



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-9750

带有 FL7732 PSR 控制器的 LED 驱动器高功率因数反激式转换器

引言

该高度集成的 PWM 控制器 FL7732 具备若干功能，可增强低功率反激式转换器的性能。该专有拓扑使 LED 照明应用的电路设计得以简化。通过使用初级端调节单级拓扑，LED 照明电路板能采用很少的外部元件，从而将成本降至最低，无需大容量输入电容和反馈电路。为了实现高功率因数和低总谐波失真（THD），采用一个连接至 COM1 引脚的外部电容进行恒定导通时间控制。

与输入输出电压的变化相比，精密的恒流控制可精确控制输出电流。工作频率与输出电压成比例调节，以保证 DCM 能够更加高效地运行，其设计也更为简单。FL7732

提供各种保护功能，比如 LED 开路、LED 短路和过温保护。电流限制电平自动降低以将输出电流降至最低，在短路 LED 情况下保护外部元件。

本应用指南介绍了采用飞兆半导体 PWM PSR 控制器 FL7732 的 LED 驱动器的实际设计思路。它包括变压器设计、元件选择和恒流调节的实现。应用指南中提供逐步设计步骤，可帮助工程师设计电源。通过一个试验样机转换器对设计步骤进行了验证。图 1 显示了设计实例中采用 FL7732 的初级端受控反激式转换器创建的典型应用电路。

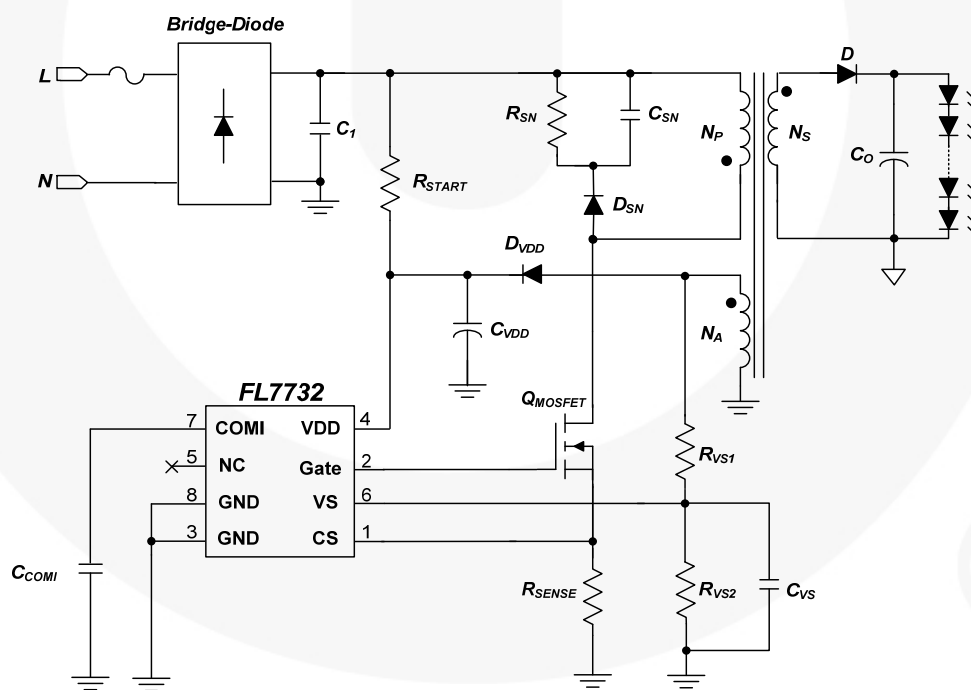


图 1. 典型应用电路

基本工作

一般而言，初级端调节更偏好于不连续导通模式（DCM）运行，因为它可实现更佳输出调节。DCM 反激式转换器的工作原理如下所示：

模式 I

在 MOSFET 导通时间 (t_{ON})，输入电压 ($V_{IN,peak}$) 被施加于初级端电感两端 (L_m)。然后，MOSFET 的漏电流 (I_{DS}) 从零开始线性增大，直至达到峰值 (I_{pk})，如图 2 所示。在此期间，从输入电源获取能量，并存储在电感中。

模式 II

当 MOSFET (Q) 关断时，电感中存储的能量迫使整流二极管 (D) 导通。当二极管导通时，输出电压 (V_{OUT}) 以及二极管正向压降 (V_D) 被施加于次级端电感两端，而二极管电流 (I_D) 从峰值 ($I_{pk} \cdot N_p/N_s$) 开始线性下降，直至降为零。电感放电时间 (t_{DIS}) 结束时，存储在电感中的所有能量都已传递至输出。

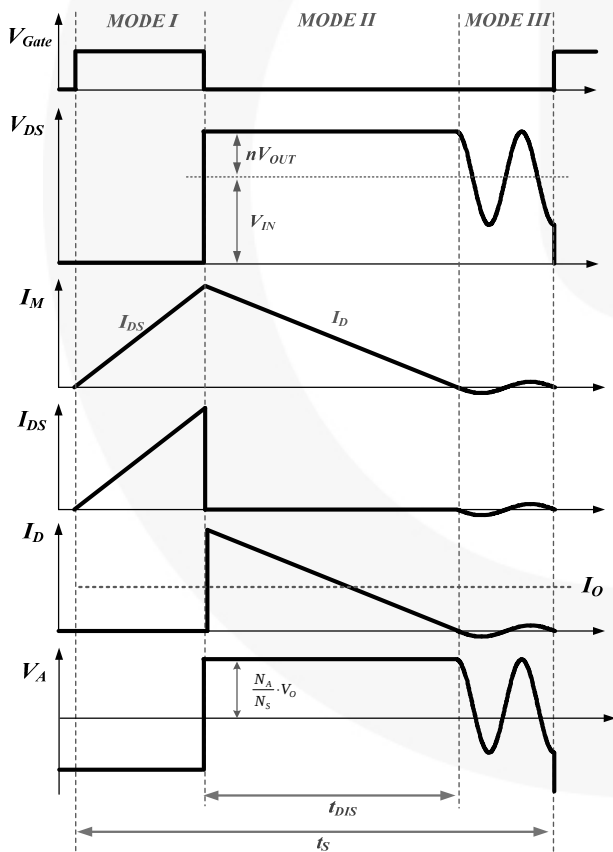


图 2. DCM 模式反激式转换器的基本功能

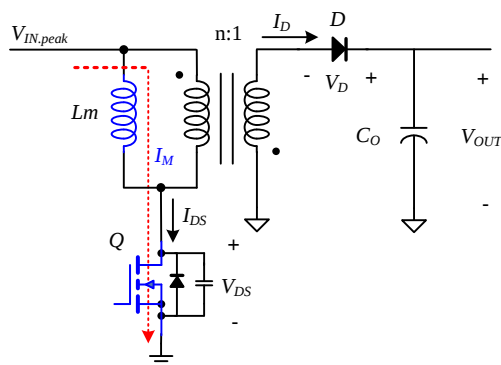


图 3. 模式 I: Q[ON], D[OFF]

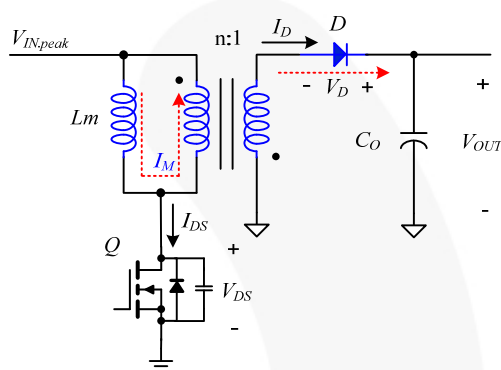


图 4. 模式 II: Q[OFF], D[ON]

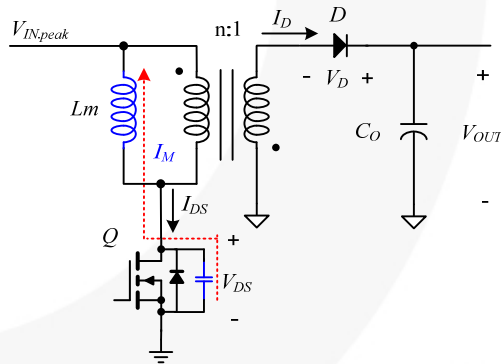


图 5. 模式 III: Q[OFF], D[OFF]

模式 III

当二极管电流达到零时，变压器辅助绕组电压开始因初级端电感 (L_m) 与 MOSFET (Q) 上加载的有效电容之间的谐振而振荡。

恒流调节

使用 MOSFET 的峰值漏电流 (I_{pk}) 和电感电流的放电时间 (t_{dis}) 可评估输出电流 (I_O)，因为输出电流 (I_O) 相当于稳态条件下的二极管电流 (I_D) 平均值。输出电流评估器使用电感放电时间和开关周期 (t_s) 确定通过峰值检测电路的漏电流峰值并计算输出电流。此输出电流信息与内部精确参考信息相比较，得出误差电压 (V_{COM1})，这将决定恒流模式中 MOSFET 的占空比。使用飞兆半导体的创新 TRUECURRENT® 技术，可精确控制恒定输出电流。

$$I_O = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_{DIS}}{t_s} \cdot V_{CS} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{1}{R_{SENSE}} \quad (1)$$

TRUECURRENT® 计算可用于精确预测输出电流。

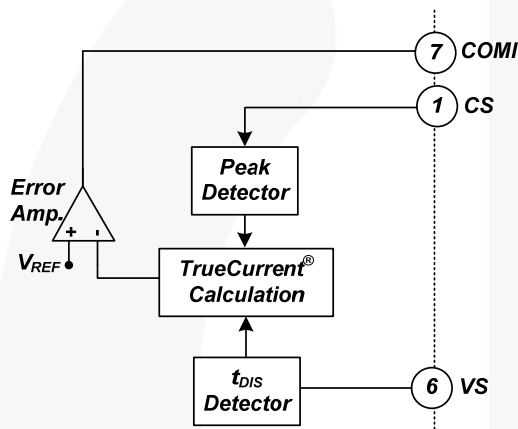


图 6. TRUECURRENT® 计算检测

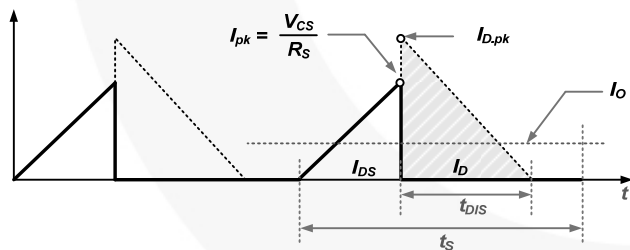


图 7. TRUECURRENT® 计算原理

线性频率控制

如上所述，在反激式拓扑中，为了获得较高的功率因数，DCM 必须得到保证。为了在宽范围输出电压内维持 DCM 工作模式，线性频率控制中的频率应根据输出电压而发生线性变化。

输出电压由辅助绕组和连接至 VS 引脚的分压电阻检测得出，如图 7 所示。

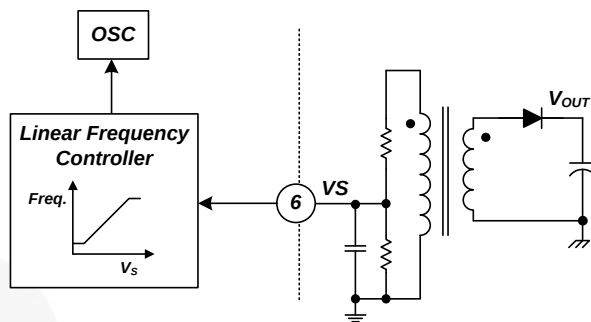


图 8. 线性频率控制

当输出电压降低时，次级二极管导通时间增加并且线性频率控制延长开关周期，这样即可在宽输出电压范围内维持 DCM 工作模式，如图 8 所示。在满载条件下，频率控制还会调低电流有效值，获得更高效率。

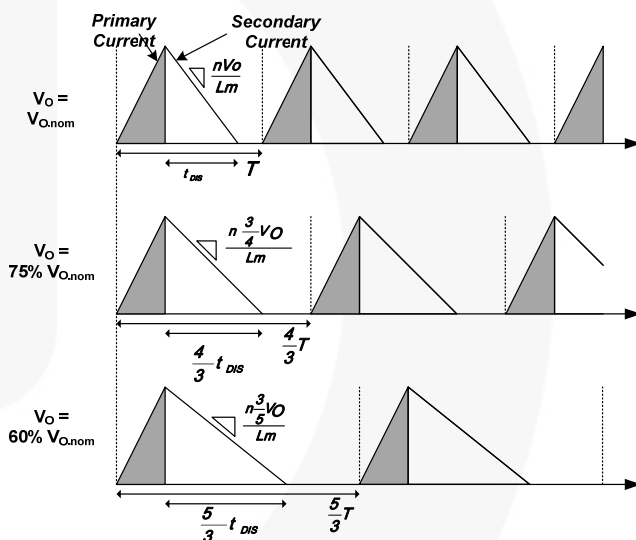


图 9. 初级电流和次级电流

BCM 控制

次级二极管导通时间末尾可能超过线性频率控制设定的开关时间。在这种情况下，FL7732 不会允许 CCM，工作模式会从 DCM 转为 BCM。因此，FL7732 最初便消除 CCM 中的次谐波失真。

保护

FL7732 具有若干自保护功能，比如过压保护、过温保护和逐脉冲限流。所有保护功能都在自动重启模式下实现。

LED 开路保护

在 LED 开路情况下，FL7732 可以保护外部元件，比如二极管和次级端电容。开关关闭期间， V_{DD} 电容充电至辅助绕组电压，作为反射输出电压。由于 V_{DD} 电压具有输出电压信息，因此 V_{DD} 引脚的内部电压比较器可以触发输出过压保护 (OVP)，如图 9 所示。当至少一个 LED 发生开路时，输出负载阻抗会变得非常高，输出电容快速充电至 $V_{OVP} \times N_S/N_A$ 。随后开关关闭， V_{DD} 模块进入“上下波动”模式，直至 LED 开路情况解除，如图 10 所示。

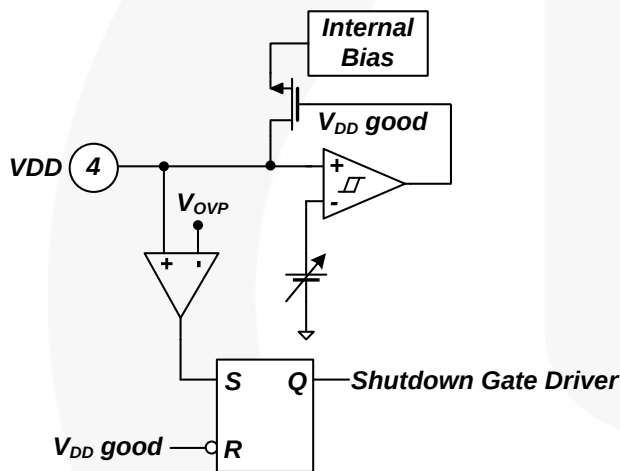


图 10. 内部过压保护模块

欠压闭锁 (UVLO)

内部导通和关断阈值分别固定为 16 V 和 7.5 V。启动过程中，必须将 V_{DD} 电容充电至 16 V。 V_{DD} 电容持续为 V_{DD} 供电，直至主变压器辅助绕组中可以输出电力。在启动过程中， V_{DD} 不能低于 7.5 V。在启动过程中，UVLO 滞回窗口确保 V_{DD} 电容适当为 V_{DD} 供电。

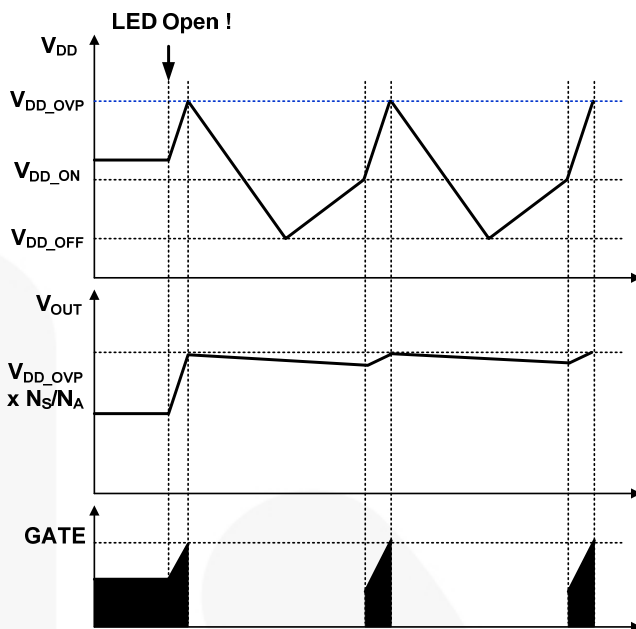


图 11. LED 开路时的波形

LED 短路保护 (OCP)

在 LED 短路情况下，开关 MOSFET 和次级二极管通常会承受强电流应力。但是，在 LED 短路情况下，FL7732 能够改变 OCP 值。当 V_S 电压低于 0.4 V 时，OCP 值由 0.2 V 变为 0.7 V，如图 12 所示，能够限制供电强度，并减轻外部元件承受的电流应力。

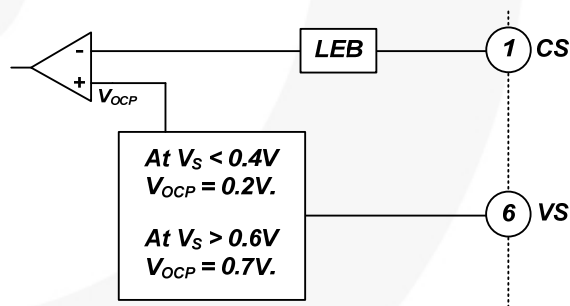


图 12. 内部过流保护模块

图 13 图中显示了 LED 短路时的工作波形。在 LED 发生短路后，输出电压迅速降至 0 V。然后，反射辅助电压也为 0 V，使得 V_S 电压低于 0.4 V。0.2 V OCP 值限制了初级端电流并且 V_{DD} 在 UVLO 滞回内上下波动。

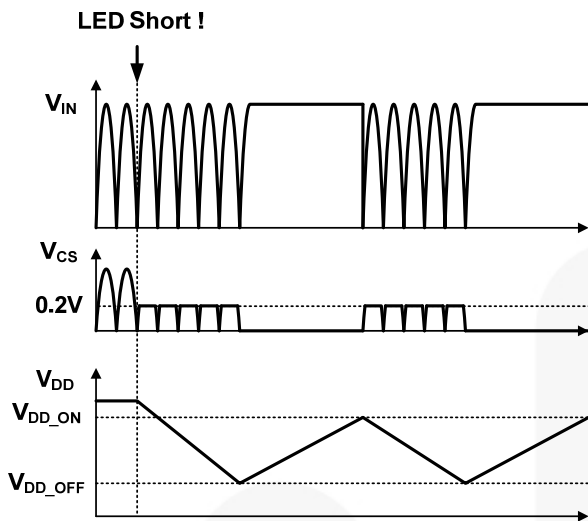


图 13.LED 短路时的波形

在 LED 短路情况下，由于输出电压较低， V_s 也会比较低。然后，OCP 值变为 0.2 V，以减小输出电流。

过压保护 (OVP)

在过压情况下，OVP 可防止器件受损。若在开环反馈情况下， V_{DD} 电压超过 23 V，则触发 OVP 并且禁用 PWM 开关。在 LED 开路情况下， V_{DD} 达到 V_{DD_OVP} 。然后，自动重启顺序导致一个延迟，限制输出电压。

过温保护 (OTP)

如果结温超过 150° C，内置温度检测电路会关断脉宽调制输出。存在 10° C 的滞回。

设计步骤

在本节中，使用图 1 原理图作为参考，介绍了采用 FL7732 的单级反激式转换器设计步骤。已选择具有 16.8 W (24 V/0.7 A) 输出的离线式 LED 驱动器作为设计实例。设计规格如下：

- 输入电压范围：90 ~ 264 V_{AC} 和 50 ~ 60 Hz
- 标称输出电压和电流：24 V/0.7 A
- 最低效率：87%
- 最大开关频率：65 kHz

步骤 1，选择电感 (L_m)

FL7732 以恒定的导通和关断时间运行，如图 14 所示。当 MOSFET 导通时间 (t_{ON}) 和开关周期 (t_s) 恒定时，I_{IN} 与 V_{IN} 成正比，并能实现较高的功率因数。

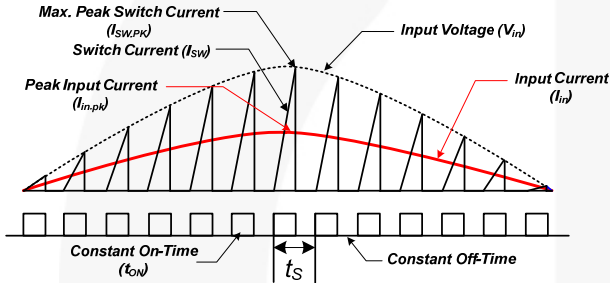


图 14. 理论波形

假设由于 t_{ON} 和 t_s 恒定不变，采用 FL7732 的单级反激式转换器在 DCM 模式下运行。在 t_{ON} 期间，输入电压被施加于磁化电感 (L_m)，为 L_m 中的磁能充电。因此，MOSFET 的最大峰值开关电流 (I_{SW.pk}) 出现在线路电压的峰值点，如图 14 所示。峰值输入电流 (I_{IN.pk}) 也出现在一个线路周期的峰值输入电压处。一旦确定了最大 t_{ON}，即可通过以下方程式获得最小线路输入电压和满载条件下 MOSFET 的 I_{SW.pk}：

$$I_{SW.pk} = \frac{t_{ON} \cdot V_{IN.min.pk}}{L_m} \quad (2)$$

其中，V_{IN.min.pk} 和 t_{ON} 分别是最小线路输入电压时的峰值输入电压和最大导通时间。

利用方程式 (2)，可由下式得出峰值输入电流：

$$I_{IN.pk} = \frac{1}{2} \cdot (t_{ON}) \left(\frac{V_{IN.min.pk}}{L_m} \cdot t_{ON} \right) \cdot f_s \quad (3)$$

然后，I_{IN.pk} 和 V_{IN.min.pk} 可计算如下：

$$I_{IN.pk} = \sqrt{2} \cdot I_{IN.rms} \quad (4)$$

$$V_{IN.min.pk} = \sqrt{2} \cdot V_{IN.rms} \quad (5)$$

其中，I_{IN.rms} 和 V_{IN.rms} 分别是有效线路输入电流和电压。

需要 t_{ON} 用于计算合理的 L_m 值。通过方程式 (2) ~ (5)，导通时间 t_{ON} 可由下式得出：

$$t_{ON}^2 = \frac{2L_m \cdot I_{IN.rms}}{V_{IN.rms} \cdot f_s} \quad (6)$$

输入功率可计算如下：

$$P_{IN} = I_{IN.rms} \cdot \frac{P_o}{\eta} \quad (7)$$

通过方程式 (6) 和 (7)，L_m 值可由下式得出：

$$L_m = \frac{\eta \cdot (V_{IN.rms})^2 \cdot f_s \cdot t_{ON}^2}{2P_o} \quad (8)$$

(设计实例) 由于最小输入电压为 90 V_{AC}，在满载情况下出现最大 t_{ON}。假设最大频率为 65 kHz 时最大 t_{ON} 为 7.4 μs，则磁化电感可由下式得出：

$$L_m = \frac{0.87 \times 90^2 \times 65 \times 10^3 \times (7.4 \times 10^{-6})^2}{2 \times 16.8} = 743 \mu H$$

在标称输出功率时，MOSFET 的最大峰值电流计算如下：

$$I_{SW.pk} = \frac{7.4 \times 10^{-6} \times \sqrt{2} \times 90}{743 \times 10^{-6}} = 1.26 A$$

步骤 2，选择检流电阻和 n_{PS}

FL7732 采用 TRUECURRENT® 计算方法控制恒定输出电流 (I_O)，如方程式 (1) 所定义。输出电流与变压器初次级绕组之间的匝比 n_{PS} 成正比，与检流电阻 (R_S) 成反比。FL7732 还通过检测 V_{CS} 实现逐周期限流，从而防止系统出现输出短路或过载。因此，应当考虑在无限流的情况下，处理系统额定功率的 V_{CS} 值。通常情况下，在满载时将逐周期限流值 (典型值：0.67 V) 设置为比 CS 峰

值电压 ($V_{CS.pk}$) 高 20~30%。可通过以下方程式, 将 MOSFET 峰值电流 ($I_{SW.pk}$) 转换为 $V_{CS.pk}$:

$$V_{CS.pk} = I_{SW.pk} \cdot R_S \quad (9)$$

根据方程式 (1), 变压器匝比可由检流电阻和标称输出电流确定为:

$$n_{ps} = 10.5 \times I_O \times R_S \quad (10)$$

其中, 10.5 为一个常数。

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{t_{DIS}}{t_S} \cdot V_{CS} = \frac{1}{10.5} \quad (11)$$

(设计实例) 若 $V_{CS.pk}$ 设置为 0.5 V, 则检流电阻值可由下式得出:

$$R_S = \frac{V_{CS.pk}}{I_{SW.PK}} = \frac{0.5}{1.26} = 0.396$$

$$n_{ps} = 10.5 \times 0.7 \times 0.396 = 2.91$$

步骤 3, 选择 n_{AS}

当 V_{DD} 电压为 23 V 时, 由于过压保护 (OVP), FL7732 停止开关操作。因此, n_{AS} 可计算如下:

$$n_{AS} = \frac{V_{DD.OVP}}{V_{O.OVP}} = \frac{23}{V_{O.OVP}} \quad (12)$$

其中, ($n_{AS} = N_A/N_S$) 是变压器次级绕组与辅助绕组之间的匝比。因此, $V_{O.OVP}$ 的设置可以通过改变 n_{AS} 值实现。

(设计实例) 若将输出过压值设置为 30 V, 则 n_{AS} 可由下式得出:

$$n_{AS} = \frac{23}{30} = 0.77$$

步骤 4, 选择电阻 (R_{VS1} 和 R_{VS2})

选择 R_{VS1} 和 R_{VS2} 的第一个考虑因素是在二极管电流导通时间结束时, V_S 为 2.35 V, 在额定功率下以最大开关频率运行。第二个考虑因素是 V_S 消隐, 下面将进行解释。输出电压由辅助线圈和连接至 VS 引脚的分压电阻检测, 如图 7 所示。然而, 在没有直流母线电容的单级反激式转换器中, 由于存在较小的 L_m 电流, 辅助绕组电压不能被箝位到反射输出电压上, 因而会导致 V_S 电压检测错误。接着, 频率在线电压过零点快速降低, 可能导

致闪烁。为了在整个正弦线电压上维持恒定的频率, FL7732 通过检测辅助绕组, 采用 V_S 消隐, 在 V_S 电压低于特定线路电压时, 禁止其采样。

考虑到额定功率下的最大开关频率和 V_S 消隐值, R_{VS1} 和 R_{VS2} 可由下式得出:

$$R_{VS} = \frac{(V_O + V_F) n_{AS} - V_{VS \cdot \max}}{V_{VS \cdot \max}} \quad (13)$$

$$R_{VS1} = r_{VS} \cdot R_{VS2} \quad (14)$$

其中, $V_{VS \cdot \max}$ 是 V_S 值, 用来设定在额定功率下、输出电流恒定时的最大开关频率, V_F 是次级二极管正向电压。

$$R_{VS2} = \frac{1}{I_{VS.bnk}} \times (V_{VS.bnk} + \frac{V_{VS.bnk} + V_{IN.bnk} \cdot n_{AP}}{R_{VS}}) \quad (15)$$

其中, $V_{IN.bnk}$ 和 n_{AP} 分别是输入电压消隐值和辅助绕组与初级绕组之间的匝比。 n_{AP} 可以按照 n_{AS} 与 n_{PS} 之间的比值来计算。 $I_{VS.bnk}$ 和 $V_{VS.bnk}$ 的内部值分别为 1 μ A 和 0.545 V。

(设计实例) 分压网络计算如下:

$$R_{VS} = \frac{(24 + 0.7) \times 0.77 - 2.35}{2.35} = 7.06$$

若 $V_{IN.bnk}$ 值设为 50 V, 则 R_{VS2} 可由下式得出:

$$R_{VS2} = \frac{1}{100 \times 10^{-6}} \times (0.545 + \frac{0.545 + 50 \times \frac{0.77}{2.91}}{7.06}) = 24.86 k\Omega$$

因此, R_{VS1} 的值确定为 175.5 k Ω 。

建议在靠近 VS 引脚和 GND 引脚之间的位置安设一个 10 ~ 30 pF 的旁通电容, 用于旁通开关噪声并保持 V_S 检测的准确性, 实现恒流调节。电容值会影响恒流调节。如果选择一个值较大的 V_S 电容, 与选择较小的 VS 电容相比, 其放电时间 t_{DIS} 较长, 而输出电流较小。

步骤 5, 设计变压器

初级匝数由法拉第定律决定。 $N_{p, min}$ 是由初级绕组两端的最小线路输入电压峰值和最大导通时间确定的固定值。可以避免磁芯饱和的变压器初级端最小匝数计算如下:

$$N_{p,\min} = \frac{V_{IN,\min.pk} \cdot t_{ON}}{B_{sat} \cdot A_e} \quad (16)$$

其中, A_e 为磁心横截面积 (以 m^2 为单位), 而 B_{sat} 为饱和通量密度 (以特斯拉为单位)。

由于饱和通量密度随着温度的升高而减小, 所以在封闭情况下应考虑高温特性。

(设计实例) 选择 RM8 作为变压器磁芯, 可以避免磁芯饱和的变压器初级端最小匝数计算如下:

$$N_{p,\min} = \frac{\sqrt{2} \cdot 90 \times 7.4 \times 10^{-6}}{0.27 \times 64 \times 10^{-6}} = 54.5T$$

考虑到变压器容差以及较高的环境温度, 在选择 N_p 时, 应留有 5% ~ 10% 的裕量, 以避免磁芯饱和:

$$N_p = 54.5 \times 1.1 = 59.95T$$

若初级端匝数 (N_p) 确定为 60 T, 则次级端的匝数 (N_s) 为:

$$N_s = 60 \div 2.91 = 20.5T$$

若次级端匝数 (N_s) 确定为 20 T, 则辅助绕组匝数 (N_A) 为:

$$N_A = 20 \times 0.77 = 15.4T$$

N_A 确定为 15 T。

$$V_{DS(max)} = V_{IN,\max.pk} + \frac{N_p}{N_s} (V_o + V_F) + V_{OS} \quad (17)$$

其中, $V_{in,\max.pk}$ 是最大线路峰值电压。

通过 MOSFET 的有效电流 ($I_{SW,rms}$) 可计算如下:

$$I_{SW,rms} \approx I_{pk} \cdot \sqrt{\frac{t_{ON} \cdot f_s}{6}} \quad (18)$$

(设计实例) 假设漏电压过冲相当于反射输出电压, MOSFET 两端的最大漏电压计算如下:

$$V_{DS(max)} = 374 + \frac{60}{20} \times (24 + 0.7) \times 2 = 522V$$

通过 MOSFET 的有效电流为:

$$I_{SW,rms} \approx 1.26 \times \sqrt{\frac{7.4 \times 0.065}{6}} = 0.357A$$

次级端二极管: 整流器二极管的最大反向电压和电流有效值可由下式得出:

$$V_D = V_o + \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{in,\max.pk} \quad (19)$$

$$I_{D,rms} \approx I_{SW,rms} \times \sqrt{\frac{V_{in,\min.pk}}{2 \times V_{RO}}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (20)$$

(设计实例) 二极管的电压与电流可由下式得出:

$$V_D = 24 + \frac{20}{60} \times 374 = 148.7V$$

$$I_{D,rms} \approx 0.357 \times \sqrt{\frac{127}{2 \times 74.1}} \cdot \frac{60}{20} = 0.991A$$

步骤 6, 计算开关器件的电压和电流

初级端 MOSFET: 在确定变压器匝数时, 已讨论了 MOSFET 的电压应力。假设漏电压过冲相当于反射输出电压, 最大漏电压可计算如下:

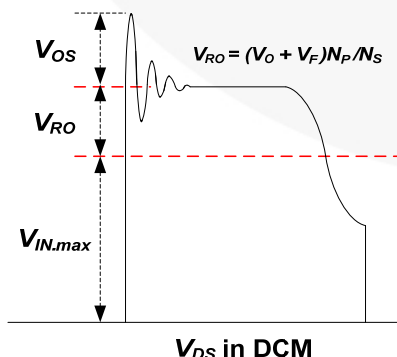


图 15. MOSFET 的漏电压

步骤 7，设计初级端 RCD 缓冲器

当功率 MOSFET 关断时，由于存在变压器漏电感，漏极上会有高压尖峰。MOSFET 上的过大电压可能导致雪崩击穿，并最终导致器件出现故障。因此，需要使用一个额外的电路来箝位电压。图 16 和图 17 分别显示 RCD 缓冲电路及其波形。一旦 MOSFET 漏电压超过缓冲二极管 (D_{SN}) 的阴极电压，RCD 缓冲网络通过导通缓冲二极管 (D_{SN}) 吸收漏电感中的电流。在缓冲电路的分析中，假设缓冲电容足够大，从而保证在一个开关周期中电压变化不大。缓冲电容应为陶瓷材料或能够提供低 ESR 的材料。由于这些原因，不可使用电解质或钽电容。

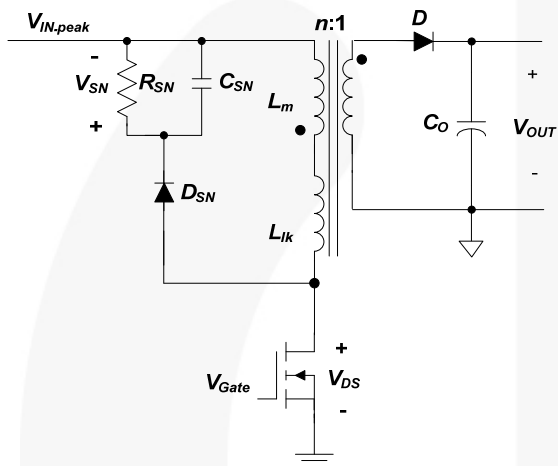


图 16. 缓冲电路

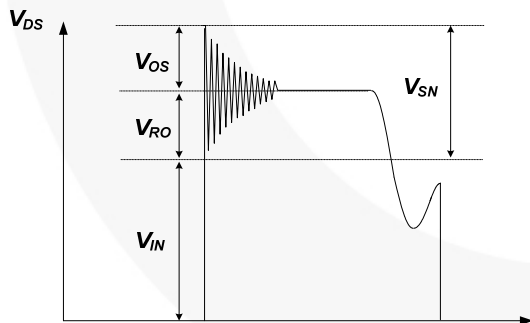


图 17. 缓冲波形

满载情况下的缓冲电容可计算如下：

$$V_{SN} = V_{RO} + V_{OS} \quad (21)$$

缓冲网络所耗散的功率可由下式得出：

$$P_{SN} = \frac{V_{SN}^2}{R_{SN}} = \frac{1}{2} L_{lk} \cdot I_{PK}^2 \cdot \frac{V_{SN}}{V_{SN} - V_{RO}} \cdot f_s \quad (22)$$

其中， L_{lk} 指漏电感， V_{sw} 指满载情况下的缓冲电容，而 R_{sw} 指缓冲电阻。

漏电感是在初级绕组（所有其它绕组都已短路）开关频率下测得的。然后，应根据功耗选择具有合适额定功率的缓冲电阻。缓冲电容电压的最大纹波可由下式得出：

$$\Delta V_{SN} = \frac{V_{SN}}{C_{SN} \cdot R_{SN} \cdot f_s} \quad (23)$$

一般而言，所选电容电压存在 5~20% 的纹波是合理的。在该缓冲器设计中，既未考虑电感的有损放电，也未考虑杂散电容。

（（设计实例）由于已经确定漏电压的电压过冲相当于反射输出电压，因此缓冲电压计算如下：

$$V_{SN} = V_{RO} + V_{OS} = 150V$$

测得的漏电感为 $10 \mu H$ 。则缓冲网络中的损耗计算如下：

$$P_{SN} = \frac{1}{2} 10 \times 10^{-6} \times 1.26^2 \times \frac{150}{150 - 75} \times 65 \times 10^3 = 1.03W$$

$$R_{SN} = \frac{150^2}{1.03} = 21.84k\Omega$$

若要允许缓冲电压 (150 V) 存在 7% 的纹波，则需：

$$C_{SN} = \frac{150}{0.07 \times 150 \times 21.84 \cdot 10^3 \times 65 \cdot 10^3} = 10.06nF$$

实验室说明

1. 在修改或焊接/去焊接该电源之前，应通过外部泄放电阻对初级电容放电。否则此过程中，PWM IC 可能被外部高压损毁。该器件对静电放电（ESD）非常敏感。为了提高产量，应按照 ANSI ESD S1.1、ESD S1.4、ESD S7.1、ESD STM 12.1 以及 EOS/ESD S6.1 标准，对生产线采取 ESD 防护。
2. 在 LED 短路情况下，由 V_{DD} 电容充电的 V_{DD} 电压应迅速达到 V_{DD} 关断值，从而停止开关。因此，建议 V_{DD} 电容值低于 22 μF 。

设计实例的原理图

图 18显示了 16.8 W LED 驱动器设计实例的原理图。变压器采用 RM8 磁芯。图 19显示了变压器信息。

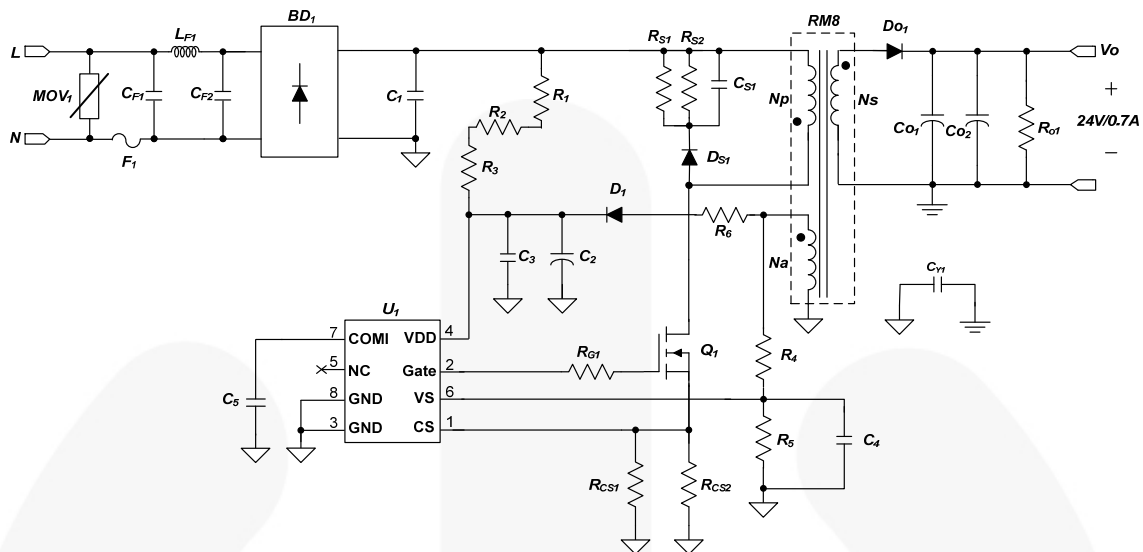


图 18.FL7732 17 W 设计实例原理图

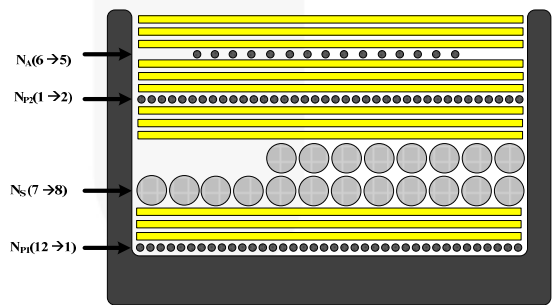


图 19. 变压器绕组结构

编号	绕组	引脚 (S → F)	绕线	匝数	绕组方式
1	NP1	12 → 1	0.25 φ	30 Ts	螺线管绕组
2	绝缘： 聚脂胶带，厚度 t = 0.025 mm，3 层				
3	NS	7- → 8	0.5 φ (TIW)	20 Ts	螺线管绕组
4	绝缘： 聚脂胶带，厚度 t = 0.025 mm，3 层				
5	NP2	1 → 2	0.25 φ	30 Ts	螺线管绕组
6	绝缘： 聚脂胶带，厚度 t = 0.025 mm，3 层				
7	NA	6 → 5	0.25 φ	15 Ts	螺线管绕组
8	绝缘： 聚脂胶带，厚度 t = 0.025 mm，3 层				

	引脚	技术规格	备注
电感量	12 - 2	750 μH ± 10%	60 kHz，1 V
漏感量	1 - 2	6 μH	60 kHz，1 V 短路全部输出引脚

物料清单

项目编号	器件参考	器件编号	数量	说明	生产厂商
1	BD1	DF06S	1	1.5 A/600 V 桥式二极管	飞兆半导体
2	CF1	MPX AC275V 104K	1	104/AC275 V X-电容	Carli
3	CF2	MPX AC275V 473K	1	473/AC275 V X-电容	Carli
4	CS1	C1206C103KDRCTU	1	103/1 kV SMD 电容 3216	Kemet
5	CY1	SCFz2E472M10BW	1	472/250 V Y-电容	Samwha
6	Co1, Co2	KMG 470 μ F / 35 V	2	470 μ F/35 V 电解电容	Samyoung
7	C1	MPE 630V104K 14S	1	104/630 V MPE 薄膜电容	Sungho
8	C2	KMG 22 μ F / 50 V	1	22 μ F/35 V 电解电容	Samyoung
9	C3	C0805C104K5RACTU	1	104/50 V SMD 电容 2012	Kemet
10	C4	C0805C200J5GACTU	1	200/50 V SMD 电容 2012	Kemet
11	C5	C0805C225Z3VACTU	1	225/25 V SMD 电容 2012	Kemet
12	DS1	RS1M	1	1000 V/1 A 超快恢复二极管	飞兆半导体
13	Do1	ES3D	1	200 V/3 A, 快速整流器	飞兆半导体
14	D1	1N4003	1	200 V/1 A, 通用整流器	飞兆半导体
15	F1	SS-5-1A	1	250 V/1 A 保险丝	Bussmann
16	LF1	R10402KT00	1	4 mH 电感, 100	Bosung
17	MOV1	SVC 471 D-07A	1	金属氧化物变阻器	Samwha
18	Q1	FDD5N60NZ	1	600 V/4 A, N 沟道 MOSFET	飞兆半导体
19	RG1, R6	RC1206JR-0710L	2	10 Ω SMD 电阻 3216	Yageo
20	RS1, RS2	RC1206JR-07100KL	2	100 k Ω SMD 电阻 3216	Yageo
21	Rcs1, Rcs2	RC1206JR-071RL	2	1 Ω SMD 电阻 3216	Yageo
22	Rcs3	RC1206JR-072R4L	1	2.4 Ω SMD 电阻 3216	Yageo
23	Ro1	RC1206JR-0720KL	1	20 k Ω SMD 电阻 3216	Yageo
24	R4	RC1206JR-07150KL	1	150 k Ω SMD 电阻 3216	Yageo
25	R1, R2, R3	RC1206JR-0768KL	3	68 k Ω SMD 电阻 3216	Yageo
26	R5	RC1206JR-0724KL	1	24 k Ω SMD 电阻 3216	Yageo
27	T1	RM8 磁芯	1	12 引脚, 变压器	TDK
28	U1	FL7732M_F116	1	Main PSR Controller	飞兆半导体

相关数据表

[FL7732 — 单级 PFC 初级端调节离线 LED 驱动器](#)

[参考设计 — <http://www.fairchildsemi.com/referencedesign/>](#)

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