



Is Now Part of



**ON Semiconductor®**

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at  
[www.onsemi.com](http://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](http://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-9765

## LED 背光驱动升压开关

### 引言

FAN7340 是一款单沟道升压控制器，采用飞兆的专利平面 DMOS 技术集成了一个 N 沟道调光 MOSFET。IC 作为一个驱动大电流 LED 的恒定电流源运行。FAN7340 采用带可编程斜率补偿的电流模式控制，以防止次谐波振荡。该器件可提供开路 LED 保护 (OLP) 和过压保护 (OVP) 等保护功能，以提供系统可靠性。如果出现 LED 灯串异常的情况，IC 内部将产生一个带延迟的 FAULT\_OUT 信号。调光功能通过 PWM 或模拟方式实现。内部软启动可防止浪涌电流在启动时流入输出电容。我们将在下面的小节中介绍电路工作和设计程序。

### 说明

图 1 中显示了使用 FAN7340 的升压转换器。与降压拓扑相比，LED 背光驱动器有一些优点。如果使用降压拓扑电路，就没有办法直接检测 LED 电流。所以需要采用一种侦测高端电流的方法。同时，在升压拓扑中，不仅开关器件的栅极驱动器连接到预调节器（如 LLC 转换器）的次级地线，LED 灯串也与其连接。因此，可以使用感测电阻精确检测 LED 电流。

由于具有高效率，LLC 通常用于从功率因数校正器 (PFC) 电路向升压级提供适当的输出电压。LLC 的次级端仅包含输出电容，因此输出电流不需要通过电感滤波。综上所述，升压拓扑更适合作为后调节器，因为升压级的输入电感可降低 LLC 的输出电容纹波电流应力。

此外，与降压拓扑相比，升压级的输入电压更低，在 LLC 次级端中可以选择额定电压更低的整流二极管。这有助于降低材料清单 (BOM) 总成本。

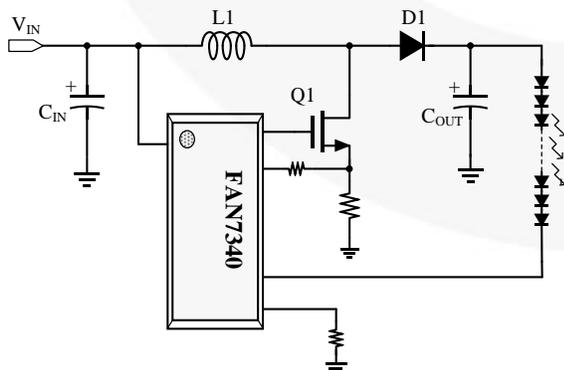


图 1. 使用 FAN7340 的升压转换器

### 设计指南

可以采用三种模式设计和运行升压转换器：断续导通模式 (DCM)、持续导通模式 (CCM) 和临界导通模式 (BCM)。在反馈网络中，DCM 运行优于 CCM 运行，因为在 DCM 运行中，右半平面 (RHP) 零点会消失。由于升压二极管采用软关断，因此在 DCM 运行模式中不会出现反向恢复问题。但是，DCM 运行中的开关峰值电流高于 CCM 运行，因此开关的平方根值 (rms) 电流也更高，因而会导致传导损耗增加。

BCM 运行融合了 DCM 的优势与更低的传导损耗。不需要像在 DCM 运行中一样考虑 RHP 零点消失和反向恢复问题。与此同时，BCM 运行中开关的 rms 电流也比 DCM 运行更低，尽管传导损耗仍然高于 CCM 运行。导通开关器件时，升压电感电流会上升。关断开关器件后，升压电感中存储的能量将在下一开关周期开始时完全放电。与 DCM 运行相比，开关峰值电流会因为整个开关周期得到充分利用而降低。

例如，采用 FAN7340 的升压转换器按照以下条件设计： $V_{IN}=120V$ 、 $V_{OUT}=230V$ 、 $I_{OUT}=300mA$ 、 $F_s=100kHz$ ，全负载条件下以 BCM 运行，轻载条件下以 DCM 运行。

### BCM 升压转换器设计过程

#### 计算电感量

在 BCM 下运行升压转换器时，可得出 CCM 下的电压转换率为：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D_1} \quad (1)$$

其中， $V_{IN}$  为输入电压； $V_{OUT}$  为输出电压； $D_1$  是主开关的占空比。可通过以下方式计算出电感峰值电流（与开关峰值电流相同）：

$$I_{L\_peak} = \frac{V_{IN}}{L_{IN}} \times D_1 T_s \quad (2)$$

其中， $L_{IN}$  是升压电感的电感量， $T_s$  是开关周期。

由于一个开关周期内的升压二极管电流平均值与 LED 电流相等，因此可得出 BCM 中的升压电感的临界值为：

$$L_{critical} = \frac{T_s V_{OUT}}{2I_{OUT}} \times D_1(1-D_1)^2 \quad (3)$$

其中,  $I_{OUT}$  为标称输出 LED 电流。

表 1. 示例的规格

LED 模块 (1 灯串 LED: 72EA)			
$V_{IN}$	Vcc的IC	$V_{OUT}$	$I_{OUT}$ (1Ch)
120V <sub>DC</sub> ±10%	15V ±10%	230V	300mA

**(示例)** 表 1 按照 (1) 中的规格, 根据等式 得出 BCM 下升压转换器的占空比。为了确保 BCM 即使在最小输入电压条件下也能运行, 需要计算最大占空比:

$$D_{max} = \frac{V_{out} - V_{in,min}}{V_{out}} = \frac{230 - 120 \times 0.9}{230} = 0.53$$

如果工作效率为 100kHz, 则 BCM 下升压电感的临界值为:

$$L_{critical} = \frac{10 \times 10^{-6} \times 230}{2 \times 0.3} \times 0.53 \times (0.47)^2 = 4.49 \times 10^{-4} [H]$$

因此, 用于 BCM 运行的电感量选定为 450μH。采用  $L_{critical}$  可得出电感峰值电流为:

$$I_{L\_peak} = \frac{120 \times 0.9}{450 \times 10^{-6}} \times 0.53 \times 10 \times 10^{-6} = 1.27 [A]$$

## 功率 MOSFET 的选择

选择主开关的功率 MOSFET 时, 应该考虑开关上的电压和电流应力。升压拓扑下, 开关的电压应力与输出电压  $V_{OUT}$  相同。选择功率 MOSFET 时, 应该考虑降额。因此, 通常在结算结果上添加 20% 作为裕量。

可通过以下公式得出开关的 rms 电流:

$$I_{MOS,rms} = \sqrt{\frac{D_1}{3}} I_{L\_peak} \quad (4)$$

可通过 rms 电流及其  $R_{DS(ON)}$  计算出电流 MOSFET 的传导损耗。选择一款适当的 MOSFET, 只要传导损耗可接受。

**(示例)** 开关上的电压应力与输出电压相同, 都是 230V, 考虑到 20% 的降额, 功率 MOSFET 的  $BV_{DSS}$  应该大于 276V。开关的 rms 电流为:

$$I_{MOS,rms} = \sqrt{\frac{0.53}{3}} \times 1.27 = 0.53 [A]$$

如果预期的传导损耗必须低于 0.5W, 则为功率 MOSFET 选择的  $R_{DS(ON)}$  应该低于 1.18Ω。

$$R_{DS(ON)} = \frac{P_{cond\_loss}}{I_{MOS,rms}^2} = \frac{0.5}{0.65^2} = 1.18 [\Omega]$$

## 选择功率二极管

选择功率二极管的功率 MOSFET 时, 应该考虑二极管上的电压和电流应力。无需考虑由于 BCM 和/或 DCM 运行产生的反向恢复问题。

升压拓扑下, 二极管的电压应力与输出电压相同。选择功率二极管时, 也必须考虑 20% 的降额。

升压二极管在 DCM 运行时的平均电流可通过等式 (5) 得出:

$$I_{D\_avg} = \frac{V_{IN} \cdot D_1 \cdot D_2}{2L_{critical} \cdot f_s} \quad (5)$$

其中,  $D_2$  是功率二极管的占空比,  $f_s$  是开关频率。等式 (5) 等于标称输出 LED 电流  $I_{OUT}$ 。

**(示例)** 二极管的电压应力为 230V, 考虑到 20% 的降额, 功率二极管所需的电压额定值将高于 276V。升压二极管的平均电流与标称输出 LED 电流相同, 因此  $I_{D\_avg} = I_{OUT} = 0.3A$ 。

## 选择输出电容

可以基于输出电压纹波要求选择输出电容的值。如果不考虑电解电容作为输出电容的有效串联电阻 (ESR) 效果, 峰峰方式中的输出电压纹波可通过等式 (6) 得出:

$$V_{ripple,pp} = \frac{\left(2D_1 + \frac{I_{OUT} \cdot D_2 \cdot L_{critical}}{V_{IN} \cdot D_1 T_s}\right) \cdot I_{OUT} \cdot T_s}{2C_{OUT}} \quad (6)$$

因此, 可以选择具有根据等式 (7) 得出的指定输出电压纹波规格的输出电容:

$$C_{OUT} \geq \frac{\left(2D_1 + \frac{I_{OUT} \cdot D_2 \cdot L_{critical}}{V_{IN} \cdot D_1 T_s}\right) \cdot I_{OUT} \cdot T_s}{2V_{ripple,pp}} \quad (7)$$

在 BCM 运行中,  $D_2$  等于  $1-D_1$ 。

另一方面, 它需要按照等式 (8) 计算得出的输出电压纹波规格检查所需的 ESR。

$$ESR \leq \frac{V_{ripple,pp} \times L_{critical}}{V_{IN} \times D_1 T_s} \quad (8)$$

找到具有计算得出的 ESR 的适当电容后, 将其与等式 (8) 得出的结果进行比较, 然后选择较大的值。

**(示例)** 如果输出电压纹波需要低于额定值

(如 11.5V) 的 5%, 则输出电容应该大于:

$$C_{OUT} \geq \frac{\left(2 \times 0.53 + \frac{0.3 \times 0.47 \times 450 \times 10^{-6}}{120 \times 0.9 \times 0.53 \times 10 \times 10^{-6}}\right) \times 0.3 \times 10 \times 10^{-6}}{2 \times 11.5} \\ = 152 \times 10^{-9} \text{ [F]}$$

同时, 输出电容的 ESR 应该小于 7.4Ω:

$$ESR \leq \frac{11.5 \times 450 \times 10^{-6}}{120 \times 1.1 \times 0.53 \times 10 \times 10^{-6}} = 7.4 \text{ [}\Omega\text{]}$$

按照一般规定, 电容应乘以其 ESR (约为 100μ), 因此所需的电容大约为 13.5μF。综上所述, 选择的电容为 15μF (最小值)。要获得最佳电容值, 请参阅电解电容数据表, 其中提供了可接受的 rms 电流。

## 主要特性

下面介绍了 FAN7340 的主要特性和工作原理, 以及 IC 对 LED 灯串故障的保护功能。

### V<sub>CC</sub> 欠压闭锁 (UVLO)

为了避免具有低电源电压的 IC 出现故障, 欠压闭锁 (UVLO) 功能会在电源电压 V<sub>CC</sub> 降低至 8.0V (典型值) 以下时关断 IC。UVLO 电路将运行以禁止对 IC 充电, 直至 V<sub>CC</sub> 上升至 9.0V (典型值)。

### 启用/禁用 IC

对 ENA 引脚施加高于 1.22V (典型值) 的电压可启动 IC。对 ENA 引脚施加低于 1.15V (典型值) 的电压可关断 IC。ENA 引脚电压高于 1.22V (典型值), 且 V<sub>CC</sub> 高于 9.0V (典型值) 时, IC 将开始向内部模块提供 5V 的参考电压。

### 振荡器 (升压工作频率)

升压工作频率由从 RT 引脚连接至地线的电阻 (R<sub>T</sub>) 编程。RT 引脚电压内部调节为 2V。流经 R<sub>T</sub> 的电流通过以下方式确定工作频率:

$$f_{osc} = \frac{1}{(46.5 \times RT \text{ [k}\Omega\text{]} + 350) \times 10^{-6}} \text{ [kHz]} \quad (9)$$

如果使用 100kΩ 作为 R<sub>T</sub>, 则工作频率为 200kHz。软启动时间、OLP 屏蔽时间和 OCP 自动重启时间都由工作频率确定。

### 启动时的软启动功能

在非隔离升压转换器中, 启动时的初始反馈电压为 0V, 因为输出电压为 0V。根据负反馈控制, PWM 比较器的控制转换器在最大占空比下运行。因此, 开关期间可能会由于最大占空比下产生的电流过大而受损。此外, 它还可能导致 LED 电流的初始过冲。

因此, 在启动时, 软启动功能会逐步提高占空比, 进而使电压和电流平稳上升。FAN7340 采用软启动功能以避免浪涌电流在启动时流入输出电容。软启动功能将运行至 CMP 电压达到 4V 时。工作频率为 200kHz 时, 软启动周期最长可设计为 3ms。这是 BDIM (PWM 调光) 信号为高时的累计时间。软启动周期与工作频率相关, 该频率由 RT 引脚电阻确定, 其计算方式为:

$$t_{ss} = \frac{600}{f_{osc}} \text{ [s]} \quad (10)$$

软启动周期是 BDIM (PWM 调光) 信号为“高”时的累计时间。因此, 如果 PWM 调光占空比为 10%, 工作频率为 200kHz, 则软启动时间可以为 30ms。

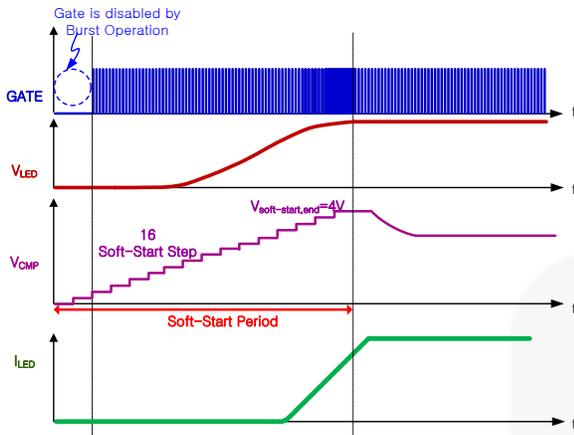


图 2. 软启动波形

### LED 电流设置

输出 LED 电流可通过等式 (11) 设定:

$$I_{OUT} = \frac{V_{ADIM} [V]}{R_{SENSE} + 60 [m\Omega]} [A] \quad (11)$$

其中,  $V_{ADIM}$  是施加到 ADIM 引脚的电压,  $R_{SENSE}$  是侦测电阻。附加的  $60m\Omega$  是内部线焊电阻。要准确计算 LED 电流, 需要将线焊电阻考虑在内。

### 模拟调光和 PWM 调光

模拟调光通过改变 ADIM 引脚的电压实现。它可以通过 VREF 引脚的电位计实施, 也可以通过外部电压源和分阻电路实施。ADIM 电压和补偿网络的增益使反馈电压 ( $V_{SENSE}$ ) 受控。建议的  $V_{ADIM}$  范围是从 0.3V 到 3.0V。

尽管内部 PWM 调光在升压转换器中存在一些缺点, 但它有助于实现极快的 PWM 调光响应。PWM 调光信号可在内部控制三个节点: 开关 MOSFET 的栅极信号、调光 MOSFET 的栅极信号和跨导放大器的输出连接。PWM 调光信号为“高”时, 开关 MOSFET 和调光 MOSFET 的栅极将启动。与此同时, 跨导运算放大器的输出将连接至补偿网络。它使升压转换器能正常工作。

### PWM 调光范围

动态对比率 (DCR) 是可通过在极短的时间段内使用背光瞬间调整屏幕的光线度 (调光) 实现的最大对比率。FAN7340 可以在调光频率为 200Hz, 调光占空比为 0.1% 时正常驱动 LED 背光。即使在  $5\mu s$  (调光占空比为 0.1%, 调光频率为 200Hz 时的调光 MOSFET 导通时间) 内导通, FAN7340 也能在正常峰值电流水平运行 LED。

### 内部调光 MOSFET

FAN7340 包含一个调光 MOSFET (400V N 沟道 MOSFET; 如 FDD3N40)。功率晶体管利用飞兆的专利平面条形 DMOS 技术制造。该高级技术适合最大限度地降低导通阻抗 ( $R_{DS(ON)} = 3.4\Omega$ ), 从而提供杰出的开关性能。该器件特别适合高效系统, 并且能在运行时展示出理想的热特性。为了满足系统的温度规格要求, FAN7340 在调光占空比为 100% 时的最大允许 LED 电流为 300mA。为了防止低  $V_{ADIM}$  电平时出现初始 LED 电流过冲, 内部调光 MOSFET 的栅极电阻设计为  $5k\Omega$ 。

### 反馈回路补偿设计

稳定系统的补偿网络可以采用 I 类配置 (简单的积分器) 或 II 类配置 (带极零对的积分器)。根据波特图的增益和相位选择补偿电路

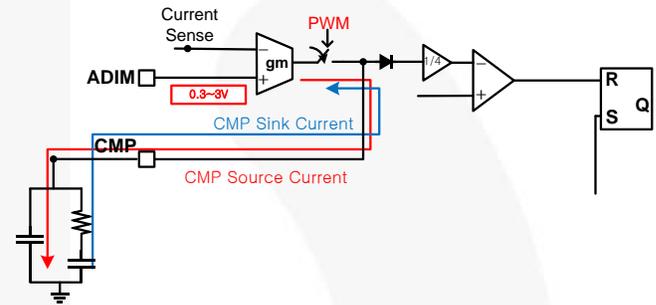


图 3. 负反馈补偿环路

### 电流模式控制

输出电压或电流的侦测信号与电压模式控制下的内部锯齿波形进行比较产生控制信号, 同时需要感测电感电流或主开关的电流, 并将其与电流模式控制下的控制信号进行比较。控制主开关的占空比,

电流模式控制具有两个反馈环路: 外回路与具有参考的输出电压 (或输出电流) 进行比较, 并向内回路提供比较得出的控制信号, 比较主开关电流与接收到的控制信号, 并产生适当的主开关占空比。根据电感电流与控制信号的比较方式, 有多种类型的电流模式控制: 峰值电流模式控制、平均电流模式控制和滞后电流模式控制。

电流模式控制的其中一个优点在于良好的线路调节, 因为输入线路电压直接反射到主开关的斜率上, 所以主开关的占空比也会直接更改。

另一方面, 电流模式控制在 CCM 中运行时也存在缺陷。主开关的占空比低于 50% 时, 即使对电感电流施加了干扰, 它也会在后续周期中变小, 如图 4(a) 所示。主开关的占空比高于 50% 时, 施加的干扰会在后续周期中变大, 导致图 4(b) 中所示的次谐波振荡。要避免次谐波振荡或发散, 需要可编程的斜率补偿功能, 如图 4(c) 所示。可以通过在开关电流的控制信号或感测信号上添加一个内部人工斜坡 (称为斜坡补偿) 来

稳定系统。即使升压转换器的正常工作模式为 BCM，也可能出现 CCM 运行。因此，FAN7340 采用了带可编程斜率补偿的峰值电流模式。

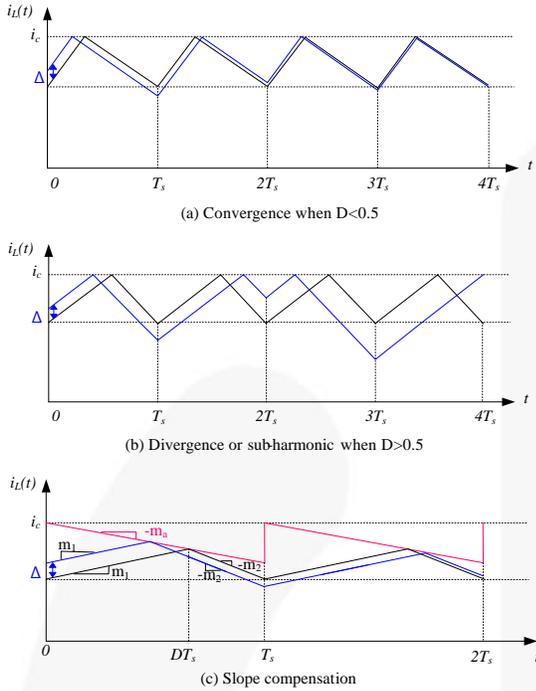


图 4. 斜率补偿

内部  $R_{slope}$  电阻 ( $5k\Omega$ ) 通过外部电阻  $R1$  连接至  $R_s$ ，它可以控制  $V_{sc}$  图 5 的斜率，从而在 中提供斜率补偿功能。在 FAN7340 中，斜率补偿可通过更改外部串联电阻 ( $R_1$ ) 编程。

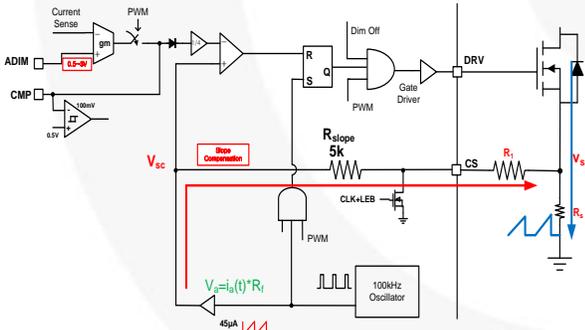


图 5. 可编程斜率补偿

斜率补偿电路设计

图 6 显示了与斜率补偿网络相关的内部/外部电路。

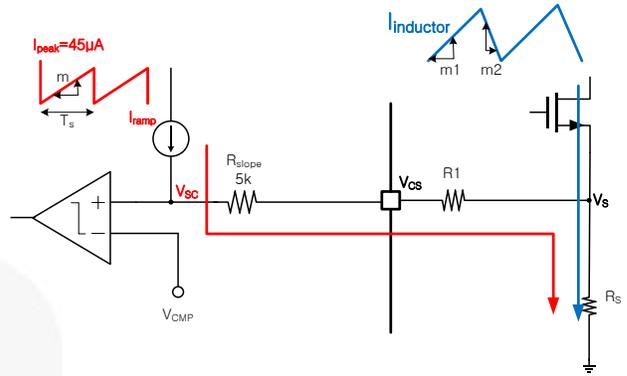


图 6. 斜率补偿的电路

由于升压转换器在瞬态持续时间内以 CCM (恒定频率) 运行，因此需要进行斜率补偿以确保转换器的稳定性。这可以通过适当选择  $R_1$  实现。

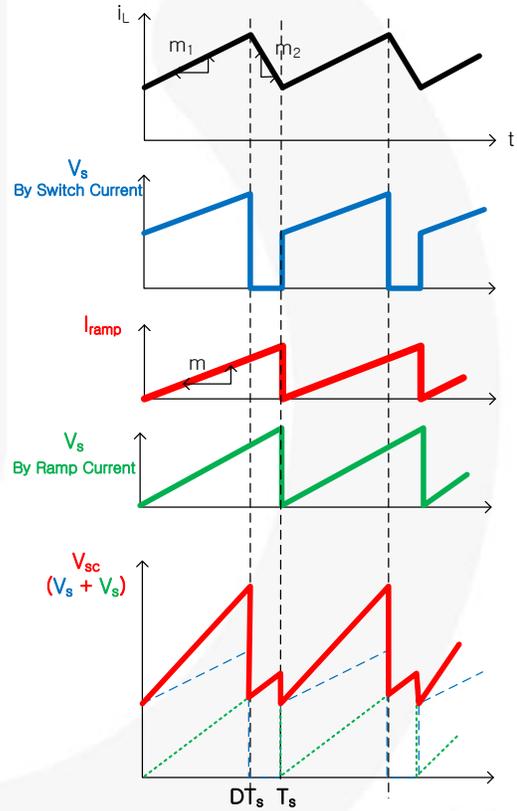


图 7.  $V_{sc}$  的波形

图 7 显示了内部  $V_{sc}$  节点的电感电流和波形。m1 是上升时间的电感电流斜率，m2 是下降时间的斜率。电感电流斜率的计算方式如下：

$$m_1 = \frac{V_{IN}}{L_{IN}}, \quad m_2 = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L_{IN}} \quad (12)$$

下降斜率的绝对值大于上升斜率时，施加的干扰会在后续周期变大，从而导致上一节所述的次谐波振荡。要避免次谐波振荡，上升斜率必须比下降斜率更急剧。因此

,  $V_{sc}$  节点的内部斜坡电流斜率  $m$  应该增加感测电感电流的上升斜率, 并降低下降斜率以符合此等式:

$$m_1' + m' > -m_2' - m' \quad (13)$$

因此, 所需的人工斜坡斜率为:

$$m' > \frac{1}{2}(-m_2' - m_1') \quad (14)$$

$V_{sc}$  节点的感测电感电流使用感测电阻  $R_s$  表示如下:

$$m_1' = \frac{V_{IN}}{L_{IN}} \cdot R_s, \quad m_2' = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L_{IN}} \cdot R_s \quad (15)$$

由于斜坡电流的峰值为  $45\mu\text{A}$ , 而且 FAN7340 中的最大占空比为 0.9, 因此人工斜坡斜率为:

$$m = \frac{I_{peak}}{D_{max} T_s} = \frac{45 [\mu\text{A}]}{0.9 \times T_s} \quad (16)$$

因此,  $V_{sc}$  节点的人工斜坡斜率为:

$$m' = m \times (R_{slope} + R_1 + R_s) \approx \frac{45 [\mu\text{A}]}{0.9 \times T_s} \times (R_{slope} + R_1) \quad (17)$$

**(示例)** 通过示例 1, 可以按照  $R_s=0.2\Omega$ ,  $R_{slope}=5k\Omega$  计算出  $R_1$ 。

$$\begin{aligned} \frac{45 [\mu\text{A}]}{0.9 \times T_s} \times (R_{slope} + R_1) &> \frac{1}{2} \left( -\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L_{IN}} \cdot R_s - \frac{V_{IN}}{L_{IN}} \cdot R_s \right) \\ R_1 &> \frac{1}{2} \left( \frac{V_{OUT} - 2V_{IN}}{L_{IN}} \cdot R_s \right) \times \frac{0.9 \times T_s}{45 \times 10^{-6}} - R_{slope} \\ &= \frac{1}{2} \left( \frac{230 - 2 \times 120}{450 \times 10^{-6}} \cdot 0.2 \right) \times \frac{0.9 \times 10 \times 10^{-6}}{45 \times 10^{-6}} - 5 \times 10^3 \\ &= -5.4 [k\Omega] \end{aligned}$$

负值意味着内部电阻  $R_{slope}$  可进行足够的斜率补偿。无需添加外部电阻进行斜率补偿。

### 逐周过流保护

可以通过直接控制电感电流来获得所需的输出电压。必须侦测开关的电流以防止过流故障。从图 8 中可看出, 通过限制漏极电流可以防止由于电流过大产生的开关损坏现象。

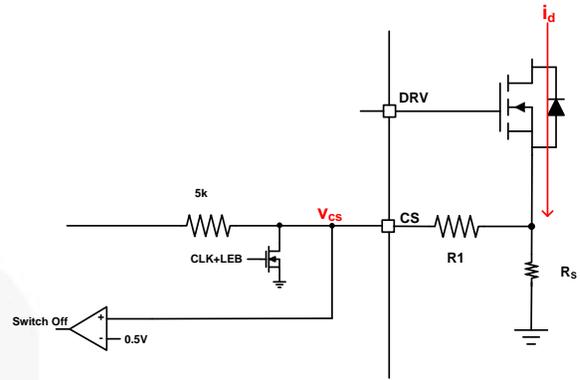


图 8. 逐周 OCP 电路

功率 MOSFET 的漏极电流由侦测电阻  $R_s$  侦测。如果 CS 引脚电压超出大约 0.5V 的阈值, 则会在最小导通时间或屏蔽 (LEB) 时间后出发过流保护功能。

由于内部斜率补偿电路, 可通过以下方式得出 CS 引脚电压:

$$V_{CS, pk} = m \times (R_1 + R_s) \times DT_s + i_{ds, pk} \times R_s \quad (18)$$

因此, 在按照等式 (19) 设计侦测电阻时, 必须考虑与斜率补偿电路相关的参数。

$$R_s = \frac{(0.5 - m \times (R_1 + R_s) \times DT_s)}{i_{ds, pk, required}} \quad (19)$$

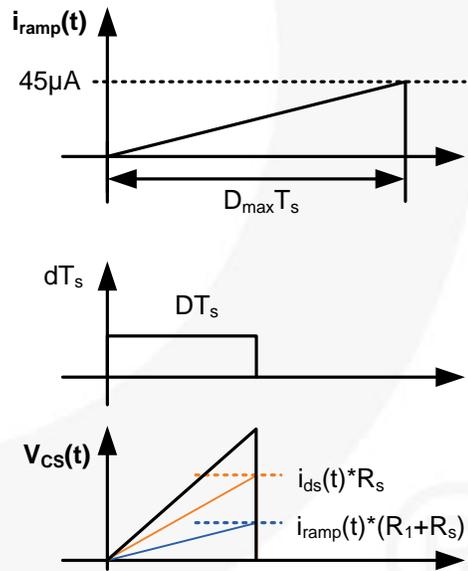


图 9. CS 引脚电压

### 过压保护 (OVP)

如图 10 所示, OVP 在输出分压大于 3V 时触发。触发 OVP 时, 调光开关和升压开关都会关断。从图 11 可以看出, 该保护在输出分压降至 2.9V 以下时解除。实际上, 在开路 LED 状况下可以通过 OVP 功能保护异常“开路 LED 灯串”状态。

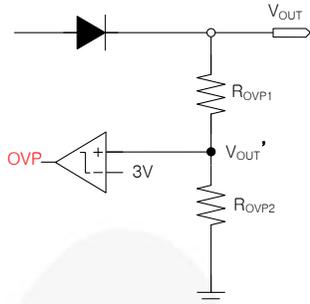


图 10. 过压保护电路

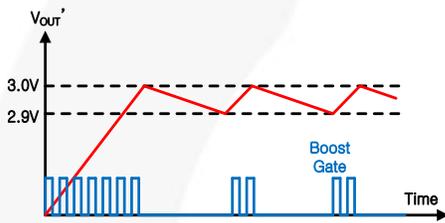


图 11. 触发和释放 OVP 保护

### 开路LED保护 (OLP)

图 12 中显示了 OLP 的内部电路。向 ENA 和 BDIM 引脚施加高信号后, LED 电流将通过 SENSE 引脚上的反馈检测电阻 ( $R_{SENSE}$ ) 侦测。如果 SENSE 引脚 ( $V_{SENSE}$ ) 上的电压降至 0.2V 以下, 并在高 BDIM 期间持续 5 $\mu$ s, 将产生 OLPi 信号。由于无法在 PWM 调光关闭期间 (BDIM 为低) 感测 LED 电流, 因此一旦生成 OLPi 以感测 LED 电流和 OLP 信号的延迟次数, 调光 MOSFET 将始终导通。OLPi 信号一旦生成, 就会在  $2^{13}/f_{SW, boost}$  延迟后产生使 FAULT 引脚高频的 OLP 信号。其中,  $f_{SW, boost}$  是升压转换器的开关频率。OLPi 信号在软启动期间禁用, 以防在该期间出现故障。图 13 中显示了工作时间图。

实际上, OVP 将在开路 LED 状态触发以关断升压和调光 MOSFET, 从而保护系统。但是, 在某些异常情况 (例如, LED 的器件短接到地线, 如直接 LED 短路情况) 下, 必须通过 OLP 来保护系统, 因为 OVP 无法触发。在直接 LED 短路情况下, 升压开关的占空比将升高, 因为没有感测到 LED 电流。无论流入输出 LED 的电流是多少, 输出电压都无法增加, 因为它限制为未短路的 LED 正向压降的总和。这也是 OVP 未在直接 LED 短路条件下触发的原因。但是,  $V_{SENSE}$  低于 0.2V, 因此 OLPi 信号将生成并在延迟后最终触发 OLP。

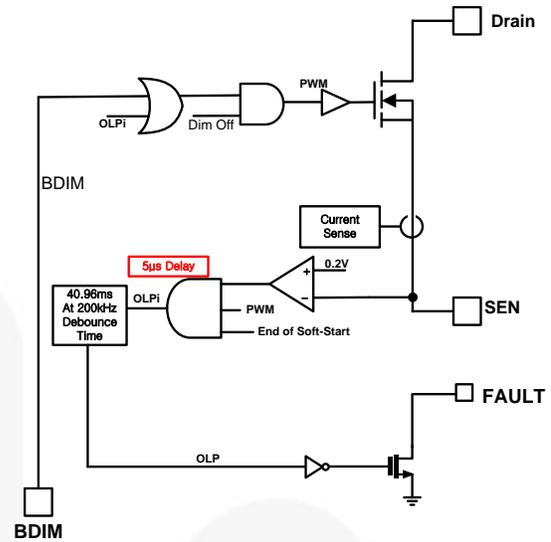


图 12. OLP 的内部电路

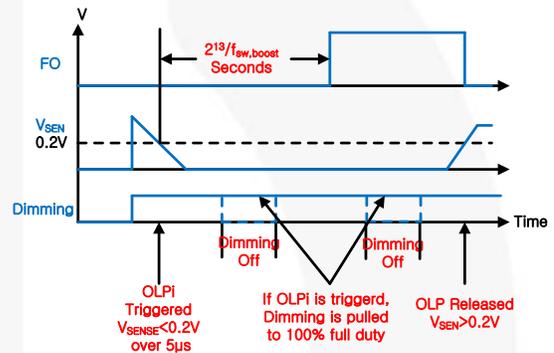


图 13. OLP 的时间图

### LED 过流保护 (OCP)

过流保护 (OCP) 的主要目的是保护内部调光 MOSFET 免于过流。OCP 阈值电平取决于 ADIM 电压  $V_{ADIM}$  (如所示);  $V_{ADIM} \leq 0.35V$  时, 该值为 1.4V;  $0.35V < V_{ADIM} < 1V$  时, 该值为  $V_{ADIM}$  的 4 倍;  $V_{ADIM} \geq 1V$ , 该值为 4V。  $V_{SENSE}$  超出 OCP 阈值时, 升压 MOSFET 和调光 MOSFET 将在延迟 1 $\mu$ s 后关断。OCP 在以下期间以自动启动方式运行:

$$t_{AR} = \frac{2^7}{f_{SW, boost}} \tag{20}$$

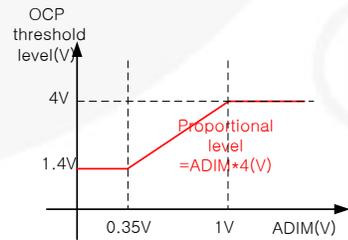


图 14. OCP 阈值电平与  $V_{ADIM}$

## 其他

### PCB 布局指南

功率接地 (PGND) 模式应该与信号接地 (SGND) 模式分离。所有连接至 IC GND 的外部元器件都应该尽可能靠近 IC 放置。连接 REF 引脚和 GND 的电容应该远离开关器件, 而且必须尽可能缩短接地环路的时间。电感、开关 MOSFET 和输出二极管是 PCB 上的干扰源, 因此它们的 PCB 模式应该厚而短。由于噪音强度与距离的平方成反比, 因此抑噪外部元器件 (如电线、跳线、芯片电阻和 MLCC) 应该远离噪音源放置。 $V_{cc}$  滤波器电容应该尽可能靠近 IC 的响应引脚放置, 以避免开关器件的噪音干扰。IC GND 应该连接至输出电容的功率 GND。

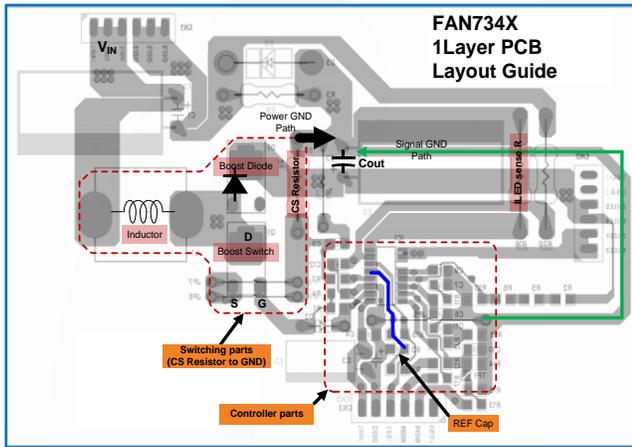


图 15. 评测板的 PCB 布局

### 使用 ENA 引脚的外部 UVP

输入电压小, 则电感峰值电流大。为保护低输入电压导致的过流, 需使用 ENA 引脚、通过过压保护 (UVP) 保护系统。输入电压通过连接正电源线和回路电源线的分压电阻感测, 如图 16 所示。输入电压足够低时, ENA 引脚的输入将变低。然后, FAULT 引脚将关闭 PMOS。

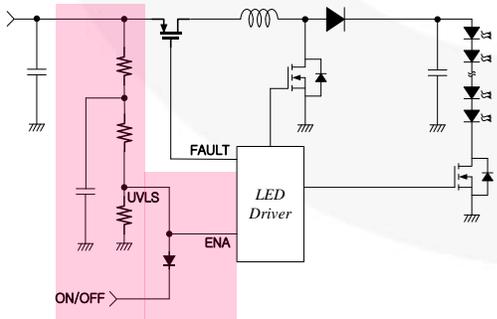


图 16. 使用 ENA 引脚的输入 UVP

### 补偿网络设计

图 17 显示了用于调节输出 LED 电流的 FAN7340 的内部框图和邻近区域。

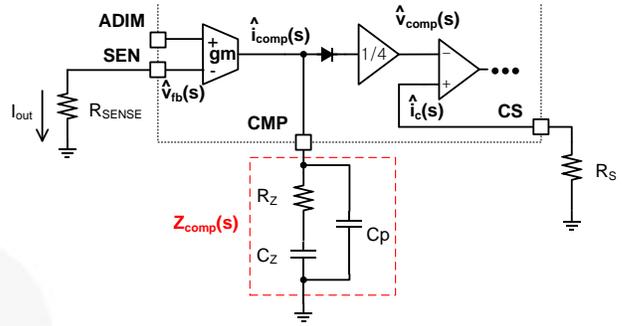


图 17. 用于调节输出 LED 电流的框图和补偿增益

等式 (21) ~ (23) 可通过图 17 得出。

$$\hat{v}_{comp}(s) = \hat{i}_c(s) \times R_s \quad (21)$$

$$\hat{v}_{comp}(s) = \frac{1}{4} \times \hat{i}_{comp}(s) \times Z_{comp}(s) \quad (22)$$

$$\hat{i}_{comp}(s) = \hat{v}_b(s) \times g_m = (\hat{i}_{out}(s) \times R_{SENSE}) \times g_m \quad (23)$$

合并以上等式可得出:

$$\frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{i}_{out}(s)} = \frac{R_{SENSE} \times g_m \times Z_{comp}(s)}{4R_s} \quad (24)$$

其中:

$$Z_{comp}(s) = \frac{1}{sC_z} \cdot \frac{1 + sR_zC_z}{1 + sR_zC_p} \quad (25)$$

另一方面, 当升压转换器在 BCM 或 DCM 下运行时, 通过使输入电感为零可得到简化的小信号模型 (如图 18 所示)。

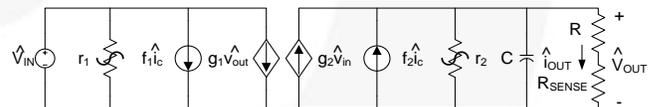


图 18. DCM 升压转换器的小信号模型

控制至输出传递函数  $G_{ic}(s)$  (忽略输出电容的有效串联电阻 ESR) 为:

$$G_{ic}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{out}(s)}{\hat{i}_c(s)} \right|_{\hat{v}_{in}(s)=0} = \frac{K}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (26)$$

其中:

$$K = f_2 \cdot \frac{(R \parallel r_2)}{R}, \quad (27)$$

$$f_2 = \frac{2I_{OUT}}{I_c}, \quad I_{OUT} \text{ 是输出 LED 电流}, \quad (28)$$

$$I_c = \sqrt{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot \left(1 + \frac{m'}{m_1}\right)^2 \cdot \frac{2I_{OUT}}{L_{IN} f_{OSC}}}, \quad (29)$$

$m'$  通过等式 (17) 确定。

$$R = nr_{LED}, n \text{ 是 LED 数量,} \quad (30)$$

$$r_{LED} \text{ 是 LED 的动态电阻,}$$

$$r_2 = R_{LED} \frac{M-1}{M},$$

$$R_{LED} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}}, M = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}, \text{ 且} \quad (31)$$

$$\omega_p = \frac{1}{(R \parallel r_2)C},$$

C 为输出电容。

LED 的动态电阻  $r_{LED}$  图 19 根据 LED 制造商提供的 I-V 特性曲线获得。显示了 Cree® X-Lamp® XB-D LED 的 V 特性曲线示例。假设输出 LED 电流为 300mA，输出电压为 230V， $r_{LED}$  为 LED 电流为 300mA 时的切线斜率。在这种情况下， $r_{LED}$  约为 0.67Ω。为提供该输出电压，需串联 80EA 的 LED。因此，LED 灯串的动态电阻总值  $nr_{LED}$  为 80 乘以 0.67，即 53.6Ω。

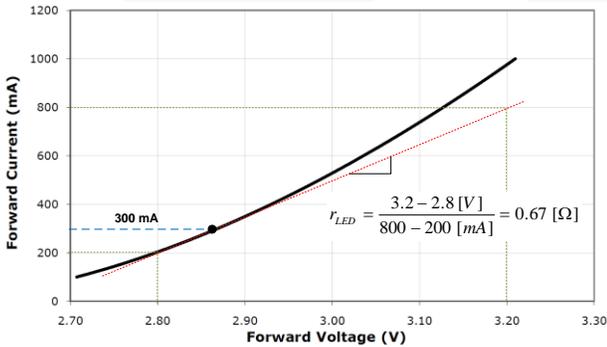


图 19. I-V 特性曲线与  $r_{LED}$

反馈环的设计过程如下：

- (1) 使用等式 (26) 获得功率级的控制至输出传递函数。单极系统的极点频率为  $\omega_p$ ，dc 增益为 K。
- (2) 确定交越频率 ( $f_c$ ) 约为开关频率的 1/20。如图 20 所示，由于功率级的控制至输出传递函数在交越频率处的斜率为 -20dB/dec，相位为  $-90^\circ$ 。因此需要在交越频率处设置一个零点补偿网络 ( $f_{cz}$ )，从而获得  $45^\circ$  的相角裕量。
- (3) 将补偿网络极点 ( $f_{cp}$ ) 设置为至少比  $f_c$  高 10 倍，以确保它不会影响补偿系统的相角裕量。此外，它还应足够低于系统的开关频率，以便衰减开关噪音。

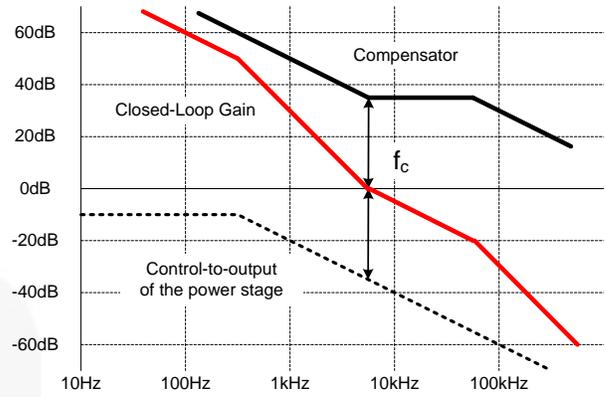


图 20. 系统的增益布局图

(示例) 找出功率级的控制至输出传递函数。表 2 中总结了前面示例中的参数。

表 2. 系统参数

参数	数值
$V_{IN}$	120V
$V_{OUT}$	230V
$I_{OUT}$	300mA
$f_{OSC}$	100kHz
$L_{IN}$	450μH
$m1'$	53,333
$m'$	25,000
$r_{LED}$	0.67Ω
n	80
C	15μF
$R_{SENSE}$	9.94Ω
$R_S$	0.2Ω
$g_m$	300μmho

斜率  $m_1$  (15) 和  $m'$  根据等式 (17) 和 得出。 $R_{SENSE}$  (11) 源自等式  $g_m$  可在 FAN7340 的数据表中找到。

控制参考电流  $I_c$  的计算方式如下：

$$I_c = \sqrt{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot \left(1 + \frac{m'}{m_1'}\right)^2 \cdot \frac{2I_{OUT}}{L_{IN} f_{OSC}}}$$

$$= \sqrt{(230 - 120) \cdot \left(1 + \frac{25,000}{53,333}\right)^2 \cdot \frac{2 \times 0.3}{450 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3}}$$

$$= 1.78 [A]$$

可得出  $f_2$  为：

$$f_2 = \frac{2I_{out}}{I_c} = \frac{2 \times 0.3}{1.78} = 0.337$$

R 的计算方式如下：

$$R = nr_{LED} = 80 \times 0.67 = 53.6[\Omega]$$

可得出  $r_2$  为:

$$r_2 = R_{LED} \frac{M-1}{M} = 0.3 \times \frac{230/\sqrt{120}-1}{230/\sqrt{120}} = 367[\Omega]$$

因此, 极点的 DC 增益 K 和频率的计算方式如下:

$$K = f_2 \cdot \frac{(R \parallel r_2)}{R} = 0.337 \cdot \frac{(53.6 \parallel 367)}{53.6} = 0.294 = -10.6dB$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R \parallel r_2)C} = \frac{1}{2\pi \times (53.6 \parallel 367) \times 15 \times 10^{-6}} = 227 [Hz]$$

接下来, 设计补偿网络。将补偿系统的交越频率设置为 5kHz, 开关频率的 1/20。5kHz 时, 未补偿功率级的增益的计算方式如下:

$$G_{@5kHz} = -10.6 - 20 \times (\log(5000) - \log(227)) = -37.45dB$$

由于补偿器在 5kHz 时的 DC 增益为 37.45dB, 因此可得出  $R_z$  为:

$$R_z = \frac{4R_s}{R_{SENSE} \times g_m} 10^{\left(\frac{37.45}{20}\right)} = 20000 = 20 [k\Omega]$$

因此, 可得出  $C_z$  为:

$$C_z = \frac{1}{2\pi R_z \times f_{cz}} = \frac{1}{2\pi \times 20k \times 5k} = 1.59 \times 10^{-9} \approx 1.5 [nF]$$

将 50kHz 时的补偿器极点频率设置为比零点高 10 倍。 $C_p$  可由以下公式获得:

$$C_p = \frac{1}{2\pi R_z \times f_{cp}} = \frac{1}{2\pi \times 20k \times 50k} = 0.16 \times 10^{-9} \approx 150 [pF]$$

图 21 显示了补偿网络设计的结果。

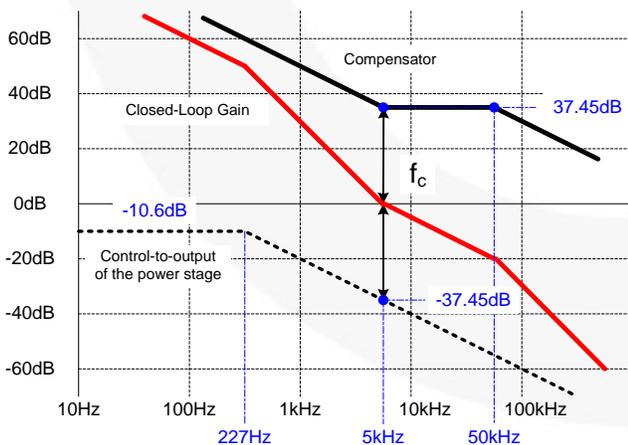


图 21. 补偿网络设计

图 21 显示了设计系统的增益和相位的实际波特图。交越频率大约为 7.5kHz, 相角裕量大于 45°。在实际的布局图中, 补偿器平面区域存在一定斜度。因此, 交越频率的频率范围将变得比预期更高, 并且可保证具有更大的相角裕量。

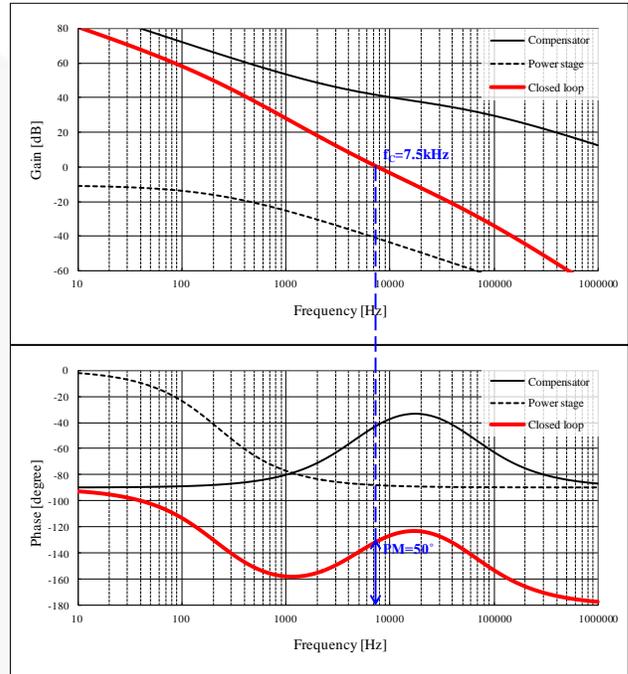


图 22. 实际波特图中的补偿网络设计

## 参考文献

[1] 飞兆半导体应用指南 “AN-8035, 使用 FAN7930 的临界传导模式功率因数校正 (PFC) 的设计注意事项。”

## 相关数据表

[FAN7340 — LED 背光驱动升压开关](#)

---

### 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](http://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](mailto: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](http://www.onsemi.com)  
**Order Literature:** <http://www.onsemi.com/orderlit>  
For additional information, please contact your local  
Sales Representative