



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-5076

使用 FL7733A 设计高功率因数反激式转换器，用于带超宽输出电压的 LED 驱动器

介绍

随着高亮度 LED 功效的持续改进，越来越多的照明灯设计为采用 LED，以替代白炽灯、荧光灯、基板灯、筒灯等。LED 驱动器需要高精度输出电流调节功能，因为 LED 的亮度和色彩都取决于 LED 的电流值。同时，高功率因数 (PF) 和低总谐波失真 (THD) 成为 LED 驱动器的关键设计要求。在要求精确输出电流调节的应用中，传统的控制方式是在次级端采用电流感测，这会造成额外的感测损耗。

而 LED 驱动器的初级端调节 (PSR) 可以成为满足国际法规标准的解决方案（如，能源之星），适用于固态照明 (SSL) 产品。PSR 仅通过初级端的电源信息来精确控制输出电流，避免了输出电流感测损耗，且无需次级反馈电路。这使得在小型改装灯具中装入驱动器电路成为

可能，在满足国际法规的同时不会为 SSL 应用增加额外的成本。飞兆的脉宽调制 (PWM) PSR 控制器 FL7733A 可轻松满足 SSL 要求，同时无需外部元件。变压器的磁化电感变化、输入和输出电压变化时，FL7733A 可提供高精度输出电流调节，并为系统可靠性提供强大的保护功能。

该应用指南介绍了采用 FL7733A 的单级反激式 LED 驱动器（带超宽输出电压范围）的实用设计考虑因素。其中包括设计变压器和选择关键元件的具体步骤。设计步骤已通过实验原型转换器进行了验证。图 1 显示使用 FL7733A 的初级端控制反激式 LED 驱动器的典型应用电路。

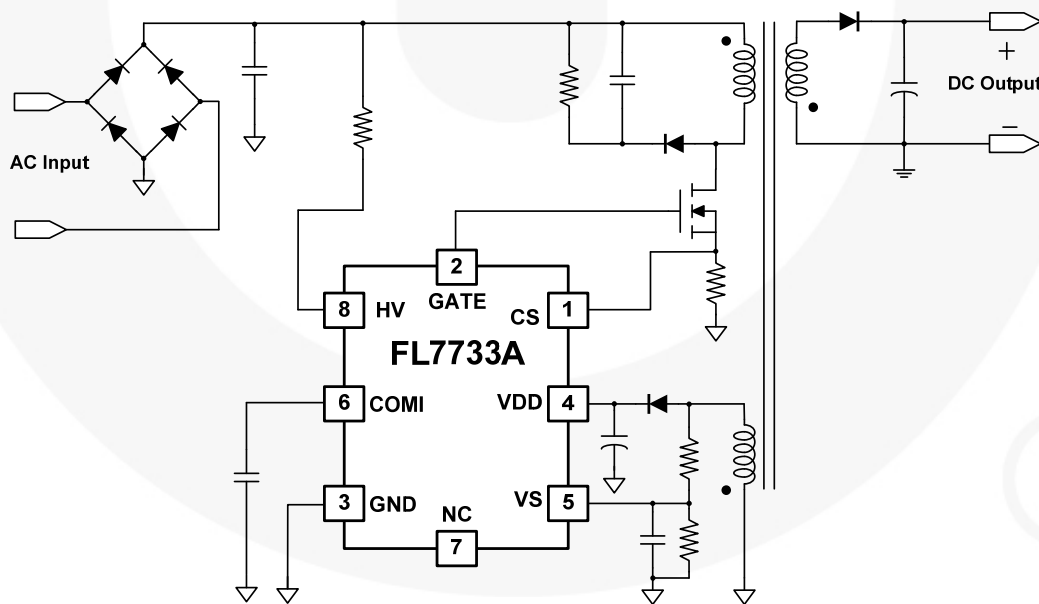


图 1. 典型应用电路

初级端调节的工作原理

一般来说，单级反激式转换器通常采用非连续导通模式 (DCM) 操作，因为这样可以实现较好的输出调节、较高的 PF 和较低的 THD。DCM 反激式转换器的工作原理如下所示：

模式 I

在 MOSFET 导通时间内 (t_{ON})，输入电压 (V_{IN}) 施加在变压器的初级端电感 (L_m) 上。然后，MOSFET 的漏极电流 (I_{DS}) 从零线性增加至峰值 ($I_{DS,PK}$)，如图 3 所示。在此期间，电能从输入获取并存储在电感中。

模式 II

MOSFET (Q) 关断时，变压器中存储的电能使整流二极管 (D) 强制处于导通状态。

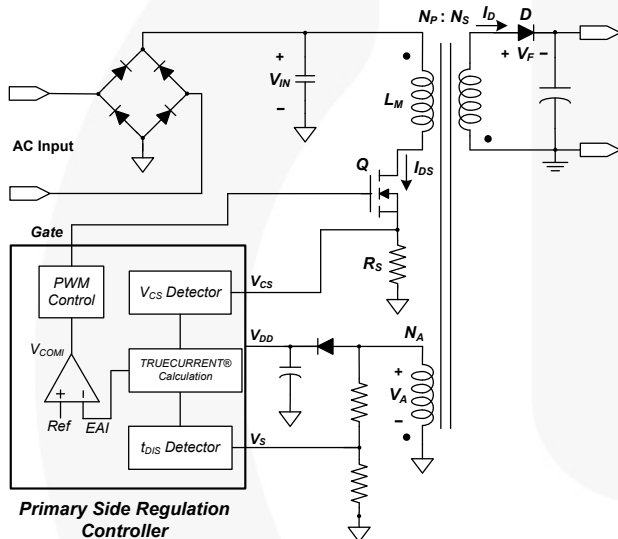


图 2. 初级端调节反激式转换器

当二极管导通时，输出电压 (V_{OUT}) 和二极正向压降 (V_F) 施加在变压器的次级端电感上，二极管电流 (I_D) 呈线性下降，从峰值 ($I_{DS,PK} \cdot N_P/N_S$) 降至零。在电感电流放电时间 (t_{DIS}) 末期，变压器中储存的所有能量均已输送到输出端。

模式 III

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

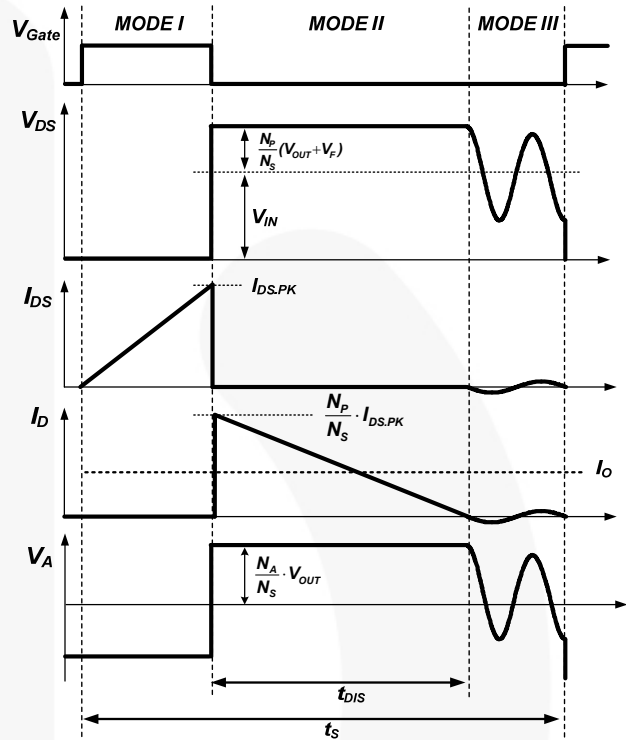


图 3. PSR 反激式转换器的关键波形

由于输出电流与稳态时二极管平均电流相等，因此可以通过峰值漏电流和电感电流放电时间来估算输出电流。漏极电流的峰值由 CS 峰值电压检测器确定，电感电流放电时间 (t_{DIS}) 由 t_{DIS} 检测器感测。有了峰值漏电流、电感电流放电时间和操作开关周期信息，创新性 TRUECURRENT® 计算模块可如下所示估算输出电流：

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_{DIS}}{t_s} \cdot V_{CS} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{1}{R_S} \quad (1)$$

$$\frac{t_{DIS}}{t_s} \cdot V_{CS} = 0.25 \quad (2)$$

$$I_o = 0.125 \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{1}{R_S} \quad (3)$$

设计步骤

本章节以原理图作为参考，介绍采用 FL7733A 的单级反激式 LED 图 1 驱动器的设计步骤。选择 50 W (50 V / 1 A) 输出的离线 LED 驱动器作为设计示例。设计指标如下：

- 输入电压范围：90 ~ 264 V_{AC} 和 50 ~ 60 Hz
- 标称输出电压和电流：50 V / 1.0 A
- 工作输出电压：7 V ~ 55 V
- 最低效率：88%
- 工作开关频率：65 kHz
- 最大占空比：40%

第 1 步：变压器初级端电感选择 (L_m)

FL7733A 以恒定导通和关断时间工作，如图 4 所示。MOSFET 导通时间 (t_{ON}) 和开关周期 (t_s) 为恒定时，I_{IN} 与 V_{IN} 成正比，可实现高功率因数。

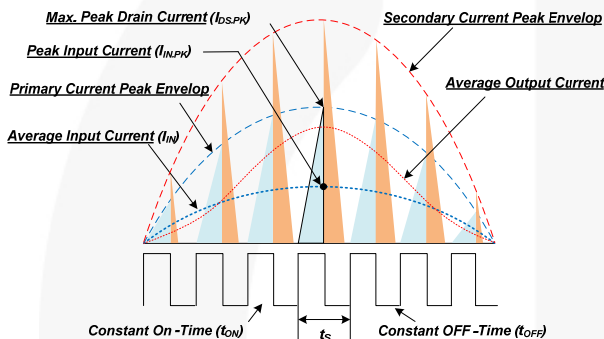


图 4. 理论波形

由于恒定值 t_{ON} 和 t_s，假定采用 FL7733A 的单级反激式在 DCM 下工作。在 t_{ON} 期间，输入电压应用于磁化电感 (L_m)，在 L_m 中充入磁场能量。因此，MOSFET 在线路电压的峰值产生最大峰值开关电流 (I_{DS,PK})，如图 4 所示。峰值输入电流 (I_{IN,PK}) 也显示在一个线路周期的峰值输入电压中。确定最大 t_{ON} 之后，在最小线路输入电压和满载条件下获得 MOSFET 的 I_{DS,PK}，计算方法如下：

$$I_{DS,PK} = \frac{t_{ON} \cdot V_{IN,PK}}{L_m} \quad (4)$$

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

利用公式 (4)，通过可得出峰值输入电流：

$$I_{IN,PK} = \frac{1}{2} \cdot (t_{ON}) \left(\frac{V_{IN,PK}}{L_m} \cdot t_{ON} \right) \cdot f_s \quad (5)$$

I_{IN,PK} 和 V_{IN,PK} 可通过如下方式计算：

$$I_{IN,PK} = \sqrt{2} \cdot I_{IN,rms} \quad (6)$$

$$V_{IN,PK} = \sqrt{2} \cdot V_{IN,rms} \quad (7)$$

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

需要 t_{ON} 值来计算所需的 L_m 值。采用公式 (5) ~ (7)，导通时间 t_{ON} 可由下式获得：

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

输入功率如下：

$$P_{IN} = I_{IN,rms} \cdot V_{IN,rms} = \frac{P_o}{\eta} \quad (9)$$

利用公式 (8) 和 (9)，L_m 值可由下式获得：

$$L_m = \frac{\eta \cdot (V_{IN,rms})^2 \cdot f_s \cdot t_{ON}^2}{2P_o} \quad (10)$$

(设计示例) 最小输入电压为 90 V_{AC} 时，在满载条件下出现最大 t_{ON}。可通过最大占空比计算得出工作频率 65 kHz 时的最大 t_{ON}，磁化电感可由下式获得：

$$L_m = \frac{0.88 \times 90^2 \times 65 \times 10^3 \times (6.2 \times 10^{-6})^2}{2 \times 50} = 175 \mu H$$

在标称输出功率时的 MOSFET 漏极峰值电流可由下式获得：

$$I_{DS,PK} = \frac{6.2 \times 10^{-6} \times \sqrt{2} \times 90}{175 \times 10^{-6}} = 4.51 A$$

第 2 步：感测电阻和 nPS 选择

FL7733A 采用 TRUECURRENT[®] 计算方法来实现恒定输出电流 (I_O) 调节，如公式 (1) 定义。输出电流与变压器初级和次级绕组之间的匝数比 n_{ps} 成正比，与感测电阻值 (R_s) 成反比。FL7733A 通过检测 V_{CS} 实施逐周期限流以保护系统，避免 LED 短路或过载。因此，V_{CS} 电平需要处理额定系统功率，而且不能触发限流保护。一般需要设置逐周期限流电平（典型值：0.85 V）在满载条件下比 CS 峰值 (V_{CS,PK}) 高 15 ~ 20%。MOSFET 峰值电流 (I_{SW,PK}) 转换为 V_{CS,PK}：

$$V_{CS,PK} = I_{SW,PK} \cdot R_s \quad (11)$$

根据公式 (3)，初级至次级端匝数比由感测电阻和输出电流确定：

$$n_{ps} = \frac{I_o \times R_s}{0.125} \quad (12)$$

(设计示例) V_{CS,PK} 设为 0.85 V 时，感测电阻值和 n_{ps} 可由下式获得：

$$R_s = \frac{V_{CS,PK}}{I_{SW,PK}} = \frac{0.85}{4.51} = 0.188 \Omega$$

$$n_{ps} = \frac{1 \times 0.19}{0.125} = 1.52$$

第 3 步: n_{AS} 和 n_{AP} 选择

V_{DD} 电压为 23 V 时, 由于过压保护 (OVP), FL7733A 停止开关操作。因此, n_{AS} 和 n_{AP} 可通过下式确定:

$$n_{AS} = \frac{V_{DD,OVP}}{V_{O,OVP}} = \frac{23}{V_{O,OVP}} \quad (13)$$

$$n_{AP} = \frac{n_{AS}}{n_{PS}} \quad (14)$$

其中, n_{AS} 是变压器的辅助至次级匝数比, n_{AP} 是辅助至初级匝数比。

(设计示例) 如果输出过压电平设为 56 V, 则 n_{AS} 可由下式获得:

$$n_{AS} = \frac{23}{56} = 0.41$$

$$n_{AP} = \frac{0.41}{1.52} = 0.27$$

第 4 步: 变压器设计

初级匝数由法拉第定律决定。通过初级绕组的最小线路输入电压峰值和最大导通时间来确定 $N_{p,min}$ 。可避免磁芯饱和的变压器初级端最小匝数可由下式给出:

$$N_{p,min} = \frac{V_{IN,min,pk} \cdot t_{ON}}{B_{sat} \cdot A_e} \quad (15)$$

其中, A_e 是磁芯横截面积, 单位是 mm^2 , B_{sat} 是特斯拉中的饱和通量密度。

由于饱和通量密度随温度升高而下降, 因此, 如果是在封闭情况下使用变压器, 应考虑高温特性。

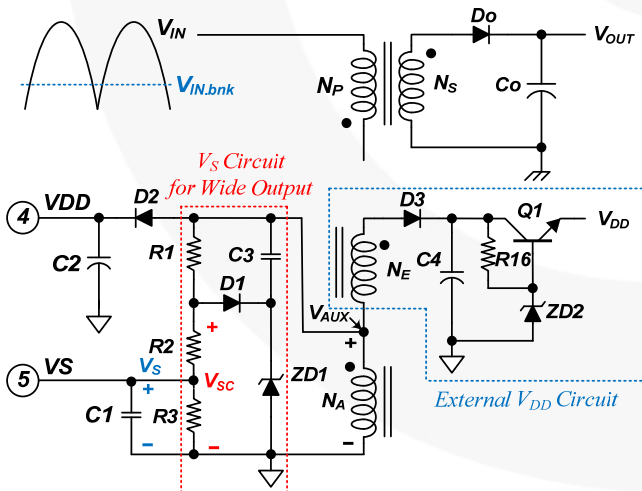


图 5. 宽输出电压范围的 VS 电路

由于 FL7733A 的 V_{DD} 工作范围是 8.75 ~ 23 V, 因此, 如果输出电压低于 $V_{OUT-UVLO}$ ($8.75 \times N_S/N_A$), 则触发 UVLO, MOSFET 开关将关断。因此, 应提供合适的 V_{DD} 以防在宽输出电压范围 7 ~ 55 V 中触发 UVLO。 V_{DD} 可通过添加额外绕组 N_E 来供电, 而 V_{DD} 电路包含一个电压调节器, 如图 5 所示。 N_E 的设计应使 V_{DD} 不会在最小输出电压 ($V_{min,OUT}$) 时触发 UVLO。外部绕组 N_E 可由下式计算得出:

$$N_E > \frac{(8.75 + V_{CE,Q1} + V_{F,D3})}{(V_{F,D0} + V_{min,OUT})} \times N_S - N_A \quad (16)$$

其中 $V_{CE,Q1}$ 是 Q1 的集电极-发射极饱和电压, $V_{F,D3}$ 是 D3 的正向电压, $V_{F,D0}$ 是 D0 在最小输出电压时的正向电压。

(设计示例) 为变压器选择 PQ3220 磁芯, 避免磁芯饱和的变压器初级绕组最小匝数根据下式给出:

$$N_{p,min} = \frac{\sqrt{2} \cdot 90 \times 6.2 \times 10^{-6}}{0.22 \times 141 \times 10^{-6}} = 25.3$$

如果选择了 N_p 裕量约为 5% ~ 10% 以避免磁芯饱和:

$$N_p = 25.3 \times 1.1 = 27.8$$

若初级端匝数 (N_p) 确定为 28, 则次级端匝数为 (N_s):

$$N_s = 28 \div 1.52 = 18.4$$

若次级端匝数 (N_s) 确定为 19, 则辅助绕组匝数 (N_A) 可由下式获得:

$$N_A = 19 \times 0.41 = 7.79$$

N_A 确定为 8。

如果 $V_{CE,Q1}$ 和 $V_{F,D3}$ 分别设为 0.5 V 和 0.7 V, 假定 $V_{F,D0}$ 在最小输入电压 7 V 时为 1 V, 则外部绕组 N_E 可由下式获得:

$$N_E > \frac{(8.75 + 0.5 + 0.7)}{(1 + 7)} \times 19 - 8 = 15.6$$

N_E 确定为 16。

第 5 步：用于宽输出范围的 V_S 电路

选择 R_1 、 R_2 和 R_3 时，首先应考虑的是，在二极管电流电感时间的末期， V_S 应为 2.45 V，以便在额定功率下以 65 kHz 开关频率工作。其次考虑 V_S 消隐，如下文所述。输出电压由辅助绕组和电阻分压器（与 V_S 引脚连接）确定，如图 5 所示。但是，在没有直流母线电容的单级反激式转换器中，辅助绕组电压无法箝位以反映整个输入线路周期的输出电压，这是因为 L_m 电流较小，引发 V_S 电压感测错误，如图 6 所示。频率在线路电压的过零点快速下降，这可导致 LED 灯闪烁。为了在整个正弦线路电压中保持恒定的频率，通过感测辅助绕组，当发现线路电压低于特定电平时， V_S 消隐禁用 V_S 采样。

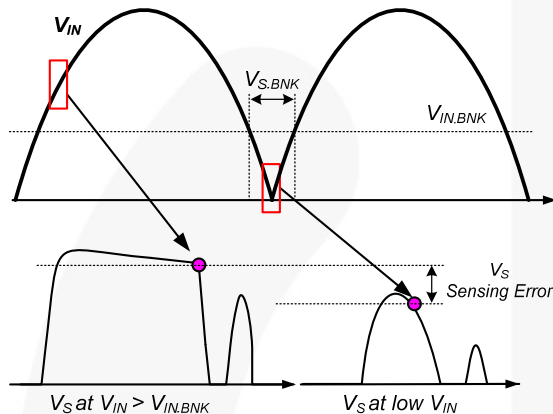


图 6. V_S 波形

在宽输出应用中，通常情况下， V_S 电平应保持在 0.6 至 3 V 之间以避免触发 SLP 和 V_S OVP。采用额外的 V_S 电路即可实现这一要求，如图 5 所示。

考虑到高开关频率、≤50% 的额定输出电压和 $V_{IN, bnk}$ 的 V_S 消隐电平，齐纳二极管电压 (V_{ZD1})、 R_1 、 R_2 和 R_3 可由下式计算得出：

$$V_{ZD1} < (V_{DD, OVP} \times 0.5) - V_{F, D1} \quad (17)$$

其中， $V_{F, D1}$ 是与齐纳二极管 ZD1 串联的 D1 的正向电压。

根据齐纳二极管调节范围及其额定功率，可以选择 R_1 以将齐纳二极管的电流 I_{ZD1} 限制为 10 mA：

$$R_1 = \frac{(V_{DD, OVP} - V_{SC})}{10mA} \quad (18)$$

其中， V_{SC} 是 D1 和 ZD1 的箝位电压。

$$R_2 = n_{AP} \times \frac{V_{IN, bnk}}{I_{VS, bnk}} - R_1 \quad (19)$$

其中， $V_{IN, bnk}$ 是用于 V_S 消隐的线路电压电平， $I_{VS, bnk}$ 是 V_S 消隐的电流电平。

$$R_3 \geq \frac{R_2 \times 2.45}{V_{SC} - 2.45} \quad (20)$$

（设计示例）分压器网络确定如下：

$$V_{ZD1} < (23 \times 0.5) - 0.7 = 10.8$$

V_{ZD1} 确定为 10 V，假定 $V_{F, D1}$ 是 0.7 V， R_1 可由下式计算得出：

$$R_1 = \frac{23 - 10 + 0.7}{10 \times 10^{-3}} = 1.23 \text{ k}\Omega$$

R_1 可选择为 1.2 k Ω 。如果 $V_{IN, bnk}$ 和 $I_{VS, bnk}$ 分别是 50 V 和 90 μ A，则 R_2 可由下式计算得出：

$$R_2 = \frac{8 \times 50}{28 \times 90 \times 10^{-6}} - 1.2 \text{ k}\Omega = 157.53 \text{ k}\Omega$$

如果 R_2 确定为 160 k Ω ，则 R_3 可由下式计算得出：

$$R_3 \geq \frac{160 \times 2.45}{10 + 0.7 - 2.45} = 47.51 \text{ k}\Omega$$

R_3 可选择为 51 k Ω 。

选择了 R_3 之后，应检查 V_S 电平，通过 R_3 的 V_S 电压在最小输出电压 7 V 时是否超过 0.6 V，如所示：

$$V_S = \frac{(N_A + N_E)}{N_S} \cdot (7V + V_{F, D1}) \cdot \left(\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \right) > 0.6V$$

如果 V_S 低于 0.6 V，需要通过公式来减少齐纳二极管电压 V_{ZD1} 并增加 R_3 值 (17)(20)。

建议将旁路电容 C_1 （5 ~ 10 pF）紧密地放置在 V_S 与 GND 引脚之间，以避免开关噪声。电容值可能影响恒定电流调节。如果选择了很高的 V_S 电容，那么，与小型 V_S 电容相比，放电时间 t_{DIS} 将更长，输出电流将更低。

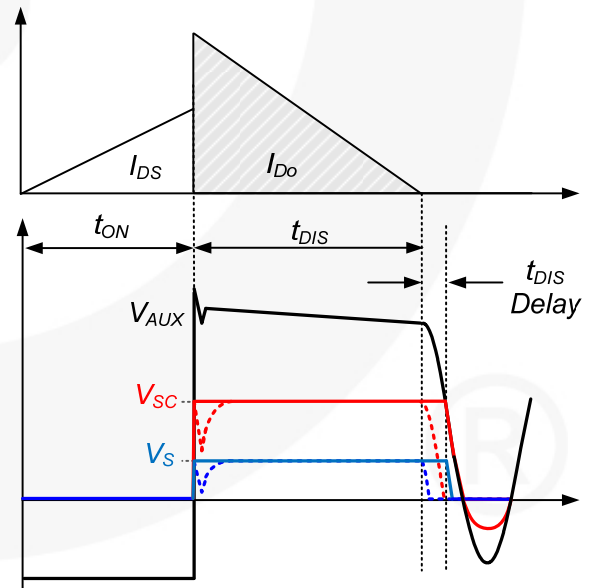


图 7. 用于 t_{DIS} 检测的 V_S 波形

在宽输出电压范围内的 V_S 电路中，还需额外考虑 t_{DIS} 延迟（当辅助绕组两端的 V_{AUX} 箝位至 V_{SC} 时， V_{AUX} 和 V_{SC} 之间的压差导致），如图 7 所示。此延迟持续至 V_{AUX} 与 V_{SC} 相同，可能影响恒定输出电流调节。可通过添加电容 C_9 来消除延迟（在辅助绕组和齐纳二极管的阴极 ZD1 之间添加）。 V_{AUX} 通过电容电压 V_{C3} 和 V_{ZD1} 在栅极关断时进行分压。这时， V_{C3} 保持其原有电压，无需瞬时放电，但 V_{ZD2} 在二极管电流 I_D 达到零时降至 $V_{AUX} - V_{C3}$ 。因此， V_S 可接续 V_{AUX} ，如图 7 中虚线所示。应根据谐振频率（通过磁化电感 L_m 和 MOSFET C_{OSS} 之间的谐振确定）选择合适的 C_3 值。此应用中所用的 330 pF 通过尝试-错误选择。其值可由下式获得：

$$C_3 = \frac{300 \text{ kHz}}{f_r} \cdot 330 \text{ pF} \quad (21)$$

其中 f_r 是谐振频率，由 C_{OSS} 和 L_m 之间的谐振确定。

第 6 步：计算开关器件的电压和电流

初级端 MOSFET：在确定变压器匝数比时，已对 MOSFET 的电压应力进行了讨论。假定考虑以漏极电压过冲为特定电压 V_{OS} ，则最大漏极电压为：

$$V_{DS(max)} = V_{IN,max.pk} + \frac{N_P}{N_S} (V_{O,OV} + V_{F,D0}) + V_{OS} \quad (22)$$

其中， $V_{IN,max.pk}$ 是最大线路峰值电压， V_{OS} 是漏极电压过冲。通过 MOSFET 的 rms 电流 ($I_{SW,rms}$) 可由下式给出：

$$I_{DS,rms} \approx I_{pk} \cdot \sqrt{\frac{t_{ON} \cdot f_s}{6}} \quad (23)$$

（设计示例） 假定漏极电压过冲约为 100 V，则通过 MOSFET 的最大漏极电压可由下式计算得出：

$$V_{DS(max)} = 265 \times \sqrt{2} + \frac{28}{19} \times (56 + 1) + 100 = 559 \text{ V}$$

通过 MOSFET 的均方根电流为：

$$I_{DS,rms} \approx 4.51 \times \sqrt{\frac{6.2 \times 10^{-6} \times 65 \times 10^3}{6}} = 1.17 \text{ A}$$

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：

$$V_D = V_O + \frac{N_S}{N_P} \cdot V_{in,max.pk} \quad (24)$$

$$I_{D,rms} \approx I_{SW,rms} \times \sqrt{\frac{V_{in,min.pk}}{2 \times V_{RO}}} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (25)$$

（设计示例） 二极管电压和电流可由下式获得：

$$V_D = 56 + \frac{19}{28} \times 265 \times \sqrt{2} = 310 \text{ V}$$

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

第 7 步：设计初级端的 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，必须使用额外的网络来箝位电压。RCD 缓冲器电路和波形如图 8 所示。RCD 缓冲器网络通过在 MOSFET 漏极电压超过缓冲器阴极电压时导通缓冲器二极管 (D_{SN}) 来吸收漏极电感中的电流。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。电解或钽电容是不可接受的，原因如下。

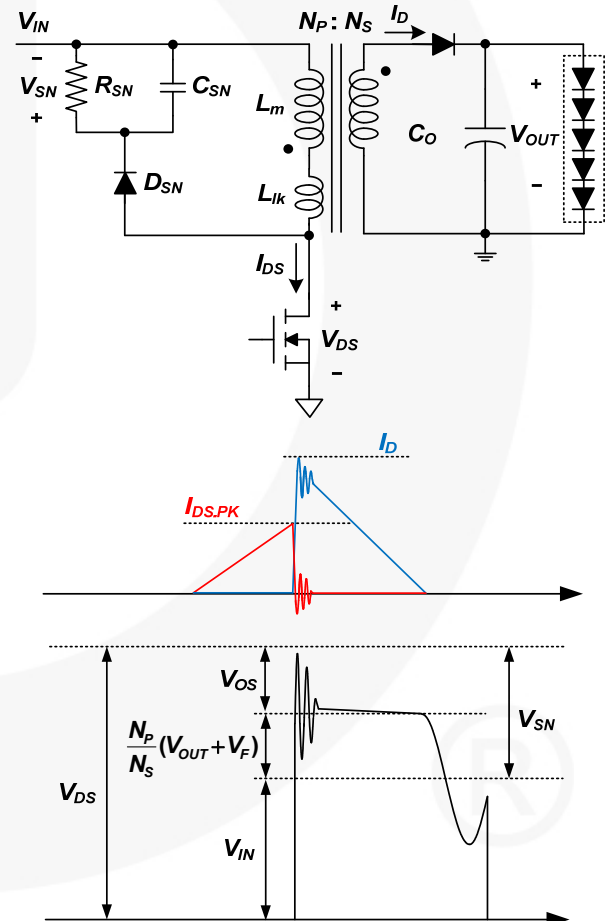


图 8. 缓冲器电路和波形

在满载条件下的缓冲器电容电压可由下式给出：

$$V_{SN} = V_{RO} + V_{OS} \quad (26)$$

缓冲网络所耗散的功率可由下式得出：

$$P_{SN} = \frac{V_{SN}^2}{R_{SN}} = \frac{1}{2} L_{lk} \cdot I_{DS,PK}^2 \cdot \frac{V_{SN}}{V_{SN} - V_{RO}} \cdot f_s \quad (27)$$

其中， L_{lk} 是漏极电感， V_{SN} 是缓冲器在满载时的电容电压， R_{SN} 是缓冲器电阻。

漏极电感在使其它绕组短路时的初级绕组开关频率上测量。应该根据功耗来选择具有合适额定功率缓冲电阻。

缓冲电容电压的最大纹波可由下式得出：

$$\Delta V_{SN} = \frac{V_{SN}}{C_{SN} \cdot R_{SN} \cdot f_s} \quad (28)$$

一般来说，所选电容电压的 5 ~ 20% 纹波是合理的。在此缓冲器设计中，不考虑电感放电损耗和杂散电容。

（设计示例） 由于漏极电压的电压过冲设为与所反映的输出电压相同，因此，缓冲器电压可由下式获得：

$$V_{SN} = V_{RO} + V_{OS} = 200 \text{ V}$$

漏极电感测量为 3 μH 。则缓冲网络中的损耗计算如下：

$$P_{SN} = \frac{1}{2} \times 5 \times 10^{-6} \times 4.56^2 \times \frac{200}{200 - 84} \times 65 \times 10^3 = 3.48 \text{ W}$$

$$R_{SN} = \frac{200^2}{3.48} = 11.45 \text{ k}\Omega$$

如需缓冲器电压为 15% 纹波 (200 V)：

$$C_{SN} = \frac{200}{0.15 \times 200 \times 12 \cdot 10^3 \times 65 \cdot 10^3} = 8.9 \text{ nF}$$

PCB 布局指南

电源转换器 PCB 布局的重要性等同于电路设计，因为高寄生电感或电阻的 PCB 布局会产生大量开关噪声，使系统不稳定。PCB 的设计应最小化开关噪声进入控制信号的耦合。

1. 信号地和电源地应分开，并且只能在一个位置上相连（GND 引脚），避免接地环路噪声。从整流桥二极管到检测电阻的电源接地路径应短而宽。
2. 栅极驱动电流路径 ($GATE - R_{GATE} - MOSFET - R_{CS} - GND$) 应尽可能短。
3. 控制引脚元件（如 C_{COM1} 、 C_{VS} 和 R_{VS2} ）位置应靠近各自所分配的引脚以及信号地。
4. 与 MOSFET 漏极和 RCD 缓冲器有关的高压走线应远离控制电路，以防止不必要的干扰。
5. 如果散热片用于 MOSFET，则将此散热片连接到电源接地。
6. 辅助绕组接地应比控制引脚元件的接地更靠近 GND 引脚。

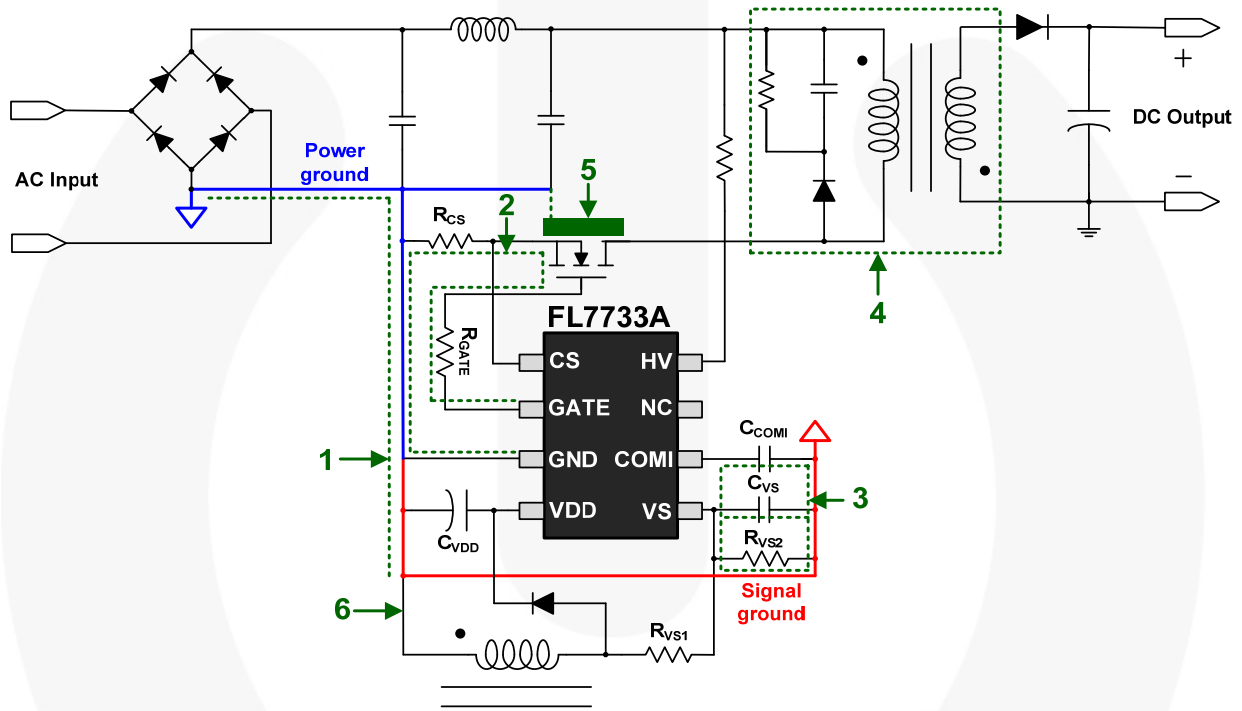


图 9. 布局示例

实验室说明

更改或焊接/去焊接电源之前，可通过外部泄放电阻对初级电容放电。否则，在此过程中 PWM IC 可能会被外部高电压所破坏。该器件对静电放电 (ESD) 敏感。要提高

产品收得率，生产线应根据 ANSI ESD S1.1、ESD S1.4、ESD S7.1、ESD STM 12.1 和 EOS/ESD S6.1 提供 ESD 保护特性。

设计实例的原理图

图 10 显示 50 W LED 驱动器设计示例的原理图。变压器采用 A PQ3220 磁芯。图 11 显示变压器信息。

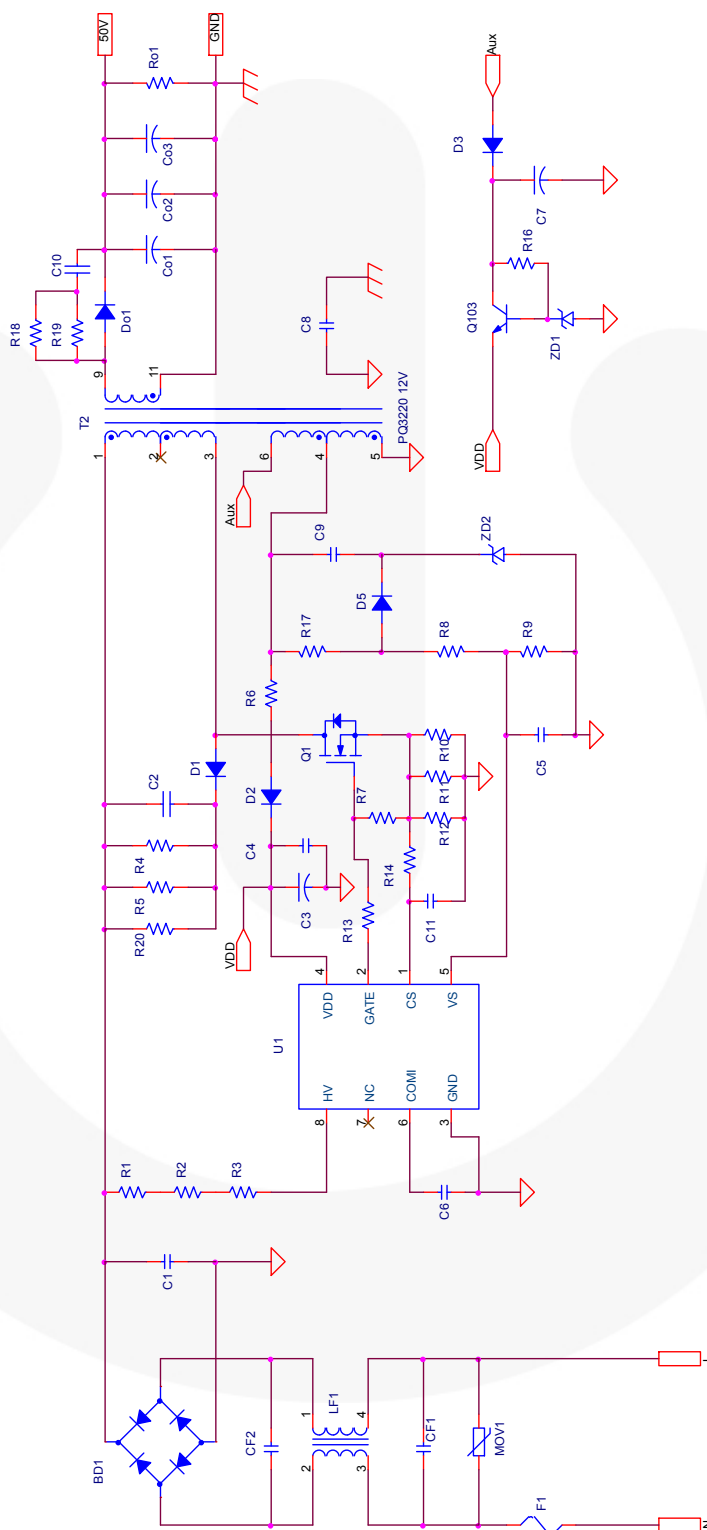


图 10. FL7733A 50 W 设计示例原理图

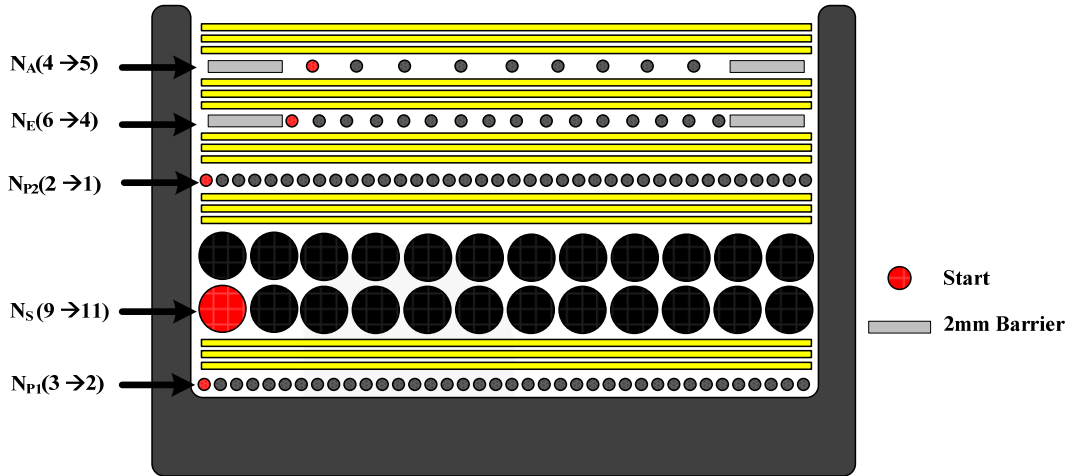


图 11. 变压器绕组结构

表 1. 绕组规格

否	绕组	引脚 (S → F)	引线	匝数	绕线方式
1	NP1	3 → 2	0.45 φ	17 Ts	螺线管绕制
2	绝缘: 聚酯胶带 t = 0.025 mm, 3 层				
3	NS	9 → 11	0.7 φ (TIW)	19 Ts	螺线管绕制
4	绝缘: 聚酯胶带 t = 0.025 mm, 3 层				
5	NP2	2 → 1	0.45 φ	11 Ts	螺线管绕制
6	绝缘: 聚酯带 t = 0.025 mm, 3 层				
7	NE	6 → 4	0.25 φ	16 Ts	螺线管绕制
8	绝缘: 聚酯胶带 t = 0.025 mm, 3 层				
9	NA	4 → 5	0.25 φ	8 Ts	螺线管绕制
10	绝缘: 聚酯带, t = 0.025 mm, 3 层				

表 2. 电气特性

	引脚	规格	备注
电感量	1 – 3	170 μH ±10%	60 kHz, 1 V
漏感量	1 – 3	5 μH	60 kHz, 1 V, 所有输出引脚短路

材料清单

项目编号	器件参数	器件编号	数量	描述	生产厂商
1	BD1	G3SBA60	1	4 A/600 V, 桥式二极管	Vishay
2	CF1	MPX AC275V 474K	1	470 nF/275 V _{AC} , X 电容	Carli
3	CF2	MPX AC275V 224K	1	220 nF/275 V _{AC} , X 电容	Carli
4	Co1, Co2, Co3	KMG 470 μ F / 63 V	3	470 μ F/63 V, 电解电容	Samyoung
5	C1	MPE 630 V 334K	1	330 nF/630 V, MPE 薄膜电容	Sungho
6	C2	C1206C103KDRCTU	1	10 nF/630 V, SMD 电容 1206	Kemet
7	C3	KMG 10 μ F / 35 V	1	10 μ F/35 V, 电解电容	Samyoung
8	C4	C0805C104K5RACTU	1	100 nF/50 V, SMD 电容 2012	Kemet
9	C5	C0805C519C3GACTU	1	5.1 pF/25 V, SMD 电容 2012	Kemet
10	C6	C0805C205J3RACTU	1	2.2 μ F/25 V, SMD 电容 2012	Kemet
11	C7	KMG 1 μ F / 50 V	1	1 μ F / 50 V, 电解电容	Samyoung
12	C8	SCFz2E472M10BW	1	4.7 nF/250 V, Y 电容	Samwha
13	C9	C1206C331K5RACTU	1	330 pF/630 V, SMD 电容 1206	Kemet
14	C10	C1206C471KDRCTU	1	470 pF/630 V, SMD 电容 1206	Kemet
15	C11	C0805C101C3GACTU	1	100 pF/25 V, SMD 电容 0805	Kemet
16	Do1	FFPF08H60S	1	600 V/8 A, 超高速整流器	飞兆
17	D1, D3	RS1M	2	1000 V/1 A, 超高速恢复二极管	飞兆
18	D2	1N4003	1	200 V/1 A, 通用整流器	飞兆
19	D5	LL4148	1	100 V/0.2 A, 小信号二极管	飞兆
20	F1	250 V / 2 A	1	250 V/2 A, 保险丝	Bussmann
21	LF1	B82733F	1	40 mH 共模电感	EPCOS
22	MOV1	SVC681D-10A	1	金属氧化物变阻器	Samwha
23	Q1	FCPF400N80Z	1	800 V / 400 m Ω , N 沟道 MOSFET	飞兆
24	Q103	KSP42	1	高压 NPN 晶体管	飞兆
25	Ro1	RC1206JR-0727KL	1	27 k Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
26	R1, R7	RC1206JR-0710KL	2	10 k Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
27	R2, R3	RC1206JR-0715KL	2	15 k Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
28	R4, R5, R20	RC1206JR-07100KL	3	100 k Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
29	R6, R15	RC1206JR-0710RL	2	10 Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
30	R8	RC0805JR-07160KL	1	160 k Ω , SMD 电阻 0805	Yageo
31	R9	RC0805JR-0727KL	1	56 k Ω , SMD 电阻 0805	Yageo
32	R10	RC1206JR-070R2L	1	0.2 Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
33	R11, R12	RC1206JR-073RL	2	3.0 Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
34	R13	RC0805JR-0710RL	1	10 Ω , SMD 电阻 0805	Yageo
35	R14	RC0805JR-07510RL	1	510 Ω , SMD 电阻 0805	Yageo
36	R16	RC1206JR-0730KL	1	30 k Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
37	R17	RC1206JR-071KL	1	1.0 k Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
38	R18, R19	RC1206JR-07300RL	2	300 Ω , SMD 电阻 1206	Yageo
39	T2	PQ3220	1	PQ 磁芯, 12 引脚变压器	TDK
40	U1	FL7733A	1	主 PSR 控制器	飞兆
41	ZD1	15 V	1	15 V 齐纳二极管	飞兆
42	ZD2	10 V	1	10 V 齐纳二极管	飞兆

设计示例的实验结果

为了在本应用指南中展示设计步骤的有效性，我们构建并测试了设计示例中所述的转换器。

图 12 显示在最小和最大线路电压条件下的正常工作波形。输入电流波形是正弦，可通过 DCM 控制来实现高 PF 和低 THD 性能。

图 13 显示最小输入条件下的主要波形。在第 1 步中设计的变压器电感的导通时间和漏极峰值电流分别是 $6.2\ \mu\text{s}$ 和 $4.5\ \text{A}$ 。

图 14 显示在整个线路和输出电压范围时所测量的 CC 容差。在通用线路额定输出电压时的 CC 低于 $\pm 0.3\%$ ，整个线路和超宽输出电压范围 ($7\ \text{V} \sim 55\ \text{V}$) 中的总 CC 调节是 $\pm 1.76\%$ 。

图 15 显示在额定负载条件下测得的 PF 和 THD。在通用线路中，PF 可超过 0.9，THD 可低于 7%。

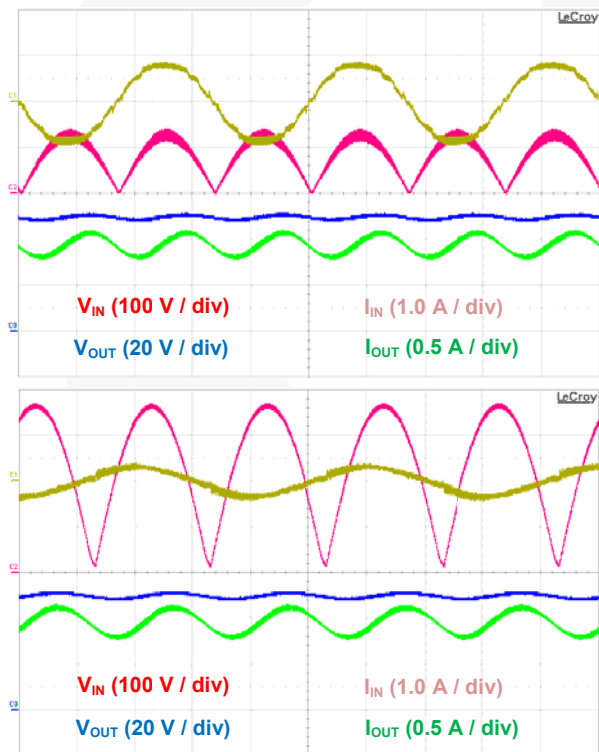


图 12. 输入和输出波形

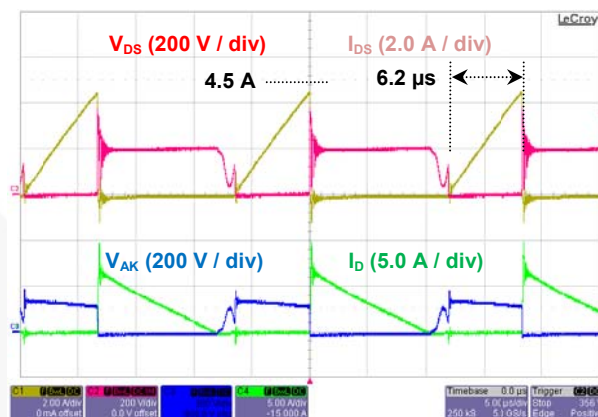


图 13. 在最小线路电压条件下的工作波形

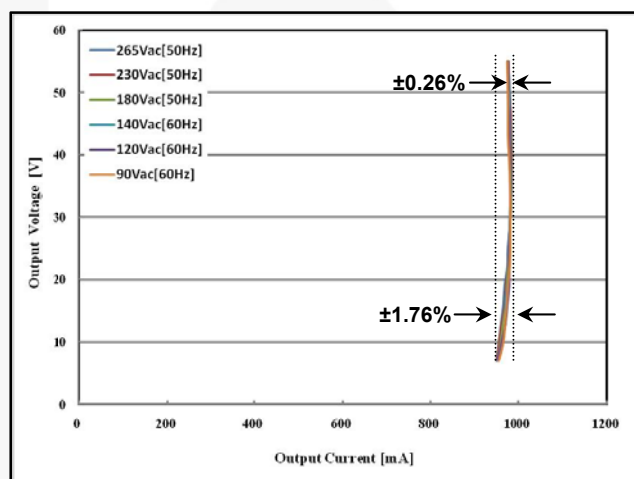


图 14. CC 容差

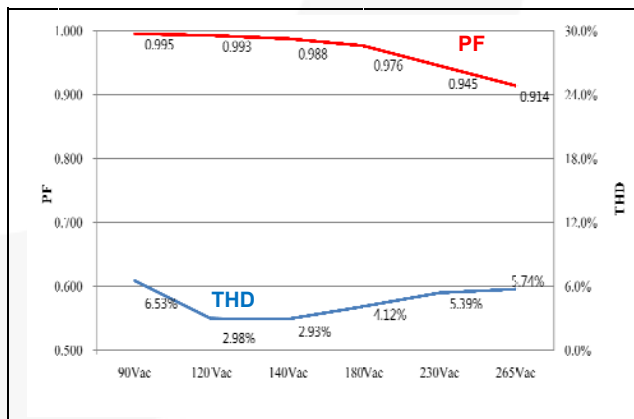


图 15. PF 和 THD

相关产品资源

[FL7733A — 初级端调节 LED 驱动器（带功率因数校正）](#)

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