



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-9736

使用 70W LED 照明的 FL6961 和 FL6300A AC-DC 转换器设计指南

总结

本应用指南介绍采用 FL6961 和 FL6300A 的功率因数校正 (PFC) 电路和高功率转换效率的设计策略。根据 LED 照明应用每个驱动器的设计指南和各项功能, 本文通过设计实例及其详细参数说明性能表现。

引言

图 1 中给出了典型的应用电路, 其中 BCM PFC 转换器位于电路前级, 准谐振 (QR) 反激式转换器位于电路后级。对于 75~200 W 的应用, 采用单开关结构, 并运行在 BCM 和 QR 模式下, FL6961 和 FL6300A 能够提供最佳性能, 并以相对较低成本获得较高效率。相比连续传导模式 (CCM) 升压 PFC 转换器, BCM 升压型 PFC 转换器能够获得较高的效率, 且成本较低。该优势主要源于消除了升压二极管的反向恢复损耗, 并且升压开关

采用了零电压切换 (ZVS) 或接近 ZVS (也称为波谷切换, 或谷值切换)。与带有波谷开关的传统硬开关转换器相比, 直流-直流转换 QR 反激式转换器具有较高的效率。

FL6961 提供受控导通时间来调节输出 DC 电压, 实现自然功率因数校正。开关的最大导通时间可编程设定, 以确保交流欠压期间的安全运行。FL6300A 确保电源系统在宽范围线路电压中以准谐振模式运行, 并能够减少开关损耗, 从而最大程度地降低功率 MOSFET 漏极的开关电压。为了最大限度地降低待机功耗和提高轻载效率, 该器件采用了专有的绿色模式功能, 提供关断时间调制以减小开关频率并扩大波谷电压切换范围, 从而保持最低开关电压。

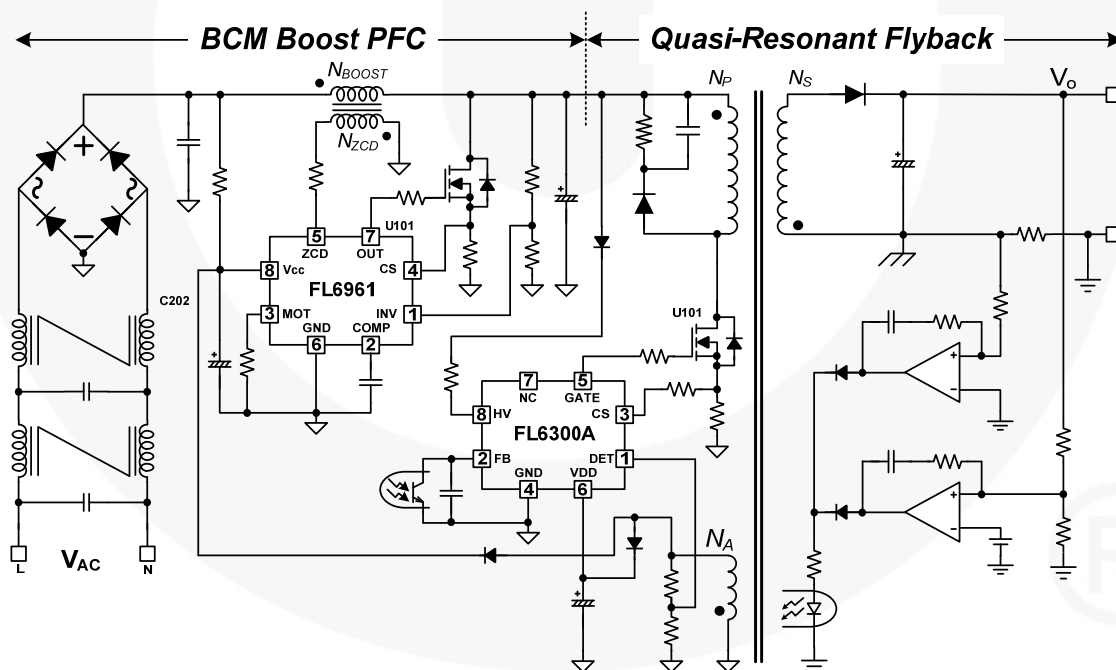


图 1. 典型应用电路

1. BCM 升压 PFC 转换器的基本工作原理

图 2、图 3 和图 4 显示了典型升压转换器及其工作波形。

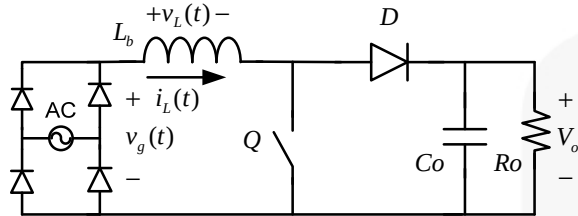


图 2. 升压转换器

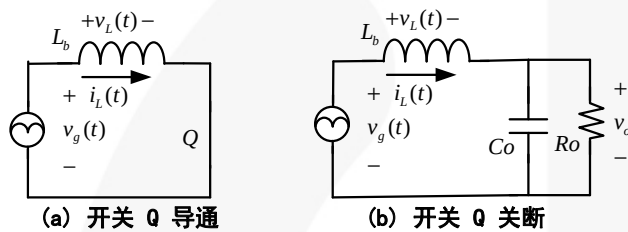


图 3. 升压转换器的开关顺序

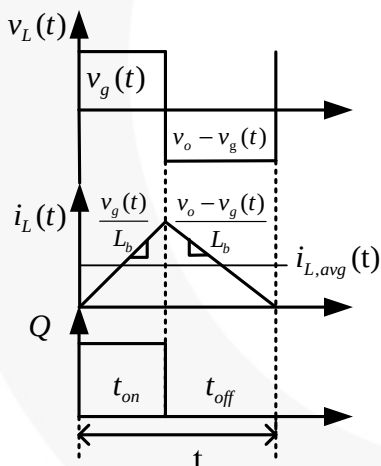


图 4. 升压转换器的一个周期波形

1.1. 工作原理

当 Q 导通时，整流二极管 D 反向偏置并且输出电容 Co 提供负载电流。整流 AC 线路输入电压 $V_g(t)$ 施加于电感 L_b ，因此电感电流 i_L 线性增大，并且可用以下方程式表示：

$$I_L(t_{on}) = \frac{V_g(t)}{L_b} \quad (1)$$

当 Q 关断时，电压 $V_o - V_g(t)$ 施加于电感 L_b ，并且电感 L_b 的极性颠倒。二极管 D 在该级正向偏置。存储在电

感 L_b 中的能量传输至电源负载电流和输出电容 C_o 。电感电流 i_L 可以用以下方程式表示：

$$I_L(t_{off}) = \frac{V_o - V_g(t)}{L_b} \quad (2)$$

功率 MOSFET Q 的导通时间由监控预调节器输出电压的误差信号放大器的输出决定。通过一个低带宽误差信号放大器，反馈信号在半个交流周期中几乎恒定，导致在特定交流电压和特定输出功率下的功率 MOSFET 具有固定的导通时间。因此，峰值电感电流 I_{Lpk} 自动跟随输入电压 $V_g(t)$ ，图 5 实现一个自然功率因数校正机制。显示了半个交流周期中典型的电感电流波形。

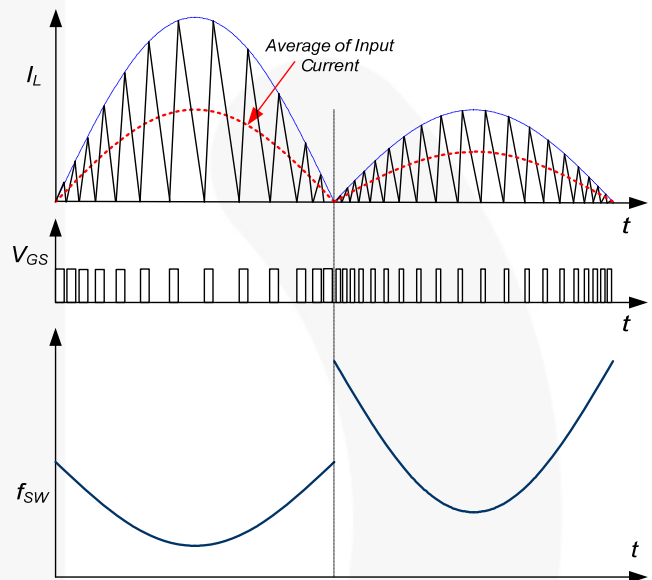


图 5. 受控导通时间电感电流波形

参考图 4，在一个开关周期内，平均电感电流 $I_{L,ave}(t)$ 可以根据电感电流三角波形的平均面积计算得出：

$$I_{L,avg}(t) = \left[V_g(t) + \frac{V_g(t)^2}{V_o - V_g(t)} \right] \times \frac{\left[\frac{t_{on}}{T_s} \right]^2}{2 \cdot L_b} \cdot T_s \quad (3)$$

2. 准谐振反激式转换器的工作原理

准谐振反激式转换器拓扑可由传统方波、脉宽调制 (PWM) 和反激式转换器组成, 无需其它元件。图 6 和图 7 显示了准谐振反激式转换器的简易电路图及其典型波形。

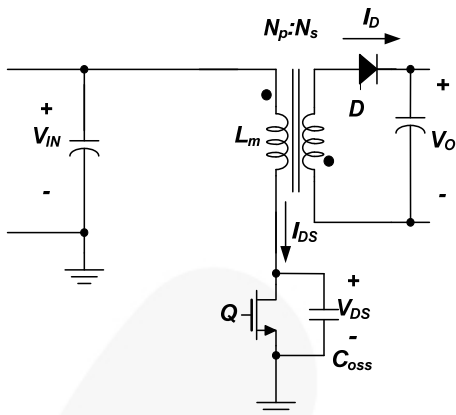


图 6. 准谐振反激式转换器原理图

2.1. 工作原理

- 在 MOSFET 导通期间 (t_{ON})，输入电压 (V_{IN}) 被施加到初级端电感 (L_m) 两端。MOSFET 电流 (I_{DS}) 由零至峰值 (I_{pk}) 线性上升。在此期间，从输入电源获取能量，并存储在电感中。
- 当 MOSFET 关断时，电感中存储的能量迫使整流二极管 (D) 导通。在该二极管导通时间 (t_D) 内，输出电压 (V_O) 施加在次级电感两端，二极管电流 (I_D) 从峰值到零线性下降。在 t_D 结束时，存储在电感中的所有能量都被传递到输出端。在此期间，输出电压反射到初级端，即 $V_O \times N_p/N_s$ 。输入电压 (V_{IN}) 和反射输出电压 ($V_O \times N_p/N_s$) 的总和施加到整个 MOSFET 上。
- 当二极管电流达到零时，漏源极电压 (V_{DS}) 开始根据初级端电感 (L_m) 和 MOSFET 输出电容 (C_{OSS}) 之间的谐振进行振荡，振荡幅度为 $V_O \times N_p/N_s$ (在 V_{IN} 图 7 偏移基础上)，如所示。当 V_{DS} 达到其最小值时，通过导通 MOSFET，可以实现准谐振开关。这样就降低了由 MOSFET 的漏极-源极之间电容负荷引起的开通损耗。

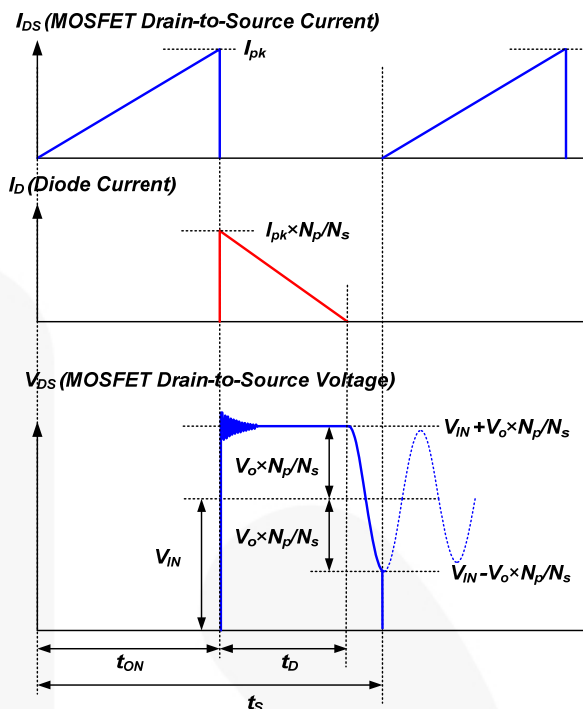


图 7. QR 反激式转换器的典型波形

3. 设计思路

此设计步骤使用图 1 中的原理图作为参考。设计范例为一个 70 W 的 PFC 应用，适合通用输入电压范围。设计指标如下：

- 线路电压范围：90~277V_{AC} (60 Hz)
- DC-DC转换器的输出：24 V/2.9 A (70 W)
- 线路电压 PFC 输出电压：420 V
- 最小 PFC 开关频率：> 58 kHz
- 最小准谐振反激开关频率：> 50 kHz
- 总体效率：90% (PFC: 95%, QR: 95%)

3.1. PFC 部分

3.1.1. 升压电感设计

升压电感的感值决定于输出功率和最低开关频率。升压电感的电压-秒平衡方程为：

$$V_{IN}(t) \cdot t_{ON} = (V_{O,PFC} - V_{IN}(t)) \cdot t_{OFF} \quad (4)$$

$$f_{SW, MIN} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{t_{ON}} \cdot \frac{V_{O,PFC} - \sqrt{2}V_{LINE}}{V_{O,PFC}} \quad (5)$$

其中， $V_{IN}(t)$ 表示整流后的线路电压。

V_{LINE} 指线路电压有效值；

t_{ON} 指 MOSFET 导通时间；

$V_{O, PFC}$ 指 PFC 输出电压。

在标称输出功率和给定电源电压情况下, MOSFET 导通时间为

$$t_{ON} = \frac{2 \cdot P_{OUT} \cdot L}{\eta \cdot V_{LINE}^2} \quad (6)$$

其中:

η 指整机效率;

L 指升压电感。

P_{OUT} 指标称输出功率。

使用方程式 5, 方程式 6 的最小开关频率可表示为:

$$f_{SW, MIN} = \frac{\eta \cdot V_{LINE}^2}{2 \cdot P_{OUT} \cdot L} \cdot \frac{V_{O,PFC} - \sqrt{2}V_{LINE}}{V_{O,PFC}} \quad (7)$$

如图 5 所示, 在一个交流线路电压周期内, 最小开关频率出现在交流线路电压峰值处。另外, 最小开关频率出现最大或最小交流输入电压处, 视乎输出电压而定。因此, 需同时计算最大和最小输入电压并选择较小的电感值。若已设定输出电压和最小开关频率, 电感值计算如下:

$$L = \frac{\eta \cdot V_{LINE, MAX}^2}{2 \cdot P_{OUT} \cdot f_{SW, MIN}} \cdot \frac{V_{O,PFC} - \sqrt{2}V_{LINE, MAX}}{V_{O,PFC}} \quad (8)$$

其中, $V_{LINE, MAX}$ 是最大线路电压。

随着最低开关频率的下降, 开关损耗逐渐降低, 但是电感尺寸和电源滤波器尺寸将增大。因此, 最低开关频率应该取决于效率与磁芯原件尺寸之间的折衷。为了消除可听噪声, 最低开关频率必须高于 20kHz。

一旦电感的感值得到确定, 可得在低电源电压条件下以及标称输出功率情况下的最大峰值电感电流为:

$$I_{L, PK} = \frac{2\sqrt{2} \cdot P_{OUT}}{\eta \cdot V_{LINE, MIN}} \quad (9)$$

其中, $V_{LINE, MIN}$ 指最小线路电压。

由于内部最大导通时间限制在 25 μ s, 实际最大导通时间应该小于 25 μ s, 计算如下:

$$t_{ON}^{MAX} = \frac{2 \cdot P_{OUT} \cdot L}{\eta \cdot V_{LINE, MIN}^2} < 20\mu s \quad (10)$$

升压电感匝数的确定应该考虑磁芯的饱和问题。最小匝数为:

$$N_{BOOST} \geq \frac{I_{L, PK} \cdot L}{A_e \cdot \Delta B} \quad (11)$$

其中 A_e 指磁心横截面积, ΔB 指磁心最大通量摆幅, 以特斯拉为单位。 ΔB 的设置应该低于饱和磁通密度。

(设计实例) 由于线路输出电压为 420 V, 最低频率出现在高压 (277 V_{AC}) 和满负载情况下。假定整机效率为 90%, 选定的最低开关频率为 58 kHz, 可得电感值为:

$$L = \frac{\eta \cdot V_{LINE, MAX}^2}{2 \cdot P_{OUT} \cdot f_{SW, MIN}} \cdot \frac{V_{O,PFC} - \sqrt{2}V_{LINE, MAX}}{V_{O,PFC}} = \frac{0.9 \cdot 277^2}{2 \cdot 70 \cdot 58 \times 10^3} \cdot \frac{420 - \sqrt{2} \cdot 277}{420} = 570\mu H$$

在标称输出功率时最大峰值电感电流的计算值为:

$$I_{L, PK} = \frac{2\sqrt{2} \cdot P_{OUT}}{\eta \cdot V_{LINE, MIN}} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 70}{0.9 \times 90} = 2.44 A$$

$$t_{ON}^{MAX} = \frac{2 \cdot P_{OUT} \cdot L}{\eta \cdot V_{LINE, MIN}^2} = \frac{2 \cdot 70 \cdot 570 \times 10^{-6}}{0.9 \times 90^2} = 10.9\mu s < 20\mu s$$

假定使用了 RM10 磁芯 (PC40, $A_e = 85 \text{ mm}^2$), 并将 ΔB 设定为 0.25 T, 则初级绕组应为:

$$N_{BOOST} \geq \frac{I_{L, PK} \cdot L}{A_e \cdot \Delta B} = \frac{2.44 \cdot 570 \times 10^{-6}}{85 \times 10^{-6} \times 0.25} = 65.8 \text{ turns}$$

这样, 升压电感的匝数 (N_{BOOST}) 确定为 65。

3.1.2. 辅助绕组设计

图 9 中给出了 PFC 零电流检测 (ZCD) 的内部电路。利用升压电感的辅助绕组, FL6961 可以间接地检测电感电流过零时刻。辅助绕组的设计应该确保: 当升压开关关断时, ZCD 引脚的电压升高并超过 2.1V, 这样才能触发内部比较器:

$$\frac{N_{ZCD}}{N_{BOOST}} (V_{O,PFC} - \sqrt{2}V_{LINE, MAX}) > 2.1V \quad (12)$$

ZCD 引脚的高压箱位为 10 V, 低压箱位为 0.3 V。当 ZCD 引脚的电压被箱位在 0.3 V 时, 最大源电流为 1.5 mA, 因此, 在最坏条件下, 电阻 R_{ZCD} 的设计应该将 ZCD 引脚的电流限制在 1.5 mA 以内。

$$R_{ZCD} > \frac{V_{IN}}{1.5mA} \cdot \frac{N_{AUX}}{N_{BOOST}} = \frac{\sqrt{2}V_{LINE, MAX}}{1.5mA} \cdot \frac{N_{AUX}}{N_{BOOST}} \quad (13)$$

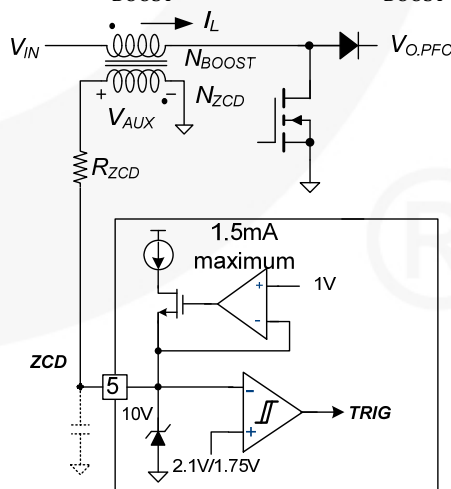


图 8. ZCD的内部电路

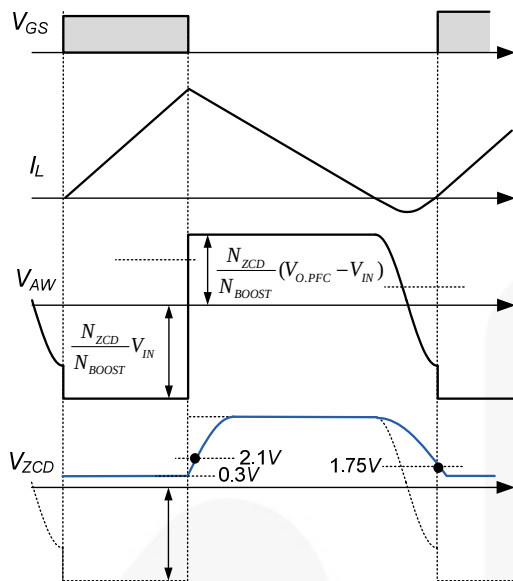


图 9. ZCD波形

(设计实例) 可得辅助 ZCD 绕组的匝数为:

$$N_{ZCD} > \frac{2.1 N_{BOOST}}{(V_{O,PFC} - \sqrt{2} V_{LINE,MAX})} = 4.83 \text{ turn}$$

留足裕量, 确定 N_{AUX} 为 6 匝。

R_{ZCD} 选为:

$$R_{ZCD} > \frac{\sqrt{2} V_{LINE,MAX}}{1.5mA} \cdot \frac{N_{AUX}}{N_{BOOST}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 277}{1.5 \times 10^{-3}} \cdot \frac{6}{65} = 24k\Omega$$

为 $30k\Omega$ 。

3.1.3. PFC 电流检测电阻

FL6961 具有逐脉冲限流功能。通常情况下, 将逐脉冲限流限值设置为比最大电感电流高 20~30%。

$$R_{CS1} = \frac{0.82}{I_{L,PK}(1 + K_{MARGIN})} \quad (14)$$

其中, K_{MARGIN} 指裕度系数, 0.85 V 指逐脉冲限流阈值。

(设计实例) 选定裕度系数为 35%, 则选择感应电阻为:

$$R_{CS1} = \frac{0.85}{I_{L,PK}(1 + K_{MARGIN})} = \frac{0.82}{2.44(1 + 0.35)} = 0.25\Omega$$

3.1.4. 选择输出电容

针对保持期间的最小 PFC 输出电压, PFC 输出电容由下式得出:

$$C_{O,PFC} > \frac{2P_{OUT} \cdot t_{HOLD}}{V_{O,PFC}^2 - V_{O,PFC,HLD}^2} \quad (15)$$

其中,

P_{OUT} 是指总的标称输出功率。

t_{HOLD} 是指所需的保持时间。

$V_{O,PFC,HLD}$ 是指保持期间允许的最小输出电压。

针对 PFC 输出电容, 通常使用每瓦输出功率 0.5~1 μF 的 420 V PFC 输出。同时, 由于保持期间的压降大于 420 V 输出, 采用每瓦输出功率 1 μF 的可变输出 PFC 比较合理。

(设计实例) 假定保持期间允许的最小 PFC 输出电压为 160 V, 电容应该为:

$$C_{O,PFC} > \frac{2P_{OUT} \cdot t_{HOLD}}{V_{O,PFC}^2 - V_{O,PFC,HLD}^2} = \frac{2 \cdot 80 \cdot 20 \times 10^{-3}}{420^2 - 350^2} = 60\mu F$$

选择一个 68 μF 的电容作为输出电容。

3.1.5. 设计补偿网络

对于 PFC 应用, 反馈环路带宽必须低于 20 Hz。如果带宽高于 20 Hz, 则控制环路会尝试减少输出电压的 120 Hz 纹波, 且线路电流失真, 从而降低了功率因数。COMP 与 GND 之间连接的电容可以将电源频率的纹波电压衰减 40dB。如果在误差放大器输出端与 GND 之间连接一个电容, 则误差放大器成为积分器, 误差放大器的补偿电容计算公式为:

$$C_{COMP} > \frac{100 \cdot g_M}{2\pi \cdot 2f_{LINE}} \cdot \frac{25}{V_{O,PFC}} \quad (16)$$

为了提高功率因数, C_{COMP} 必须高于计算值。但是, 如果取值过大, 输出电压控制环路的速度将变得很慢。

(设计实例)

$$C_{\text{COMP}} > \frac{100 \cdot g_M}{2\pi \cdot 2f_{\text{LINE}}} \cdot \frac{2.5}{V_{\text{O,PFC}}}$$

$$= \frac{100 \cdot 125 \times 10^{-6}}{2\pi \cdot 2 \cdot 60} \cdot \frac{2.5}{420} = 100\text{nF}$$

选择补偿电容为470nF，可以获得较高的功率因数。

3.2. 直流-直流部分**3.2.1. 确定反射输出电压 (V_{RO})**

图 10 给出了准谐振反激式转换器的典型工作波形。当 MOSFET 关断时，输入电压（即 PFC 输出电压）以及反射到初级端的输出电压 (V_{RO}) 被施加到 MOSFET 上。当 MOSFET 导通时，反射到次级端的输入电压以及输出电压之和被施加于二极管两端。这样，MOSFET 和二极管两端的最大标称电压 ($V_{\text{DS,nom}}$) 为：

$$V_{\text{DS,nom}} = V_{\text{O,PFC}} + n(V_{\text{O}} + V_{\text{F}}) = V_{\text{O,PFC}} + V_{\text{RO}} \quad (17)$$

其中：

$$n = \frac{V_{\text{RO}}}{V_{\text{O}} + V_{\text{F}}} \quad (18)$$

$$V_{\text{D,nom}} = V_{\text{O}} + \frac{V_{\text{O,PFC}}}{n} = V_{\text{O}} + \frac{V_{\text{O,PFC}}}{V_{\text{RO}}} (V_{\text{O}} + V_{\text{F}}) \quad (19)$$

通过增加 V_{RO} （即，匝数 n ），MOSFET 的容性开关损耗和导通损耗可以减少。这样做还可以降低次级端整流二极管的电压应力。然而，这会增大 MOSFET 上的电压应力。因此，确定 V_{RO} 时，应该在 MOSFET 电压应力与二极管电压应力之间做出权衡。通常情况下， V_{RO} 的设置应该保证 $V_{\text{DS,nom}}$ 和 $V_{\text{D,nom}}$ 是其额定电压的 75~85%。

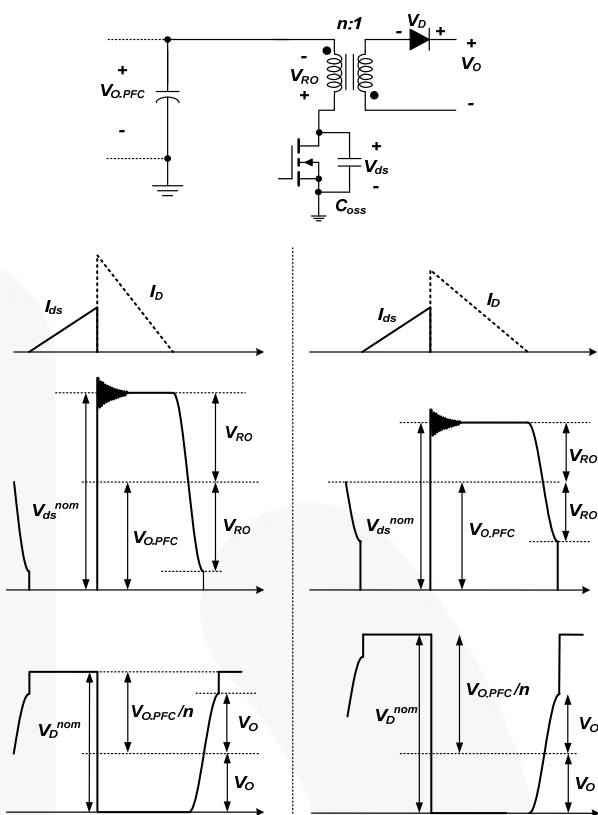


图 10. QR 反激式转换器的典型波形

(设计实例) 假定初级端和次级端分别采用 650 V MOSFET 和 150 V 二极管，留有 18% 的电压裕量：

$$0.82 \cdot 650\text{V} > V_{\text{DS,nom}} = V_{\text{O,PFC}} + V_{\text{RO}}$$

$$\therefore V_{\text{RO}} < 0.82 \cdot 650 - V_{\text{O,PFC}} = 133\text{V}$$

$$0.82 \cdot 150 > V_{\text{D,nom}} = V_{\text{O}} + \frac{V_{\text{O,PFC}}}{V_{\text{RO}}} (V_{\text{O}} + V_{\text{F}})$$

$$\therefore V_{\text{RO}} > V_{\text{D,nom}} = \frac{V_{\text{O,PFC}}}{0.82 \cdot 150 - V_{\text{O}}} (V_{\text{O}} + V_{\text{F}}) = 106\text{V}$$

V_{RO} 确定为 130 V。

3.2.2. 变压器设计

图 11 给出了准谐振转换器典型的开关时序。MOSFET 导通时间 (t_{on})、二极管导通时间 (t_{D})、漏极电压下降时间 (t_{F}) 之和构成了开关周期 (t_{s})。为了确定初级电感 (L_{m})，应首先确定以下参数：

最低开关频率 ($f_{\text{S,QRmin}}$)

最低开关频率出现在最低输入电压和满载条件下，该频率应高 20kHz 以避免声频噪声。通过增加 $f_{\text{S,QRmin}}$ ，可缩小变压器尺寸。但这会导致增大开关损耗。通过权衡开关损耗和变压器尺寸，确定 $f_{\text{S,QRmin}}$ 。通常， $f_{\text{S,QRmin}}$ 设置为约 50kHz。

MOSFET 漏极电压的下降时间 (t_F)

如图 11 所示, MOSFET 漏极电压下降时间为 MOSFET 有效输出电容和初级端电感谐振周期的一半。 t_F 典型值为 0.6~1.2 μ s。

MOSFET 的关断时间 (t_{OFF})

FL6300A 有一个 MOSFET 最小关断时间 (8 μ s), 在此期间, 禁止导通 MOSFET。为了最大化提升效率, 在重载条件下, 有必要在漏极-源极电压出现的第一个波谷时就导通 MOSFET。因此, 在重载条件下, MOSFET 关断时间应该大于 8 μ s。

尽管正常情况下, QR 反激出现在 PFC 结束时, 如果计算 D_{max} 需满足所有输入条件, 出于启动时 PFC 和 QR 反激的启动顺序, 应该考虑最小输入电压 V_{LINE} 。

确定 $f_{S,QR}^{min}$ 和 t_F 之后, 可以计算最大占空比如下:

$$D_{max} = \frac{V_{RO}}{V_{LINE} + V_{RO}} (1 - f_{S,QR}^{min} \cdot t_F) \quad (20)$$

初级端电感为:

$$L_m = \frac{\eta_{QR} \cdot (V_{LINE} \cdot D_{max})^2}{2 \cdot f_{S,QR}^{min} \cdot P_{OUT}} \quad (21)$$

一旦 L_m 确定, 在常规工作条件下最大峰值电流和 MOSFET 有效电流分别由下式得出:

$$I_{DS}^{PK} = \frac{V_{LINE} \cdot D_{max}}{L_m \cdot f_{S,QR}^{min}} \quad (22)$$

$$I_{DS}^{RMS} = I_{DS}^{PK} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (23)$$

在重载条件下, MOSFET 的关断时间为:

$$t_{OFF} = \frac{(1 - D_{max})}{f_{S,QR}^{min}} \quad (24)$$

为了确保重载条件下的第一个谷底开关过程, t_{OFF} 应该大于 8 μ s。

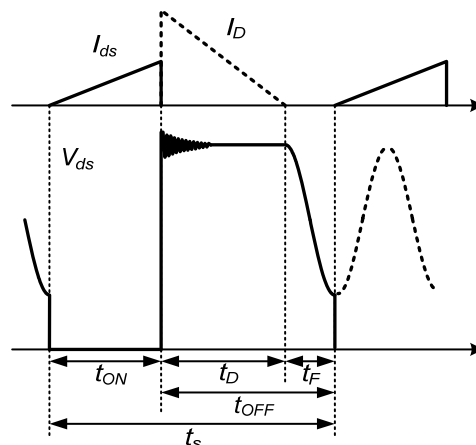


图 11. QR 反激式转换器的开关时序

在设计变压器时, 应该考虑到正常工作时的最大磁通密度摆幅 (B) 以及瞬态时的最大磁通密度 (B_{max})。正常工作时的最大磁通密度摆幅与磁芯的磁滞损耗有关, 瞬态时的最大磁通密度摆幅与磁芯饱和有关。

可以避免磁芯过温的变压器初级最小匝数为:

$$N_P^{min} = \frac{L_m \cdot I_{DS}^{PK}}{A_e \cdot \Delta B} \quad (25)$$

其中, B 指最大磁通密度摆幅, 单位为特斯拉。如果缺乏参考数据, 可以采用 $B=0.25\sim0.30$ T。

一旦确定初级端最小匝数, 需要计算取整 N_s , 使得到的 N_P 大于 N_P^{min} :

$$N_P = n \cdot N_s > N_P^{min} \quad (26)$$

V_{DD} 辅助绕组的匝数为:

$$N_{AUX} = \frac{V_{DD}^{nom} + V_{FA}}{(V_O + V_F)} \cdot N_s \quad (27)$$

其中, V_{DD}^{nom} 是标称 V_{DD} 电压, 通常为 18V, 而 V_{FA} 为 V_{DD} 二极管的正向压降。

一旦初级绕组的匝数确定完成, 应该校验漏极电流达到其逐脉冲限流限值时的最大磁通密度, 确保在瞬态或故障条件下变压器不出现饱和。

当漏极电流达到 I_{DS}^{PK} 时的最大磁通密度 (B_{max}) 为:

$$B_{max} = \frac{L_m \cdot I_{DS}^{PK}}{A_e \cdot N_P} < B_{sat} \quad (28)$$

B_{max} 应该小于饱和磁通密度。如果缺乏参考数据, 可以采用 $B_{sat} = 0.35\sim0.40$ T。

（设计实例） 将最小频率设定为 50 kHz，下降时间为 0.8 μ s：

$$D_{\max} = \frac{V_{RO}}{V_{LINE} + V_{RO}} (1 - f_{S,QR}^{\min} \cdot t_F)$$

$$= \frac{130}{127 + 130} (1 - 50 \times 10^3 \cdot 0.8 \times 10^{-6}) = 0.48$$

$$L_m = \frac{\eta_{QR} \cdot (V_{LINE} \cdot D_{\max})^2}{2 \cdot f_{S,QR}^{\min} \cdot P_{OUT}}$$

$$= \frac{0.95 \cdot (127 \cdot 0.48)^2}{2 \cdot 50 \times 10^3 \cdot 70} = 500 \mu F$$

$$I_{DS}^{PK} = \frac{127 \cdot 0.48}{500 \times 10^{-6} \cdot 50 \times 10^3} = 2.52 A$$

$$t_{OFF} = \frac{(1 - D_{\max})}{f_{S,QR}^{\min}} = \frac{1 - 0.48}{50 \times 10^3} = 10 \mu s$$

假定，采用磁芯 EER3124 ($A_e = 102 \text{ mm}^2$)，且磁通摆幅为 0.29 T。

$$N_p^{\min} = \frac{L_m \cdot I_{DS}^{PK}}{A_e \cdot \Delta B} = \frac{500 \times 10^{-6} \cdot 2.52}{102 \times 10^{-6} \cdot 0.29} = 41.8$$

$$N_p = n \cdot N_s = 5.3 \cdot 8 = 42.4 > N_p^{\min}$$

$$N_{AUX} = \frac{V_{DD}^{nom} + V_{FA}}{(V_O + V_F)} \cdot N_s = \frac{18 + 1.2}{24.5} \cdot 8 = 6.3$$

假定针对 PFC 输出电压的逐脉冲电流限值为重载下峰值漏电流的 120%：

$$B_{\max} = \frac{L_m \cdot I_{DS}^{PK}}{A_e \cdot N_p} = \frac{500 \cdot 2.52 \cdot 1.2}{102 \cdot 42} = 0.34 T$$

3.2.3. 设计波谷检测电路

图 12 显示 DET 引脚电路。DET 引脚通过 R_{DET} 和 R_A 连接至辅助绕组。分压电阻有以下用途：

- 通过检测开关波形的波谷电压，判断波谷电压切换。目的是确保准谐振运行、最大限度地减少开关损耗，并减少 EMI。
- 产生的偏移可补偿峰值限流的阈值电压，以提供恒定的功率限值。当 PWM 信号使能时，产生的偏移与输入电压一致。
- 输出电压 OVP 保护电路由一个电压比较器及 2.5 V 参考电压构成。分压电阻的比值确定停止栅极运行的输出电压电平。

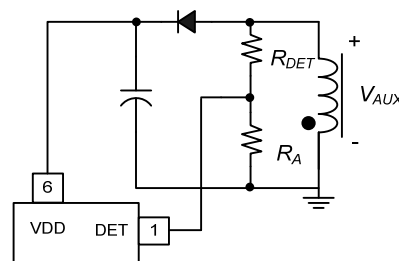


图 12. 检测引脚部分

首先，确定分压电阻的比值。分压电阻的比值确定停止栅极运行的输出电压电平。在图 13 中，采样电压 V_s 为：

$$V_s = \frac{N_A}{N_s} \cdot V_O \cdot \frac{R_A}{R_{DET} + R_A} < 2.5 V \quad (29)$$

其中， N_A 是辅助绕组的匝数， N_s 是次级绕组的匝数。

图 14 显示采用辅助绕组检测 V_O 的 FL6300A 内部波谷检测模块和输出电压 OVP 检测模块。而内部定时器（最小 t_{OFF} 时间）能够防止系统频率过高。第一个波谷切换在 8 μ s 最小 t_{OFF} 时间后被激活。

V_s 标称电压设计为 2.5V 参考电压的 80% 左右；因此，推荐的 V_s 值为 1.9V~2.1V。在关断时序之后，根据采样电压大小，输出过压保护起作用。消隐时间 4 μ s 后可忽略漏电感的震荡响应。如果 DET 引脚的 OVP 被触发，功率系统会进入到闭锁模式，直到交流电源被拔出。

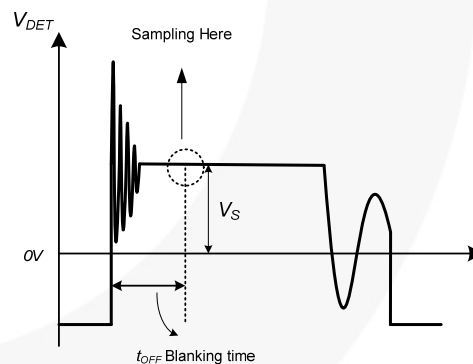


图 13. 关断时序后消隐时间 4 μ s 时的电压采样

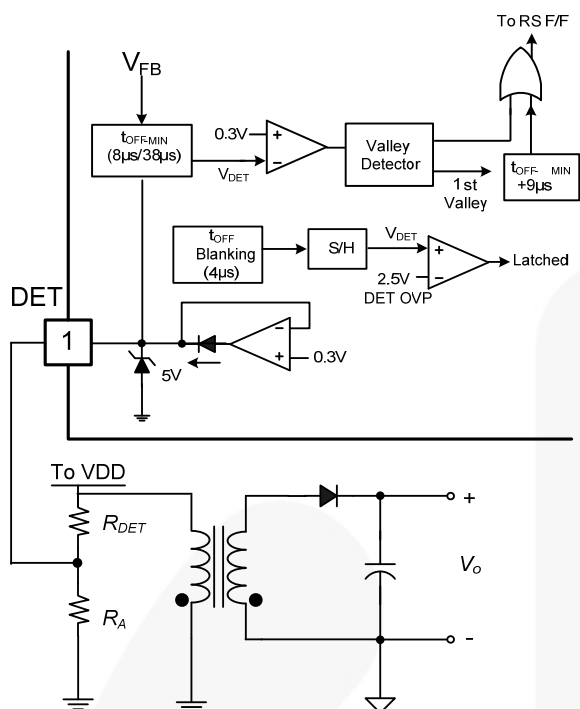


图 14. 输出电压检测模块

一旦次级端开关电流放电至零，DET 引脚产生一个波谷信号。通过检测切换波形的波谷电压，判断波谷电压过渡。辅助绕组电压 V_{AUX} 图 12 为负时（正如中所定义），DET 引脚电压被箝位至 0.3 V。建议 R_{DET} 选为 150 k Ω 至 220 k Ω ，实现波谷电压切换。确定完平台电压 V_S 图 13 后（中所示），可根据方程式 14 计算 R_A 。

（设计实例） 将 R_{DET} 设置为 200 k Ω ， V_S 设置为 2.5 V 参考电压的 80% 左右：

$$V_S = \frac{N_A}{N_S} \cdot V_O \cdot \frac{R_A}{R_{DET} + R_A} = 2.1V$$

$$R_A = \frac{2.1 \times R_{DET}}{\frac{N_A}{N_S} \times V_O - 2.1} = 26.4k\Omega$$

3.2.4. PFC 电流检测电阻

FL6300A 具有逐脉冲限流功能。通常情况下，将逐脉冲限流值设定为比最大电感电流高 20~30%：

$$R_{CS1} = \frac{0.8}{I_{DS}^{PK}(1 + K_{MARGIN})} \quad (30)$$

其中， K_{MARGIN} 指裕度系数，0.8 V 指逐周期限流阈值。

（设计实例） 若给定裕度系数为 35%，则选择检测电阻为：

$$R_{CS1} = \frac{0.8}{I_{DS}^{PK}(1 + K_{MARGIN})} = \frac{0.8}{2.52(1 + 0.35)} = 0.23\Omega$$

3.2.5. 设计反馈电路

图 15 给出了一种典型的反馈电路，主要由一只运算放大器和一只光电耦合器构成。 R_{Hi} 和 R_L 构成了一个分压电路，用于输出电压调节。为控制环路补偿，调节 R_F 和 C_F 。从 FB 引脚到 GND 引脚放置的小值 RC 滤波器（例如 $R_{FB} = 100$, $C_{FB} = 1nF$ ）可大幅增加稳定性。FB 引脚的最大源电流大约为 1.2mA。该光电晶体管必须能够灌入该电流，才能在空载时拉低 FB 电平。可得该偏置电阻 R_{BIAS} 的阻值为：

$$\frac{V_{OP} - V_{OPD}}{R_{BIAS}} \cdot CTR > 1.2 \times 10^{-3} \quad (31)$$

其中， V_{OPD} 指光电二极管的压降（约为 1.2 V）， V_{OP} 指运算放大器的输出电压（假定为 2.5 V），而 CTR 指光电耦合器的电流传输率。

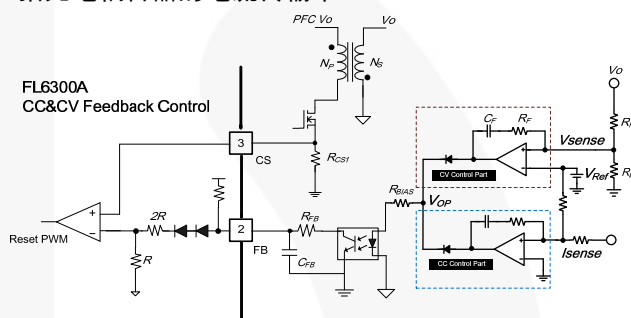


图 15. 反馈电路

当参考电路板中包含一些外部无源元件和运算放大器时，可通过测量实际输出电压和电流，调整恒定电压和电流输出。由于输出负载、高亮 LED（HB LED）和某些无源元件会影响环境温度，需采用反馈路径实现稳定运行。

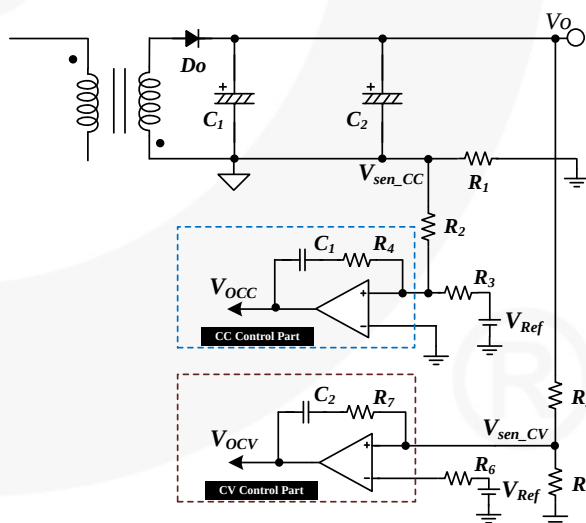


图 16. CC/CV 运行模式下的反馈电路

$$V_{OCV} = V_{sen_CV} + \frac{R_7}{R_6} (V_{sen_CV} - V_{ref}) + \frac{1}{C_2} \frac{1}{R_6} \int (V_{sen_CV} - V_{ref}) dt \quad (32)$$

其中, V_{sen_CV} 是输出级的检测输出电压, 被 R_4 和 R_8 电阻进行分压。

检测电阻 R_4 及其 值直接影响恒流控制模块输出。

正常稳态模式下, CC 模块的重要性高于 CV 模块, 而 CV 模块在瞬态或异常模式 (如空载情况下) 用于提供过压保护 (OVP) 功能。

CC 模块的输出信号确定为:

$$V_{OCC} = R_4 \left(\frac{V_{sen_CC}}{R_2} - \frac{V_{ref}}{R_3} \right) + \frac{1}{C_1} \int \left(\frac{V_{sen_CC}}{R_2} - \frac{V_{ref}}{R_3} \right) dt \quad (33)$$

3.4. 物料清单

项目编号	器件参考	数值	数量	描述 (制造商)
1	U101	FL6961	1	CRM PFC 控制器 (飞兆半导体)
2	U102	FL6300A	1	QR PWM 控制器 (飞兆半导体)
3	Q101	FCPF20N60	1	600 V/20 A MOSFET (飞兆半导体)
4	Q102	FQPF8N80	1	800 V/8 A MOSFET (飞兆半导体)
5	D201, D202	FFPF20UP30DN	2	超快恢复功率整流器 (飞兆半导体)
6	D103	EGP30J	1	600 V/3 A 超快恢复二极管 (飞兆半导体)
7	D104, D106, D107, D108	RS1M	4	1000 V/1 A 超快恢复二极管 (飞兆半导体)
8	D101	KBL06	1	桥式二极管 (飞兆产品)
9	Q201	MMBT2222A	1	通用晶体管 (飞兆半导体)
10	U202	LM2904	1	双运算放大器 (飞兆半导体)
11	U203	F0D817	1	光电耦合器 (飞兆半导体)
12	U201	KA431S	1	分流调节器 (飞兆半导体)
13	ZD103	24B 1W	1	齐纳二极管 (飞兆半导体)
14	ZD201	15B	1	齐纳二极管 (飞兆半导体)
15	D102, D105, D203, D204, D205	LL4148	5	通用二极管 (飞兆半导体)
16	C101	684/275V	1	X - 电容
17	C102	334/275V	1	X - 电容
18	C105	224/275V	1	X - 电容
19	C103, C104	472 (Y)	2	Y - 电容
20	C211	222 (Y)	1	Y - 电容
21	C106, C114, C206	33 μ F/50V	3	电解电容, 105° C
22	C107, C113, C116, C207	104/2012	4	SMD 电容 2012
23	C108, C109, C210	105/2102	3	SMD 电容 2012
24	C110	68 μ F/450V	1	电解电容, 105° C
25	C111	222 1kV	1	陶瓷电容
26	C112, C117	200/2012	2	SMD 电容 2012
27	C201, C202, C203, C204, C205	1000 μ F/35V	5	电解电容, 105° C
28	C208, C209	474/2012	2	SMD 电容 2012
29	C212, C213	102/3216	2	SMD 电容 3216
30	F101	220V/2A	1	保险丝
31	L101	EI2820	1	PFC 电感 (V10P), 450 μ H
32	L201	10 μ H	1	棒状电感
33	LF101, LF102	45mH	2	线路滤波器
34	R101, R102, R103, R104	104/3216	4	SMD 电阻 3216
35	R128	393/3216	1	SMD 电阻 3216
36	R105, R106, R107, R131	433/3216	4	SMD 电阻 3216
37	R108, R124, R127	203/3216	3	SMD 电阻 3216
38	R109, R118	100/3216	2	SMD 电阻 3216
39	R110, R119	4R7/3216	2	SMD 电阻 3216
40	R111, R122	0R2 2W	2	金属薄膜电阻 2 W
41	R112, R113, R114	394/3216	3	SMD 电阻 3216
42	R115	682/3216	1	SMD 电阻 3216
43	R213, R214	153/3216	2	SMD 电阻 3216
44	R116, R117	150K Ω /2W	2	金属氧化物薄膜电阻 2 W

材料单 (续)

项目编号	器件参考	数值	数量	描述 (制造商)
45	R120	151/3216	1	SMD 电阻 3216
46	R123	224/3216	1	SMD 电阻 3216
47	R125, R126	430/3216	2	SMD 电阻 3216
48	R129, R130	103/3216	2	SMD 电阻 3216
49	R201	0.1/5W	1	MPR 电阻 5 W
50	R202	152/2012	1	SMD 电阻 2012
51	R203	513/2012	1	SMD 电阻 2012
52	R204	753/2012	1	SMD 电阻 2012
53	R205	392/2012	1	SMD 电阻 2012
54	R206	133/2012	1	SMD 电阻 2012
55	R207, R209	473/2012	2	SMD 电阻 2012
56	R208	302/2012	1	SMD 电阻 2012
57	R212	432/2012	1	SMD 电阻 2012
58	R210	153/2012	1	SMD 电阻 2012
59	R216	223/2012	1	SMD 电阻 2012
60	R211	20k Ω	1	可变电阻
61	RT1, RT2	5D-9	2	NTC
62	T2	EER3124	1	QR 变压器 (V10P), 500 μ H
63	RV1	10D471	1	变阻器

4.0 相关数据表

[FL6961](#) - 照明用单级反激式和临界模式 PFC 控制器 -

[FL6300A](#) - 照明用准谐振电流模式 PWM 控制器

应用指南 - [AN-6300 FAN6300/A/H](#) - 高度集成准谐振 PWM 控制器

应用指南 - [AN-6961](#) - 临界传导模式 PFC 控制器

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