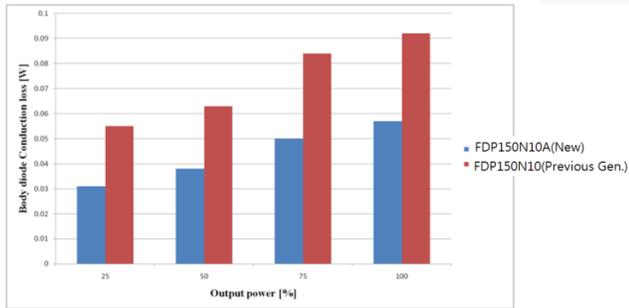


图 16.90 W 同步整流中体二极管传导损耗比较

根据图 16 中的输出功率，与 FDP150N10 相比，FDP150N10A 的体二极管传导损耗减少了 38% 至 44%。体二极管传导损耗可由方程式 (5) 计算得出。

$$P_D = V_F \cdot I_{OUT} \cdot (t_{BD(rise)}) \cdot f_s \quad (5)$$

在 MOSFET 关断瞬间，必须去除电荷 Q_{rr} ，而且必须对 C_{oss} 进行充电，以达到次级端的变压器电压。关闭开关时，反向恢复电荷 Q_{rr} 也会在系统中产生功率损耗。由体二极管特性所产生的功率损耗可通过方程式 (6) 获得：

$$P_{Q_{rr}} = Q_{rr} \cdot V_{ds} \cdot f_s \quad (6)$$

数据表中规定的二极管反向恢复时间 (t_{rr}) 和反向恢复电荷 (Q_{rr}) 所引起的损耗通常被作为直接正向开关损耗。在使用数据表中的 Q_{rr} 数值计算损耗时，请注意：体二极管的反向恢复电流是很多参数的函数，包括正向电流 I_F 、导通时间、反向恢复电流摆率 di_F/dT 、直流总线电压和结温 T_J 。通常，这些条件中任何一个增大，都会导致 Q_{rr} 增大。数据表中规定的条件通常不同于典型转换器的工作条件。由于开关转换器试图尽快开关功率 MOSFET，边缘速率如 di_F/dt 可以比数据表中规定的条件快 10 倍。然而，实际应用中体二极管的导通时间要短得多。总之， Q_{rr} 产生的功率损耗不容易量化，通常进行评估的最佳方式是评估系统效率。输出电容中存储的电荷 Q_{oss} 也会影响电容损耗。这部分损耗是与开关频率和 V_{DS} 成正比的。因此，由 C_{oss} 所产生的功率损耗可通过方程式 7 获得：

$$P_{C_{oss}} = 0.5 \cdot Q_{oss} \cdot V_{ds} \cdot f_s \quad (7)$$

电压尖峰损耗

最大限度地减少不必要电压尖峰的通用方法包括采用短而薄的电路板图形并最小化电流回路。然而，由于尺寸和成本限制，采用所有这些方法并不容易。有时，设计人员需要考虑机械结构，比如散热和风扇，有时因成本限制不得不使用单面印制电路板。缓冲器可作为一种可行的替代方案，用来在最大额定漏极-源极电压范围内管理电压尖峰。在这种情况下，额外的功耗是无法避免的。此外，轻负载下缓冲器本身产生的功耗也不可忽视。除了电路板参数之外，器件的特性也对电压尖峰电平有影响。在同步整流中，一个主要的器件相关参数是反向恢复期间的体二极管软度因数。基本上，二极管的反向恢复特性取决于器件设计。影响反向恢复的设计方式有若干种，但当条件固定时，二极管表现出来的特性总是一致的。因此，器件级评估对于评估系统性能非常有效。图 17 显示了两个额定值非常类似的不同器件的反向恢复波形。在反向恢复电流波形中，从零点到峰值反向电流的时间称为 t_a ， t_b 定义为从峰值返回零点的时间。根据 t_a 和 t_b ，定义软化系数为 t_b/t_a 。软恢复器件的软化程度大于 1，而器件的软化程度小于 1 时，称为“硬恢复”器件。如图 17 所示，一个硬恢复二极管在反向恢复器件表现出更高的峰值电压。当所有条件都相同时，硬恢复二极管的电压尖峰总是要高些，导致缓冲器电路中损耗更大。在轻载条件下， Ω 这比使 $R_{DS(on)}$ 图 18 减少 1 m 还要重要。显示了采用屏蔽式栅极沟道技术的寄生电容和电阻以及等效电路。固有屏蔽电阻和两个电容， R_{shield} 、 $C_{Drain-Shield}$ 、 $C_{Gate-Shield}$ （在等效电路中以虚线插入）用作虚拟缓冲器。另外，新型 PowerTrench® MOSFET 较低的反向恢复电荷和软恢复体二极管有助于减少同步整流中不必要的电压尖峰或振荡，不必使用缓冲器电路或取代额定电压更高的 MOSFET，因此能够提高效率并精简设计物料清单。图 19 - 图 21 显示对飞兆的 FDP045N10A、FDP047N10 和 100 V/4.5 mΩ 其他同类产品进行比较，测得的由于体二极管特性而产生的峰值漏极-源极电压，测量条件是 $I_D = 50$ A、 $V_{DD} = 50$ V、 di/dt 为 400 A/μs。

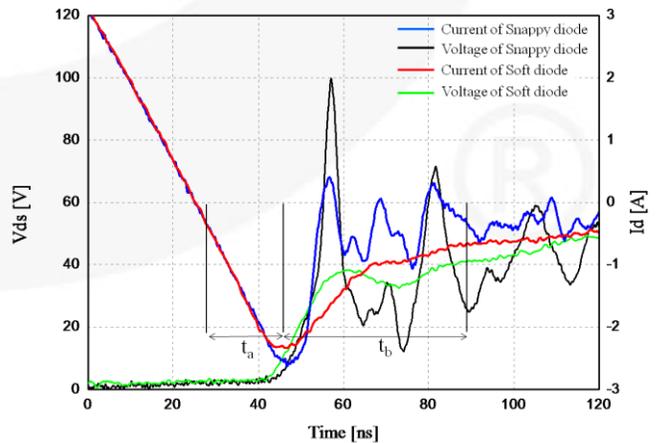


图 17.不同软化程度下的反向恢复波形

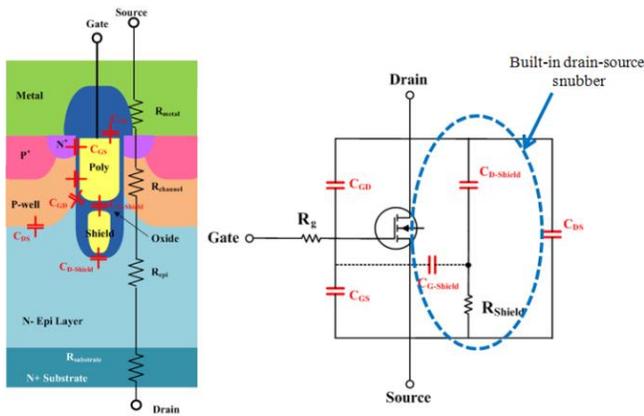


图 18. 寄生电容和电阻（左）及其采用屏蔽栅极沟道技术的等效电路（右）

FDP045N10A 体二极管反向恢复期间的漏源极峰值电压比 FDP045N10 和 100 V/4.5 mΩ 最接近的竞争产品分别低 28.4 V 和 6.5 V。

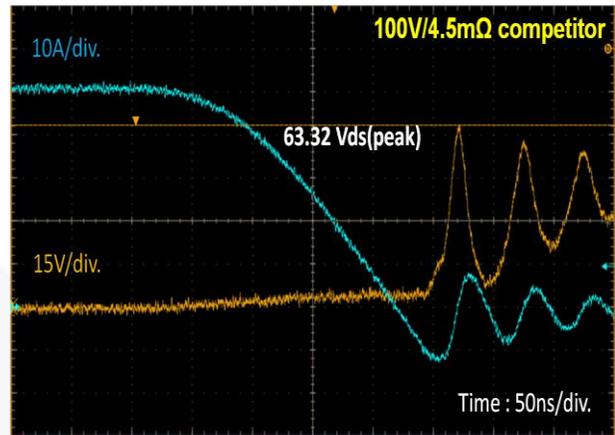


图 21. 反向恢复过程中，100 V/4.5 mΩ 竞争产品电压尖峰比较

寄生电感效应

寄生电感会极大地影响 MOSFET 开关特性，通常会导致开关损耗增加并偏离预期性能。由元件封装和电路布线产生的寄生电感实实在在存在于任何电路中。^{[6][7]} 图 22 显示了包括所有寄生元件的一个功率 MOSFET 的简易原理图。中低压 MOSFET 要想获得最佳开关性能并减少传导损耗，从而达到最高效率，必须采用 $R_{DS(on)}$ 和电感都较低的封装。引线长度是封装源电感的重要组成部分。工业标准通孔型 T0-220 封装具有 7 nH 的典型引线电感，但 PQFN56 SMD 封装的典型引线电感典型值仅为 1 nH。其他重要的寄生分量为布局寄生电感和电容。在电路板布局中，1 cm 的走线距离有 6-10 nH 的电感。这些寄生电感会直接影响体二极管反向恢复特性和峰值电压尖峰。数据表中的体二极管恢复电荷通常是 C_{oss} 图 23 位移电流、恢复的少数载流子电流以及测试电路共源电感产生的电抗性电流之和。

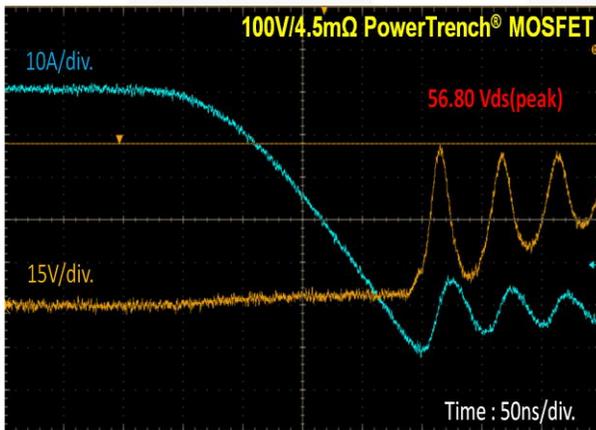


图 19. 100 V/4.5 mΩ 屏蔽栅极沟道 MOSFET, FDP045N10A

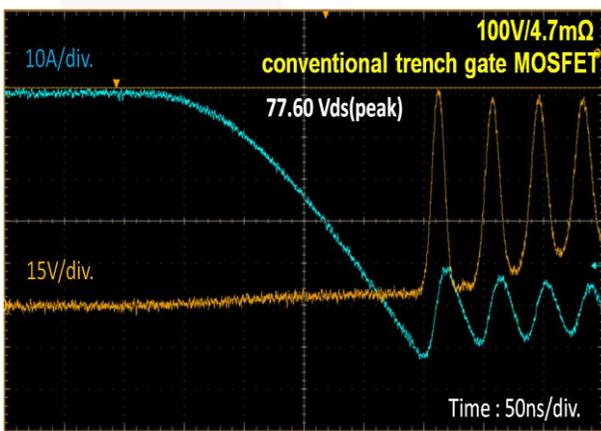


图 20. 100 V/4.7 mΩ 传统沟道栅极 MOSFET

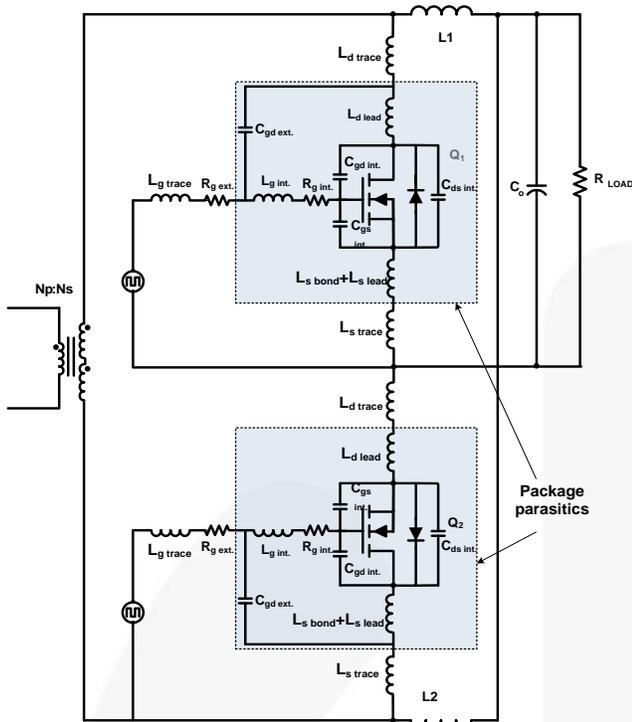


图 22.同步整流中，带有内外部寄生元件的功率 MOSFET

添加共源电感后，由于 Q_{rr} 图 24 增加并且 MOSFET 中感应了电压，导致系统效率降低。图 25 显示模拟结果，显示 TO-220 和 Power56 封装中使用相同 MOSFET 时的体二极管反向恢复测试波形。很显然，较高的电感可能会导致更大的 Q_{rr} 和更高的峰值电压。同时，还对 TO-220 和 Power56 封装中相同器件的体二极管性能进行了评估。

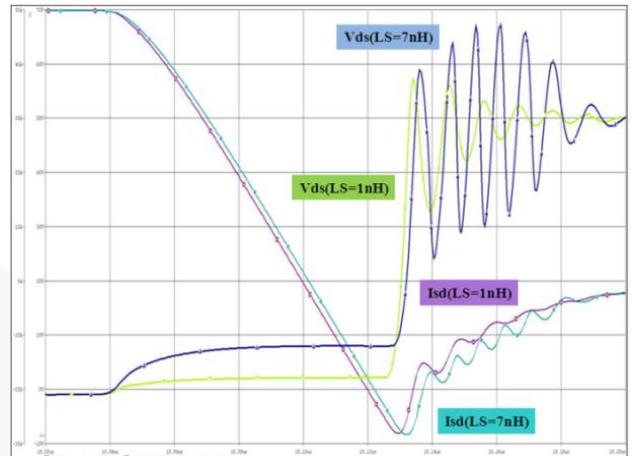


图 24.不同源电感下的体二极管反向恢复波形比较（模拟结果）

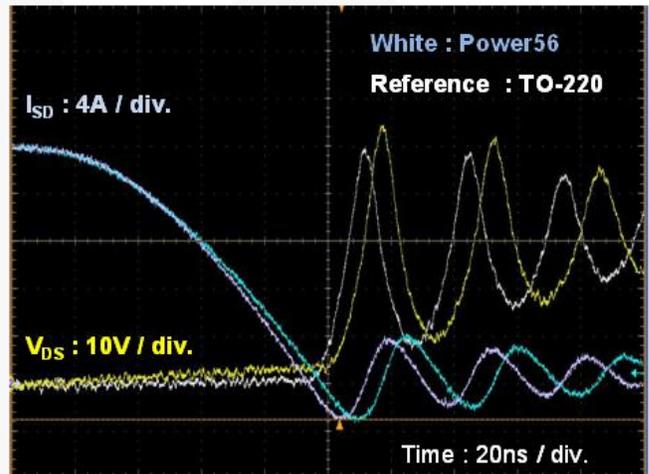


图 25.不同源电感下的体二极管反向恢复波形比较（测试结果）

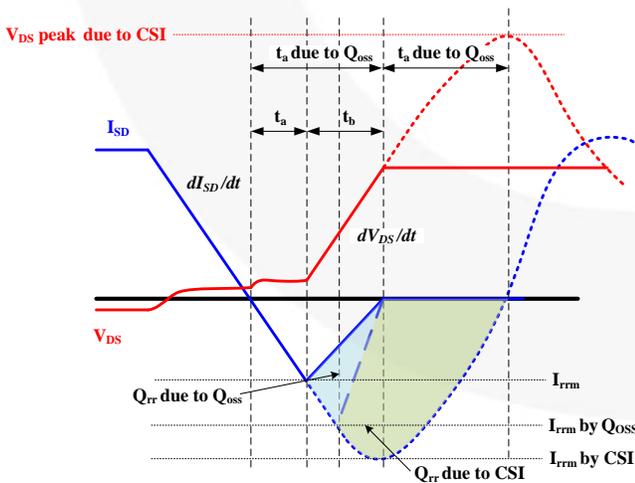


图 23.采用共源电感 (CSI) 后的体二极管恢复波形

表 3 显示 Power56 和 TO-220 封装中使用相同硅器件时的反向恢复性能比较。如表 3 所示，采用 Power56 取代 TO-220 封装后， $R_{DS(on)}$ 减少了 $0.9\text{ m}\Omega$ ， Q_{rr} 减少了 12%，而峰值电压从 54.45 V 减少到 49.6 V 。因此，最大限度地减小共源电感对系统效率至关重要。

图 26 显示在带有同步整流的 500 V 移相全桥式转换器中采用表 1 中三个器件时的系统效率比较。FDP045N10A（最新屏蔽栅极沟道 MOSFET）的总系统效率在轻负载条件下为 84.59% ，而在满载条件下为 88.99% 。在 10% 负载条件下，由于其驱动损耗和输出容性损耗较低，因此总系统效率比 FDP047N10（传统沟道栅极 MOSFET）高 0.3% ，比 $100\text{ V}/4.5\text{ m}\Omega$ 同类产品高 0.2% 。从图 26 所示的效率结果可明显看出，FDP045N10A（最新屏蔽栅极沟道 MOSFET）由于进行了设计优化，因而满载和轻负载条件下的损耗大幅降低。MOSFET 参数对同步整流效率影响最大。

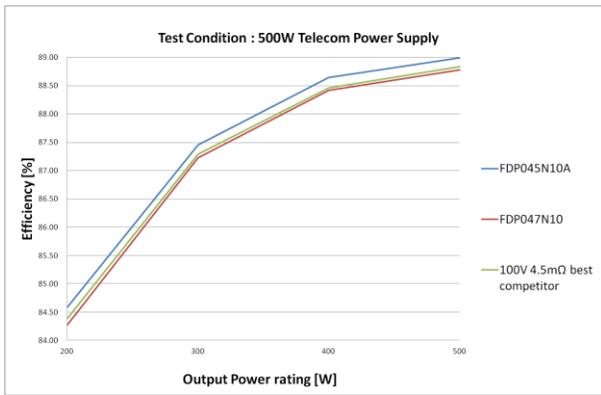


图 26.500 W 同步整流的效率比较

表 3. 不同封装下体二极管性能比较

DUT (相同硅器件)	V_{ds} (峰值) [V]	I_{rrm} [A]	Q_{rr} [nC]	t_{rr} [ns]	di/dt [A/ μ s]
Power56 封装为 60 V/7.4 m Ω	49.60	3.04	36.21	16.96	407
T0-220 封装中为 60 V/8.5 m Ω	54.45	3.20	41.23	18.84	368

结论

要得到更高效的同步整流电源开关，不仅仅要考虑降低 $R_{DS(on)}$ 。随着轻负载效率的重要性日益增强，栅极驱动损耗和缓冲器损耗变为十分重要的损耗因素。因此，低 Q_{sync} 和软体二极管成为获得更高同步整流效率的关键特性。同时， $R_{DS(on)}$ 仍是应用的关键参数。飞兆半导体最新推出的屏蔽栅极 PowerTrench[®] MOSFET 兼具更小的 Q_{sync} 和快开关下软恢复二极管特性等优势，能够大大提高同步整流的效率。

表 4. 可用的 PowerTrench® MOSFET

器件编号	BV_{DSS}	$R_{DS(on)}$ 最大值, 需 $V_{GS} = 10\text{ V}$	Q_g 典型值, 需 $V_{GS} = 5\text{ V}$	I_D (A)、 $T_C = 25^\circ\text{C}$ (硅器件限制)	Q_{rr} 典型值, 在 $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ 下	封装
FDMS015N04B	40 V	1.5 mΩ	87 nC	100 A	90 nC	Power56
FDP020N06B	60 V	2.0 mΩ	206 nC	313 A	194 nC	T0-220
FDMS030N06B	60 V	3.0 mΩ	75 nC	100 A	85 nC	Power56
FDP023N08B	75 V	2.350 mΩ	150 nC	242 A	114 nC	T0-220
FDP027N08B	80 V	2.70 mΩ	137 nC	223 A	112 nC	T0-220
FDB024N08BL7	80 V	2.40 mΩ	137 nC	229 A	112 nC	D ² PAK7L
FDP032N08B	80 V	3.3 mΩ	111 nC	211 A	102 nC	T0-220
FDMS037N08B	80 V	3.7 mΩ	76.8 nC	100 A	84 nC	Power56
FDMS039N08B	80V	3.9 mΩ	77 nC	100 A	80 nC	Power56
FDP039N08B	80 V	3.9 mΩ	102 nC	142 A	87.9 nC	T0-220
FDP053N08B	80 V	5.3 mΩ	65.4 nC	120 A	62.5 nC	T0-220
FDB035N10A	100 V	3.5 mΩ	89 nC	214 A	129 nC	D ² PAK
FDP036N10A	100 V	3.6 mΩ	89 nC	214 A	129 nC	T0-220
FDP045N10A	100 V	4.5 mΩ	57 nC	164 A	120 nC	T0-220
FDPF045N10A	100V	4.5 mΩ	57 nC	67 A	120 nC	T0-220F
FDI045N10A	100 V	4.5 mΩ	57 nC	164 A	120 nC	I ² PAK
FDP085N10A	100 V	8.5 mΩ	31 nC	96 A	80 nC	T0-220
FDPF085N10A	100 V	8.5 mΩ	31 nC	40 A	80 nC	T0-220F
FDP150N10A	100 V	15 mΩ	16.2 nC	50 A	55 nC	T0-220
FDH055N15A	150 V	5.5 mΩ	92 nC	167 A	342 nC	T0-247
FDP075N15A	150 V	7.5 mΩ	77 nC	130 A	264 nC	T0-220
FDB075N15A	150 V	7.5 mΩ	77 nC	130 A	264 nC	D ² PAK
FDP083N15A	150 V	8.3 mΩ	64.5 nC	105 A	268 nC	T0-220
FDB082N15A	150 V	8.3 mΩ	64.5nC	105 A	268 nC	D ² PAK
FDB110N15A	150 V	11 mΩ	47 nC	92 A	255 nC	D ² PAK
FDPF190N15A	150 V	19 mΩ	30 nC	27.4 A	180 nC	T0-220F
FDB390N15A	150 V	39 mΩ	14.3 nC	27 A	131 nC	D ² PAK
FDPF390N15A	150 V	39 mΩ	14.3 nC	15 A	131 nC	T0-220F
FDD390N15A	150 V	39 mΩ	14.3 nC	26 A	131 nC	DPAK
FDPF770N15A	150 V	77 mΩ	8.6 nC	10 A	124 nC	T0-220F

参考文献

- [1] M. Zhang, M. Jovanovic, F. C. Lee, "Design Considerations and Performance Evaluation of Synchronous Rectification Efficiency in Flyback Converters" (反激式转换器同步整流效率的设计思路 and 性能评估), IEEE 应用电力电子会议 会议记录, 1997 年 2 月, 页数: 623-630.
- [2] 赵晨、吴新科、姚伟、钱照明, "Synchronous Rectified Soft Switched Phase Shift Full Bridge Converter with Primary Energy Storage Inductor" (带有初级能量存储电感的同步整流软开关移相全桥式转换器) IEEE APEC 会议, 2008 年 2 月, 页数: 581-586
- [3] Won-suk Choi, Dongwook Kim, Sungmo Young, "New Medium-Voltage Power MOSFETs for Synchronous Rectification" (实现同步整流的新型中压功率 MOSFET), 2011 年欧洲 PCIM 展会, 德国纽伦堡, 2011 年 5 月 17-19 日
- [4] <http://www.climatesaverscomputing.org>
- [5] Christophe Basso, "Get Rid of The Miller Effect with Zero-Voltage Switching" (去除零电压开关的米勒效应), 电力电子技术, 2004 年 11 月
- [6] Mark Pavier, Andrew Sawle, Arthur Woodworth, Ralph Monteiro, Jason Chiu, Carl Blake, "High-Frequency DC-DC Conversion: The Influence of Package Parasitics" (高频 DC-DC 转换: 封装寄生效应的影响), 会议记录 APEC 2003.
- [7] Alan Elbanhawy, "Effect of Parasitic Inductance on Switching Performance" (寄生电感对开关性能的影响), 会议记录 2003 年欧洲 PCIM 展会, 页数: 251-255

作者

应用工程师, *Won-suk Choi* 和 *Dong-wook Kim*
 HV PCIA PSS 团队/飞兆半导体
 电话 +82-32-680-2429
 传真: +82-32-680-1823
 电子邮件 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.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local
Sales Representative