



Garrett Roecker

摘要

LM5155 是一款适用于开关稳压器的多功能非同步低侧 N-FET 控制器。LM5155 的常见配置包括升压稳压器、反激式稳压器和 SEPIC 稳压器。本设计指南重点介绍如何将 LM5155 配置和设计为隔离型反激式稳压器。这是通用过程，重点介绍如何选择合适的元件以实现稳定的反激运行。设计示例遵循 LM5155EVM-FLY 评估模块的应用规格，结果在 LM5155EVM-FLY 用户指南中展示。对于典型应用，LM5155 反激式控制器快速入门计算器可用于高效完成本报告中所述的计算。

内容

1 引言.....	2
2 示例应用.....	2
3 计算和元件选型.....	2
4 元件选型汇总.....	11
5 小信号频率分析.....	16
6 修订历史记录.....	18

插图清单

图 3-1. LM5155 电流检测网络.....	4
图 3-2. 隔离式反馈.....	8
图 4-1. 应用电路.....	11
图 4-2. 效率与 I_{LOAD} 之间的关系.....	12
图 4-3. 控制环路响应 $V_{SUPPLY} = 18V$, $I_{LOAD} = 4A$	12
图 4-4. 负载阶跃： I_{LOAD} 2A 至 4A, $V_{SUPPLY} = 18V$	12
图 4-5. 热像图： $V_{SUPPLY} = 18V$, $I_{LOAD} = 4A$	12
图 4-6. LM5155EVM-FLY 原理图.....	13

表格清单

表 2-1. 设计参数.....	2
表 3-1. 选择变压器参数.....	4
表 3-2. 所选光耦合器参数.....	9
表 4-1. 元件列表.....	14
表 5-1. 控制环路公式.....	16
表 5-2. 补偿建模公式.....	17

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

本设计指南遵循典型的设计过程和计算方法，旨在实现在连续导通模式下运行的隔离式非同步反激式控制器。设计示例使用非稳压 24V 电压轨 (18V-36V)，产生高达 4A 负载电流的 5V 稳压电压。选择 10V 的非隔离型辅助绕组为 LM5155 供电，从而降低 LM5155 中的功率耗散。选择 250kHz 的开关频率，有助于更大限度地降低开关 MOSFET 的开关损耗和导通损耗。节 3 详细介绍了如何根据表 2-1 中所示的一般设计参数进行元件选型。

2 示例应用

表 2-1 显示了示例应用的设计参数。

表 2-1. 设计参数

参数	
V_{SUPPLY}	18 V 至 36 V
V_{LOAD}	5V
I_{LOAD}	4A
V_{AUX}	10V
I_{AUX}	20mA
$P_{\text{OUT_total}}$	20.2W
f_{SW}	250kHz

3 计算和元件选型

本节介绍特定于 LM5155 的公式，旨在实现以连续导通模式运行的隔离型反激式控制器。元件选型基于表 2-1 中所述的示例应用。

3.1 开关频率

选择开关频率是设计过程的第一步。更高的开关频率可实现更小的解决方案总体尺寸。但是，小尺寸的代价是增加开关损耗，降低稳压器的效率。通过选择相对较低的开关频率可以实现更高的效率，但需要更大的元件。在具有严格 EMC 要求的设计中应考虑开关频率的谐波。方程式 1 用于设置 LM5155 的内部振荡器频率。选择具有 250kHz 的开关频率的示例应用。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{\text{SW}}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{250\text{kHz}} - 955 = 87.44\text{k}\Omega \quad (1)$$

为 R_T 选择标准值，为 86.6k Ω 。

请注意，如数据表中所述，LM5155 的内部振荡器可以同步到外部时钟。LM5155 的最大占空比限制取决于频率。有关最大占空比限制的详细信息，请参阅 LM5155 数据表。

3.2 变压器选型

在反激式稳压器中，为任何应用选择合适的变压器是关键步骤。首先要决定为应用选择正确的开关操作类型，即不连续导通模式 (DCM) 或连续导通模式 (CCM)。为此设计选择 CCM，以更大限度减少初级侧 RMS 电流，尽可能提高满载效率，同时尽可能降低负载电压纹波。

3.2.1 上限占空比和匝数比选型

在 CCM 运行中，低侧开关的占空比通过方程式 2 计算。

$$D = \frac{\frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{\text{LOAD}}|}{V_{\text{SUPPLY}} + \frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{\text{LOAD}}|} \quad (2)$$

其中

- N_P 是初级侧绕组的匝数，假设为 1
- N_S 是次级侧绕组的匝数。

当电源电压处于最小值时，会出现最大占空比。通过选择最大占空比，可以计算出次级绕组的匝数。选择小于 50% 的占空比会带来两个主要好处。首先，它减少了在 CCM 运行中占空比大于 50% 时实现稳定运行所需的斜率补偿需求。对于某些宽输入电压设计，可能无法将占空比限制在 50% 以下。LM5155 为此类设计提供了可编程斜率补偿。其次，调制器的右半平面零点被推至高频，有助于改善负载瞬态响应，并简化控制环路补偿计算。对于本设计，最大占空比 (D_{MAX}) 选择为 40%。次级绕组的匝数使用 [方程式 3](#) 计算。

$$N_{S_calc} = \frac{(|V_{LOAD}|) \cdot (1 - D_{MAX}) \cdot N_P}{V_{SUPPLY_min} \cdot D_{MAX}} = \frac{(|5V|) \cdot (1 - 0.4) \cdot 1}{18V \cdot 0.4} = 0.417 \quad (3)$$

N_S 选择为 0.5 匝。选择 N_S 为 0.5 匝，可以最少的总匝数实现匝数比。在此示例中，初级绕组的最小匝数为 2，次级绕组的最小匝数为 1。选择 N_S 后，使用 [方程式 4](#) 计算最大占空比。

$$D_{MAX} = \frac{\frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|}{V_{SUPPLY_min} + \frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|} = \frac{\frac{1}{0.5} \cdot |5V|}{18V + \frac{1}{0.5} \cdot |5V|} = 0.357 \quad (4)$$

计算得出的 D_{MAX} 约为 35.7%，低于 40% 的目标最大占空比。辅助绕组的匝数使用 [方程式 5](#) 计算。

$$N_{AUX_calc} = N_S \cdot \frac{|V_{AUX}|}{|V_{LOAD}|} = 0.5 \cdot \frac{|10V|}{|5V|} = 1 \quad (5)$$

其中

- V_{AUX} 为辅助绕组电压

3.2.2 初级绕组电感选型

选择初级绕组的电感值时需考虑三个主要参数：初级绕组电流纹波比 (IL_{RR})、变压器电流下降斜率和控制环路的右半平面零点频率 (ω_{Z_RHP})。在这三个参数之间找到平衡有助于简化设计过程的其余部分。

- 选择初级绕组纹波电流纹波比来平衡变压器的铜损耗和铁损耗。随着相对纹波电流的增加；铁损耗增加，铜损耗减少。
- 变压器电流的下降斜率应该足够小，以防止在占空比大于 50% 的应用中出现次谐波振荡。初级绕组的电感值越大，下降斜率越小。LM5155 为这些应用提供固定的内部斜率补偿以及可编程的斜率补偿。
- 右半平面零位应置于高频处，允许控制环路有更高的交叉频率。随着初级绕组的相对电感值减小，右半平面零频率增加。

最大纹波比在 30% 和 70% 之间可以很好地平衡变压器的总功率损耗，使变压器电流的下降斜率与内部斜率补偿相匹配，并增加右半平面零频率。电感电流的最大纹波比设置为 60%。在 CCM 操作中，当电源电压处于最大值时，会出现最大初级绕组纹波电流。CCM 操作的初级绕组电感值使用 [方程式 6](#) 进行计算。

$$L_{M_calc} = \frac{N_P^2 \cdot V_{SUPPLY_max}^2 \cdot V_{LOAD}^2}{IL_{RR} \cdot f_{SW} \cdot P_{OUT_total} \cdot (N_S \cdot V_{SUPPLY_max} + N_P \cdot |V_{LOAD}|)^2} \quad (6)$$

$$L_{M_calc} = \frac{1^2 \cdot 36V^2 \cdot 5V^2}{0.6 \cdot 250kHz \cdot 20.2W \cdot (0.5 \cdot 36V + 1 \cdot |5V|)^2} = 20.6\mu H$$

其中

- IL_{RR} 为纹波比
- V_{SUPPLY_max} 是最大电源电压
- P_{OUT_total} 是反激式稳压器提供的最大功率

初级绕组电感选择为 $21\mu\text{H}$ 。初级绕组纹波电流和初级绕组峰值电流分别使用 [方程式 7](#) 和 [方程式 8](#) 计算。峰值初级绕组电流出现在最小电源电压处。

$$\Delta I_{L_M} = \frac{V_{\text{SUPPLY}} \cdot D}{L_M \cdot f_{\text{SW}}} = \frac{18\text{V} \cdot 0.357}{21\mu\text{H} \cdot 250\text{kHz}} = 1.224\text{A} \quad (7)$$

$$I_{L_{\text{PEAK}}} = \frac{P_{\text{OUT_total}}}{V_{\text{SUPPLY_min}} \cdot D} + \frac{\Delta I_{L_M}}{2} = \frac{20.2\text{W}}{18\text{V} \cdot 0.357} + \frac{1.224\text{A}}{2} = 3.75\text{A} \quad (8)$$

$I_{L_{\text{PEAK}}}$ 用于正确调整电流检测电阻的大小。[表 3-1](#) 汇总了所选变压器的主要参数。

表 3-1. 选择变压器参数

参数	值
匝数比 ($N_P:N_S:N_{\text{AUX}}$)	1:0.5:1 (2:1:2)
初级绕组电感 (L_M)	$21\mu\text{H}$
初级绕组饱和电流 (I_{SAT})	6A

3.3 电流检测电阻计算

本节介绍电流检测网络元件的选型。[图 3-1](#) 显示了构成 LM5155 电流检测网络的四个元件。 R_S 是电流检测电阻。该电阻可检测控制环路的开关电流，还可设置峰值电流限值。 R_F 与 C_F 构成低通滤波器。该滤波器有助于降低任何高频噪声对电流检测信号的影响。 R_{SL} 可设置外部斜率补偿，为可选元件。在某些应用中，LM5155 的内部斜率补偿不足，需要 R_{SL} 。

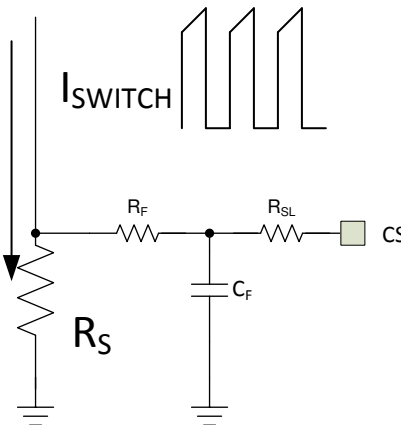


图 3-1. LM5155 电流检测网络

3.3.1 电流检测电阻和斜率补偿电阻选型

选择电流检测电阻是为了避免在出现最低电源电压 $V_{\text{SUPPLY_MIN}}$ 并提供最大输出功率 $P_{\text{OUT_total}}$ 时，触发峰值电流限制保护。由于稳压器的组件容差和低效，所设置的峰值电流限制应稍高于变压器初级绕组计算出的峰值电流。开始可设置为 20% 至 30% 的裕度 ($M_{I_LIMIT}=0.2-0.3$)。[方程式 9](#) 用于计算所需的峰值开关电流限制值。在该设计示例中， M_{I_LIMIT} 选为 30%。

$$I_{L_{\text{PEAK_LIMIT_SET}}} = (1 + M_{I_LIMIT}) \cdot I_{L_{\text{PEAK_MAX}}} = (1 + 0.3) \cdot 3.75\text{A} = 4.88\text{A} \quad (9)$$

选择正确的电流检测电阻是一个迭代过程。第一步是假定无需外部斜率补偿 ($R_{\text{SL}} = 0\Omega$)，计算最大电流检测电阻值。使用 [方程式 10](#) 选择最大电流检测电阻值。

$$R_{S_MAX} = 1.66 \frac{V_{\text{SL}} \cdot L_M \cdot f_{\text{SW}}}{\frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{\text{LOAD}}|} = 1.66 \frac{40\text{mV} \cdot 21\mu\text{H} \cdot 250\text{kHz}}{\frac{1}{0.5} \cdot |5\text{V}|} = 34.9\text{m}\Omega \quad (10)$$

其中

- V_{SL} 为 LM5155 内部固定的内部斜率补偿

假定无需外部斜率补偿，可根据方程式 11 计算电流检测电阻值。

$$R_{S_wo_sl} = \frac{V_{CLTH}}{I_{PEAK_LIMIT_SET}} = \frac{100mV}{4.88A} = 20.48m\Omega \quad (11)$$

其中

- V_{CLTH} 为 LM5155 的电流限制阈值

如果计算得出的 $R_{S_wo_sl}$ 电阻值小于 R_{S_MAX} 电阻值，则选择 $R_{S_wo_sl}$ 作为电流检测电阻值 (R_S)。如果计算的 $R_{S_wo_sl}$ 电阻值大于计算的 R_{S_MAX} 电阻值，则有两种方法可供选择：减小电流检测电阻值或添加外部斜率补偿。

- 减小电流检测电阻值可提高内部斜率补偿的成效。使用 LM5155 时，由于没有外部斜率补偿，无论占空比如何，峰值电感器电流限制都将保持恒定。降低电流检测电阻值会导致开关峰值电流限制值增大，从而增加所需的初级绕组饱和电流额定值。
- 添加外部斜率补偿。在电流检测网络中添加外部斜率补偿后，峰值电感器电流限制会随电源电压的变化而变化。

将 R_{SL} 设置为小于 $1k\Omega$ 的非零值，即可添加外部斜率补偿。在需要外部斜率补偿的应用中， R_S 根据方程式 12 计算得出。

$$R_{S_w_sl} = \frac{L_M \cdot N_S \cdot f_{sw} \cdot (V_{CLTH} + D \cdot V_{SLOPE})}{D \cdot 0.833 \cdot N_P \cdot |V_{LOAD}| + I_{PEAK_LIMIT_SET} \cdot L_M \cdot N_S \cdot f_{sw}} \quad (12)$$

$$R_{S_w_sl} = \frac{21\mu H \cdot 0.5 \cdot 250kHz \cdot (100mV + 0.357 \cdot 40mV)}{0.357 \cdot 0.833 \cdot 1 \cdot |5V| + 4.88A \cdot 21\mu H \cdot 0.5 \cdot 250kHz} = 20.97m\Omega$$

R_{SL} 根据方程式 13 计算得出。

$$R_{SL} = \frac{V_{CLTH} - I_{PEAK_LIMIT_SET} \cdot R_{S_w_sl}}{I_{SLOPE} \cdot D} = \frac{100mV - 4.88A \cdot 20.06m\Omega}{30\mu A \cdot 0.357} = -223.4\Omega \quad (13)$$

其中

- I_{SLOPE} 为 LM5155 的斜率补偿电流源
- D 为最小电源电压时的占空比

如果计算得出的 R_{SL} 值为负，则内部斜率补偿已经足够，无需额外的斜率补偿。如果计算得出的 R_{SL} 值超过 $1k\Omega$ 的最大值，则需减小检测到的电流的下降斜率。要减小初级绕组电流的下降斜率，必须增加 L_M 的初级绕组电感值。如果初级绕组电感值改变，则必须重新计算电流检测电阻。

根据设计过程，所选电流检测电阻值为 $20m\Omega$ (R_S)，这是最接近方程式 14 中计算值的标准电阻值。无需外部斜率补偿，所选 R_{SL} 为 0Ω 。变压器初级绕组的峰值电流限制使用方程式 14 计算。

$$I_{PEAK_LIMIT} = \frac{V_{CLTH} - I_{SLOPE} \cdot R_{SL} \cdot D}{R_S} = I_{PEAK_LIMIT} = \frac{100mV - 30\mu A \cdot 0\Omega \cdot 0.375}{20m\Omega} = 5A \quad (14)$$

其中

- D 为最低电源电压时的占空比

由于没有增加外部斜率补偿，无论电源电压如何变化，变压器初级绕组峰值电流限制都保持恒定。变压器初级绕组的饱和电流额定值为 $6A$ ，对于 $20m\Omega$ 所选 R_S 值已经足够。

3.3.2 电流检测电阻滤波器选型

对于所有设计，建议为电流检测信号添加低通滤波器。由 R_F 与 C_F 构成此低通滤波器，如图 3-1 所示。添加滤波器有助于减轻前沿尖峰对电流检测信号的影响。 R_F 的选择范围在 $10\ \Omega$ 至 $200\ \Omega$ 之间。在该设计中，所选 R_F 为 $100\ \Omega$ 。 C_F 必须小于方程式 15 中的规定值，才能确保正常运行。

$$C_F < \frac{1-D}{3 \cdot R_F \cdot f_{SW}} = \frac{1-0.357}{3 \cdot 100\ \Omega \cdot 250\ \text{kHz}} = 1.89\ \text{nF} \quad (15)$$

所选 C_F 为 $470\ \text{pF}$ 。

3.4 MOSFET 选型

反激式控制器的 MOSFET 选型需关注功率耗散和额定电压。MOSFET 的功率耗散包括两个不同部分：导通损耗和开关损耗。导通损耗取决于 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 电阻。N 沟道 MOSFET 导通和关断时，开关损耗发生在开关节点的上升时间和下降时间期间。在上升时间和下降时间期间，流经 MOSFET 通道的电流和漏源之间的大压降会导致功率耗散。开关节点的上升时间和下降时间越长，开关损耗越高。选择小寄生电容 MOSFET 可降低开关损耗。

总栅极电荷 (Q_{G_total}) 必须足够小，使内部 VCC 稳压器不会超出电流限制。给定 MOSFET 的 Q_{G_total} 可在元件数据表中找到。方程式 16 用于计算所选开关频率下 MOSFET 的总栅极电荷上限。所选 MOSFET 的 Q_{G_total} 为 $35\ \text{nC}$ 。

$$Q_{G_total} < \frac{35\ \text{mA}}{f_{SW}} \quad (16)$$

MOSFET 的 RMS 电流使用方程式 17 估算。通过估算开关 RMS 电流，可以选择 $R_{DS(ON)}$ 值足够小的 MOSFET。

$$I_{MOS_RMS} = \sqrt{D \cdot \left(\left(\frac{P_{OUT_total}}{V_{SUPPLY_min} \cdot D} \right)^2 + \frac{\Delta I_{LM}^2}{12} \right)} = \sqrt{0.357 \cdot \left(\left(\frac{20.2\ \text{W}}{18\ \text{V} \cdot 0.357} \right)^2 + \frac{1.224^2}{12} \right)} = 1.89\ \text{A} \quad (17)$$

所选 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 为 $8.7\ \text{m}\Omega$ 。

MOSFET 的漏源击穿电压额定值需要高于反射的次级侧电压加上最大输入电压，计算方法见方程式 18。

$$V_{DS} > \left(\frac{N_p}{N_s} \cdot V_{LOAD} \right) + V_{SUPPLY_max} = \left(\frac{1}{0.5} \cdot 5\ \text{V} \right) + 36\ \text{V} = 46\ \text{V} \quad (18)$$

由于初级绕组的寄生漏电感，开关节点电压振铃远高于方程式 18 中计算得出的值。为了克服开关节点上的振铃，可以添加电压钳位。本应用报告未介绍如何设计此钳位。对于此设计，选择了额定电压为 $100\ \text{V}$ 的 MOSFET。

3.5 二极管选型

次级侧二极管的反向电压额定值必须大于变压器初级绕组到次级绕组的反射电压加上次级负载电压。次级二极管的反向电压在方程式 19 中计算。

$$V_{D_reverse} = \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot V_{SUPPLY_max} \right) + V_{LOAD} = \left(\frac{0.5}{1} \cdot 36\ \text{V} \right) + 5\ \text{V} = 23\ \text{V} \quad (19)$$

由于漏感，初级侧开关关闭时会出现负尖峰。需要在二极管两端添加一个缓冲器，以帮助尽可能减小这个电压尖峰。即使添加了缓冲器，也必须在方程式 20 中计算的数值上增加一些电压裕度。对于此应用，选择了反向电压额定值为 $40\ \text{V}$ 的二极管。

次级侧二极管的平均电流使用方程式 20 估算。

$$I_{D_AVG} = I_{LOAD} = 5A \quad (20)$$

二极管必须能够传导在 [方程式 20](#) 中计算的值，并留有一定的裕量。对于该设计，所选二极管能够传导 10A 的平均正向电流。

3.6 输出电容器选型

输出电容器需要使负载电压纹波平稳，在负载瞬态期间提供能量源，并在 MOSFET 导通期间为负载提供能量。确定输出电容大小的一种实用方法是基于所需的负载瞬态规格。负载瞬态规格与控制环路交叉频率有关。对于此估算，预计控制环路交叉频率设置为右半平面零点频率的 1/5。该右半平面零点频率使用 [方程式 21](#) 计算得出。

$$f_{CROSS} = \frac{f_{z_RHP}}{5} = \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{V_{LOAD}^2 \cdot (D')^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M} = \frac{1^2}{0.5^2} \cdot \frac{5^2 \cdot (1-0.357)^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 21\mu H} = 8.68kHz \quad (21)$$

对于此设计示例，负载瞬态规格表明负载电压在从 50% 负载电流 (2A) 到 100% 负载电流 (4A) 的负载瞬态期间不应过冲或下冲超过 100mV。 [方程式 22](#) 用于计算估计的负载电容，以实现指定的负载瞬态负载电压纹波要求。

$$C_{LOAD_min} = \frac{\Delta I_{LOAD}}{2\pi \cdot f_{CROSS} \cdot \Delta V_{LOAD}} = \frac{2A}{2\pi \cdot 8.6kHz \cdot 100mV} = 366\mu F \quad (22)$$

其中

- ΔI_{LOAD} 是负载电流条件的差异 (4A - 2A)
- ΔV_{LOAD} 是指定的过冲电压规格和下冲电压规格

在本设计中，所选 C_{LOAD} 为 540 μ F。

3.7 输入电容器选型

输入电容器可在运行期间使电源纹波电压平稳。对于本设计，当电源电压处于最小值时，输入电压纹波被设计为小于 50mV。 [方程式 23](#) 用于根据电源纹波电压规格估算所需的输入电容。

$$C_{IN_min} = \frac{P_{OUT_total} \cdot (1-D)}{\Delta V_{SUPPLY} \cdot f_{SW}} = \frac{20.2W \cdot (1-0.357)}{50mV \cdot 250kHz} = 57.7\mu F \quad (23)$$

输入电容选择为 100 μ F。添加陶瓷电容器有助于降低输入电容器组的 ESR。

3.8 UVLO 电阻选型

外部欠压锁定 (UVLO) 电阻器设置稳压器的最低工作电源电压。必须指定两个级别；LM5155 开始工作的电压 ($V_{SUPPLY(ON)}$) 和 LM5155 进入待机模式的电压 ($V_{SUPPLY(OFF)}$)。在该示例中， $V_{SUPPLY(ON)}$ 电压为 17V， $V_{SUPPLY(OFF)}$ 为 16V。根据 [方程式 24](#) 计算上部 UVLO 电阻 (R_{UVLOT})。

$$R_{UVLOT} = \frac{0.967 \cdot V_{SUPPLY(ON)} - V_{SUPPLY(OFF)}}{5\mu A} = \frac{0.967 \cdot 17V - 16V}{5\mu A} = 86.66k\Omega \quad (24)$$

所选 R_{UVLOT} 为 100k Ω 。 R_{UVLOB} 使用 [方程式 25](#) 进行计算。

$$R_{UVLOB} = \frac{1.5V \cdot R_{UVLOT}}{V_{SUPPLY(ON)} - 1.5V} = \frac{1.5V \cdot 100k\Omega}{17V - 1.5V} = 9.67k\Omega \quad (25)$$

所选 R_{UVLOB} 为 9.67k Ω 。

3.9 控制环路补偿

本节介绍了一种通用技术，用于稳定以连续导通模式运行的峰值电流模式控制型反激式稳压器的控制环路。图 3-2 展示了实现隔离式反馈路径的电路。为了保持初级侧和次级侧之间的电压隔离，使用了光耦合器。在图 3-2 中，LM5155 的 FB 引脚接地。C_{OPTO} 是光耦合器的寄生电容。该容值取决于所选的 R_{PULLUP} 值，可使用光耦合器数据表进行估算。假定 C_{COMP} 比 C_{OPTO} 大很多，这有助于简化环路计算。但是，R_{PULLUP} 和 C_{OPTO} 形成了一个极点，要进行精确的环路建模需要考虑这一点。有关隔离式反馈传递函数的详细模型，请参阅表 5-2。

可使用许多不同的策略来设置控制环路的交叉频率，并正确放置反馈路径的极点和零点，以实现稳定运行。环路补偿选型过程可分为几个简单步骤，如以下各节所述。

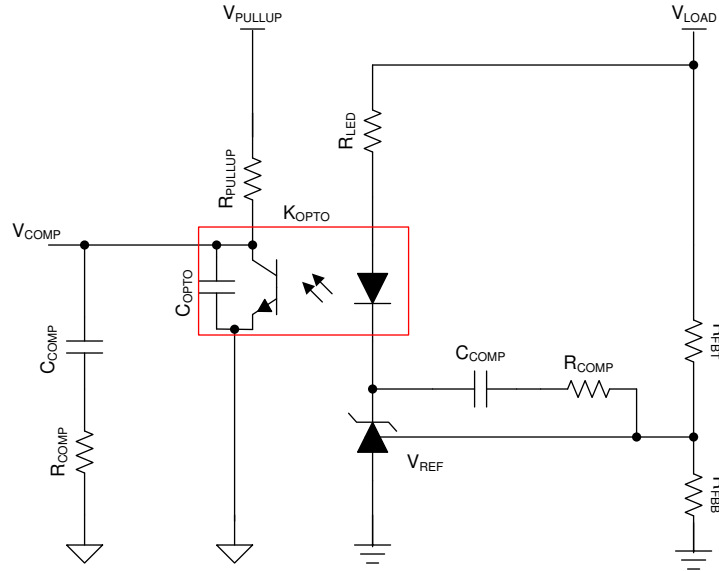


图 3-2. 隔离式反馈

3.9.1 反馈电阻器选型

要实现图 3-2 中所示的电路，必须首先选择电压基准。由于低基准电压为 1.24V，因此选择 TLV431。对于更高的负载电压设计，可以使用基准电压为 2.5V 的 TL431。此设计的负载电压为 5V，选择 1.24V 的基准电压可支持更大的余量，以确保电压基准适当偏置。在本设计中，选择的上部反馈电阻 R_{F_{BT}} 为 30kΩ。方程式 26 用于计算下部反馈电阻，R_{F_{BB}}。

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\frac{V_{LOAD} - 1}{V_{REF}}} = \frac{30k\Omega}{\frac{5V}{1.24V} - 1} = 9.89k\Omega \quad (26)$$

所选 R_{F_{BB}} 的标准值为 9.78kΩ。

3.9.2 R_{PULLUP} 选型

建议在 V_{PULLUP} 和 V_{COMP} 之间添加一个电阻器来实现反馈电路。该上拉电压会根据辅助绕组电压而变，也可以是 LM5155 的 VCC 电压。在本设计中，V_{PULLUP} 电源轨连接到 10V 的辅助绕组。方程式 27 用于计算最小 R_{PULLUP} 值。

$$R_{PULLUP} > \frac{V_{PULLUP} - V_{COMP_max}}{I_{COMP_clamp}} = \frac{10V - 2.5V}{1.6mA} = 4.66k\Omega \quad (27)$$

所选 R_{PULLUP} 为 4.99kΩ。

3.9.3 光耦合器选型

选择光耦合器时，需要考虑几个主要参数：电流传输比 (CTR)、次级侧二极管压降和初级侧 BJT 的电容。在以下公式中，CTR 与图 3-2 中的 k_{OPTO} 、二极管压降与 V_D 以及 BJT 电容与 C_{OPTO} 具有相同的含义。

- CTR 会根据所选元件的不同而显著变化。在各种运行条件下，CTR 值的变化范围可能高达 600%。由于 CTR 容差很大，环路补偿元件选型需要考虑最小 CTR 值和最大 CTR 值。在本设计中，所选光耦合器的 CTR 为 100% 至 200%。
- 二极管压降会影响 R_{LED} 值的选择。二极管压降需要足够小，以便为电压基准提供足够的电压，确保正常运行。所选光耦合器的二极管压降为 1.4V。
- 上拉电阻 (R_{PULLUP}) 和寄生电容 (C_{OPTO}) 可形成一个极点，限制控制环路的最大交叉频率。选择上拉电阻后，可根据光耦合器数据表计算光耦合器的电容。所选光耦合器计算得出的电容约为 3.3nF。交叉频率应小于极点，在本设计中约为 9.66kHz。

表 3-2 汇总了所选光耦合器的关键参数。

表 3-2. 所选光耦合器参数

参数	值
k_{OPTO_min}	100%
k_{OPTO_max}	200%
V_D	1.4V
C_{OPTO}	3.3nF
$V_{CE(sat)}$	200mV

3.9.4 R_{LED} 选型

与光耦合器二极管串联的电阻 R_{LED} 会直接影响控制环路的中波段增益。方程式 28 用于计算 R_{LED} 的最大值，以确保初级侧的 V_{COMP} 电压可被拉至光耦合器 BJT 的饱和电压 $V_{CE(sat)}$ 。

$$R_{LED} < \frac{(V_{LOAD} - V_{REF} - V_D) \cdot R_{PULLUP} \cdot k_{OPTO_min}}{V_{PULLUP} - V_{CEsat}} = \frac{(5V - 1.24V - 1.4V) \cdot 4.99k\Omega \cdot 1}{10V - 200mV} = 1.2k\Omega \quad (28)$$

所选 R_{LED} 为 1k Ω 。

3.9.5 交叉频率选择

所选的环路交叉频率为右半平面零点频率的 1/5，并且小于 BJT 电容和上拉电阻器设置的极点。方程式 29 详细展示了如何计算右半平面零点频率的 1/5。

$$f_{CROSS} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{N_P^2}{N_S^2} \cdot \frac{V_{LOAD}^2 \cdot (D)^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M \cdot P_{OUT_total}} = \frac{1^2}{0.5^2} \cdot \frac{5^2 \cdot (1-0.357)^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 21\mu H} = 8.68kHz \quad (29)$$

所选交叉频率 (f_{CROSS}) 小于右半平面零点频率的 1/5。为了在整个温度和工艺范围内实现组件容差，选择 6kHz 的交叉频率。

3.9.6 确定所需 R_{COMP}

R_{COMP} 阻值会直接影响控制环路的交叉频率。交叉频率越高，控制环路对瞬态条件的反应就越快。降低 R_{COMP} 电阻值会降低交叉频率，但有助于确保控制环路在指定的电源电压范围内保持稳定。已知所需的环路交叉频率为 6kHz， R_{COMP} 根据方程式 30 计算得出。

$$R_{COMP} = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{LOAD} \cdot R_S \cdot f_{CROSS} \cdot R_{LED}}{G_{COMP} \cdot k_{OPTO_max} \cdot (1-D)} = \frac{0.5}{1} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 540\mu F \cdot 20m\Omega \cdot 6kHz \cdot 1k\Omega}{0.142 \cdot 2 \cdot (1-0.357)} = 1.15k\Omega \quad (30)$$

R_{COMP} 选择为 1k Ω 。

3.9.7 确定所需 C_{COMP}

R_{COMP} 电阻器和 C_{COMP} 电容器设置补偿网络的低频零点，并提供相位提升。这个零频率的放置在很大程度上会影响控制环路的瞬态响应。有助于确保足够相位裕度的良好策略是将零点置于交叉频率 (f_{CROSS}) 的几何平均值和调制器的低频极点处。方程式 31 将误差放大器的低频零点置于 f_{CROSS} 的几何平均值和受控体的低频极点 (ω_{P_LF})。

$$C_{COMP} = \sqrt{\frac{C_{LOAD} \cdot V_{LOAD}^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{COMP}^2 \cdot f_{CROSS} \cdot (1+D)}} = \sqrt{\frac{540\mu F \cdot 5V^2}{2 \cdot \pi \cdot 1k\Omega^2 \cdot 6kHz \cdot (1+0.217)}} = 120nF \quad (31)$$

其中

- D 为最高电源电压时的占空比 (0.217)

对于此设计， C_{COMP} 选择为 220nF，以帮助确保额外的相位裕度。

4 元件选型汇总

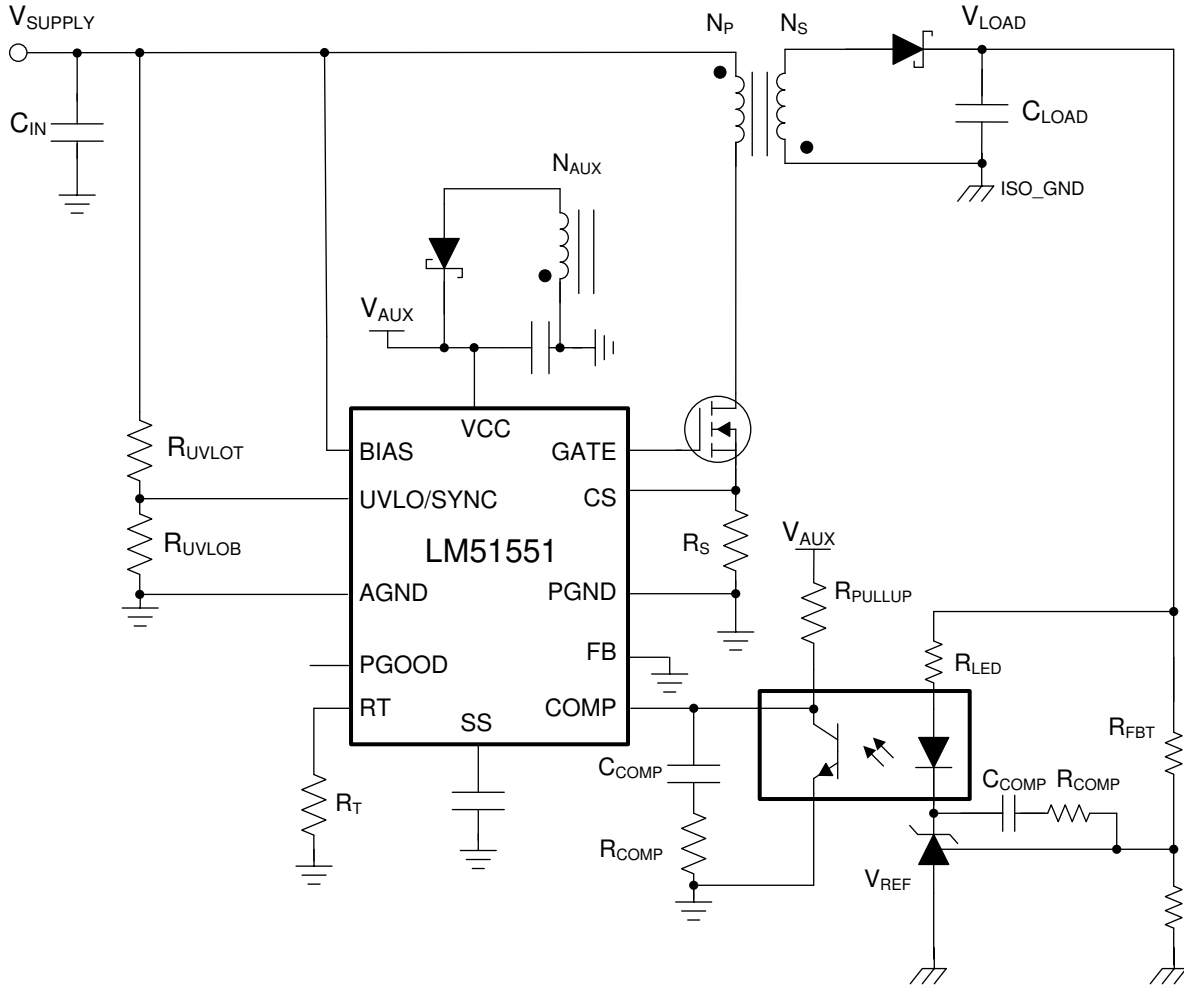


图 4-1. 应用电路

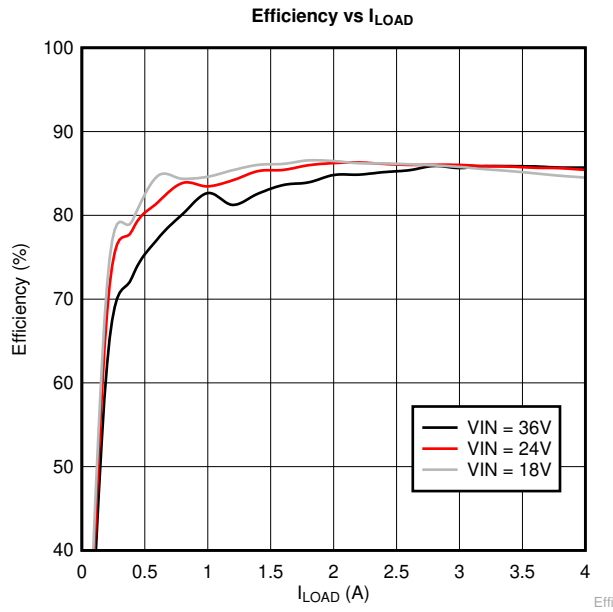


图 4-2. 效率与 I_{LOAD} 之间的关系

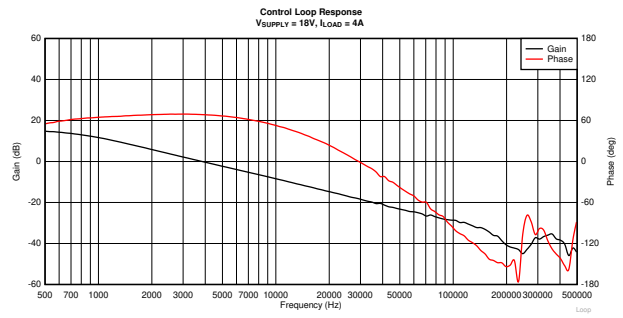


图 4-3. 控制环路响应 $V_{SUPPLY} = 18V$, $I_{LOAD} = 4A$



图 4-4. 负载阶跃 : I_{LOAD} 2A 至 4A , $V_{SUPPLY} = 18V$

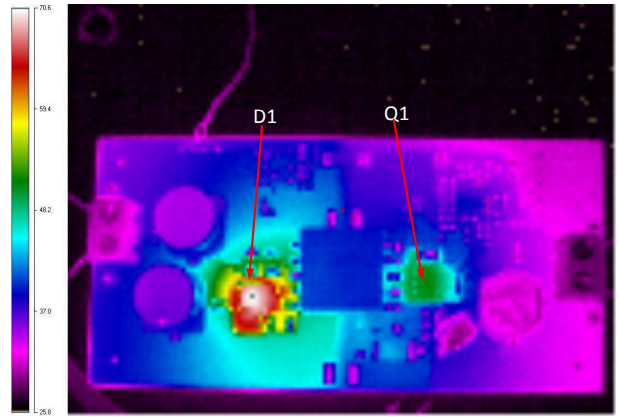


图 4-5. 热像图 : $V_{SUPPLY} = 18V$, $I_{LOAD} = 4A$

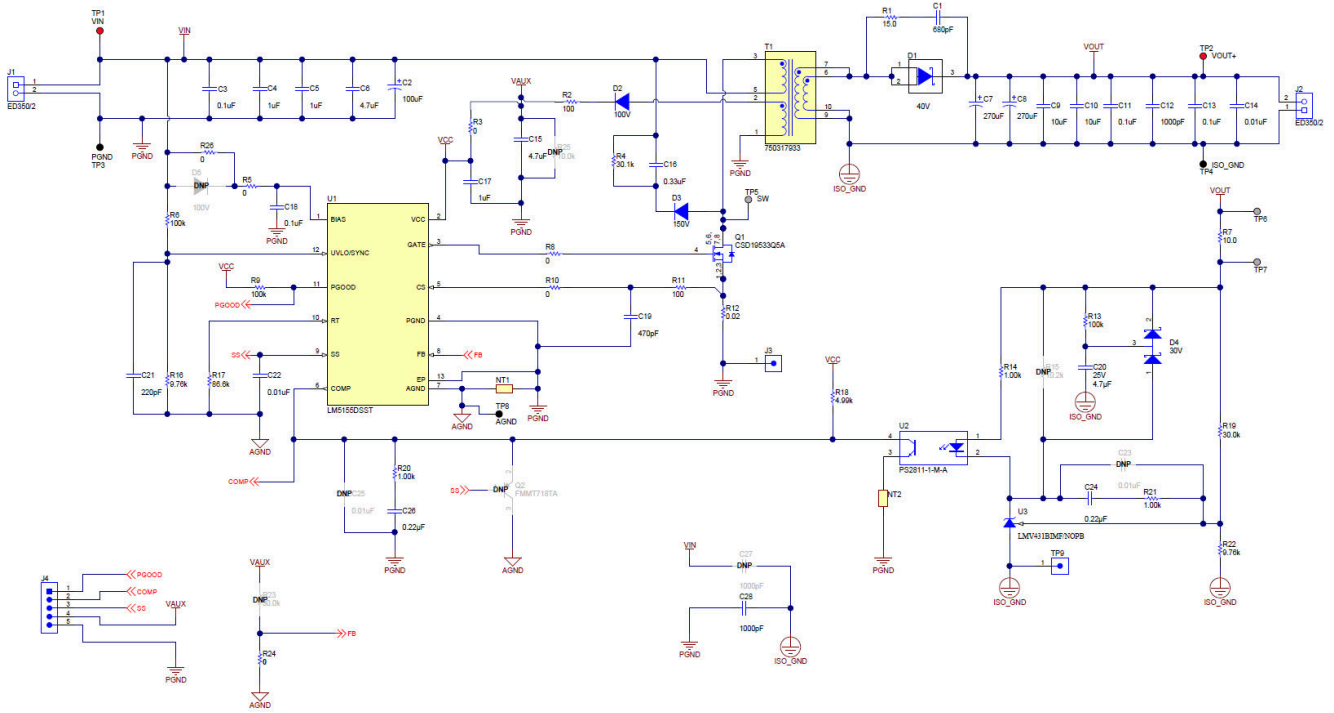


图 4-6. LM5155EVM-FLY 原理图

表 4-1. 元件列表

项目	数量	值	说明	封装参考	器件型号	制造商
C1	1	680pF	电容, 陶瓷, 680pF, 100V, +/-10%, X7R, 0603	0603	GRM188R72A681KA01D	Murata
C2	1	100uF	电容, 混合聚合物, 100uF, 50V, +/-20%, 28Ω, 10x10 SMD	10x10	EEHZC1H101P	Panasonic
C3	1	0.1uF	电容, 陶瓷, 0.1uF, 50V, +/-20%, X7R, 0805	0805	08055C104MAT2A	AVX
C4, C5	2	1uF	电容, 陶瓷, 1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0805	0805	08055C105KAT2A	AVX
C6	1	4.7uF	电容, 陶瓷, 4.7uF, 50V, +/-10%, X7R, 1206	1206	C3216X7R1H475K160AC	TDK
C7, C8	2	270μF	电容, 铝聚合物, 270uF, 25V, +/-20%, 0.027Ω, D10xL12.7mm SMD	D10xL12.7mm	PCV1E271MCL1GS	Nichicon
C9, C10	2	10μF	电容, 陶瓷, 10uF, 25V, +/-10%, X7R, 1210	1210	885012209028	Würth Elektronik
C11、C13	2	0.1μF	电容, 陶瓷, 0.1uF, 25V, +/-10%, X7R, 0603	0603	C1608X7R1E104K080AA	TDK
C12	1	1000pF	电容, 陶瓷, 1000pF, 25V, +/-10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71E102KA01D	MuRata
C14	1	0.01uF	电容, 陶瓷, 0.01uF, 50V, +/-10%, X7R, AEC-Q200 1级, 0603	0603	GCM188R71H103KA37D	MuRata
C15	1	4.7uF	电容, 陶瓷, 4.7uF, 35V, +/-10%, X5R, 0603	0603	GRM188R6YA475KE15D	MuRata
C16	1	0.33μF	电容, 陶瓷, 0.33uF, 100V, +/-10%, X7R,		C3216X7R2A334K130AA	TDK
C17	1	1uF	电容, 陶瓷, 1uF, 16V, +/-20%, X7R, AEC-Q200 1级, 0603	0603	GCM188R71C105MA64D	Murata
C18	1	0.1μF	电容, 陶瓷, 0.1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	0603	C1608X7R1H104K080AA	TDK
C19	1	470pF	电容, 陶瓷, 470pF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71H471KA01D	MuRata
C20	1	4.7uF	电容, 陶瓷, 4.7μF, 25V, +/-10%, X6S, AEC-Q200 2级, 0603	0603	GRT188C81E475KE13D	MuRata
C21	1	220pF	电容, 陶瓷, 220pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	0603	C0603C221J5GACTU	Kemet
C22	1	0.01uF	电容, 陶瓷, 0.01 μ F, 16V, +/-10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71C103KA01D	MuRata
C24, C26	2	0.22μF	电容, 陶瓷, 0.22μF, 16V, +/-10%, X7R, AEC-Q200 1级, 0603	0603	CL10B224KO8VPNC	Samsung
C28	1	1000pF	电容, 陶瓷, 1000pF, 2000V, +/-10%, X7R, 1812	1812	1812GC102K1A	AVX
D1	1	40V	二极管, 肖特基, 40V, 10A, AEC-Q101, TO-277A	TO-277A	SS10P4-M3/87A	Vishay-Semiconductor
D2	1	100V	二极管, 开关, 100V, 0.2A, SOD-323	SOD-323	MMDL914-TP	Micro Commercial Components
D3	1	150V	二极管, 超快速整流器, 150V, 1A, SMA	SMA	ES1C-13-F	Diodes Inc.
D4	1	30V	二极管, 肖特基, 30V, 0.2A, SOT-323	SOT-323	BAT54SWT1G	Fairchild Semiconductor
H1、H2、H3、H4	4		缓冲垫, 圆柱形, 0.312 X 0.200, 黑色	黑色缓冲垫	SJ61A1	3M

表 4-1. 元件列表 (continued)

项目	数量	值	说明	封装参考	器件型号	制造商
J1、J2	2		端子块, 5mm, 2 极点, TH	TH, 2 引线, 封装 10x9mm, 引脚间距 5mm	ED350/2	On-Shore Technology
J3, TP9	2		测试点有插槽, 0.118", TH	测试点, TH 插槽测试点	1040	Keystone
J4	1		接头, 2.54mm, 5x1, 锡, TH	接头, 2.54mm, 5x1, TH	PEC05SAAN	Sullins Connector Solutions
Q1	1	100V	MOSFET, N 沟道, 100V, 13A, DQJ0008A (VSONP-8)	DQJ0008A	CSD19533Q5A	德州仪器 (TI)
R1	1	15.0	电阻, 15.0, 1%, 0.5W, 1210	1210	ERJ-14NF15R0U	Panasonic
R2、R11	2	100	电阻, 100, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	ERJ-3EKF1000V	Panasonic
R3	1	0	电阻, 0, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	RMCF0603ZT0R00	Stackpole Electronics Inc
R4	1	30.1k	电阻, 30.1k, 1%, 1W, AEC-Q200 0 级, 2512	2512	CRCW251230K1FKFEG	Vishay-Dale
R5、R8、R10、R24、R26	5	0	电阻, 0, 5%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	ERJ-3GEY0R00V	Panasonic
R6、R9、R13	3	100k	电阻, 100k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	CRCW0603100KFKEA	Vishay-Dale
R7	1	10.0	电阻, 10.0, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	CRCW060310R0FKEA	Vishay-Dale
R12	1	0.02	电阻, 0.02, 1%, 1W, 0612	0612	PRL1632-R020-F-T1	Susumu Co Ltd
R14	1	1.00k	电阻, 1.00k, 1%, 0.1W, 0603	0603	ERJ-3EKF1001V	Panasonic
R16、R22	2	9.76k	电阻, 9.76k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	CRCW06039K76FKEA	Vishay-Dale
R17	1	86.6k	电阻, 86.6k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	CRCW060386K6FKEA	Vishay-Dale
R18	1	4.99kΩ	电阻, 4.99k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	CRCW06034K99FKEA	Vishay-Dale
R19	1	30.0k	电阻, 30.0k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0730KL	Yageo
R20, R21	2	1.00k	电阻, 1.00k, 0.1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	ERA3AEB102V	Panasonic
T1	1	21uH	变压器, 21μH, SMT	13.97x18.25 mm	750317933	Würth Elektronik
TP1, TP2	2		测试点, 微型, 红色, TH	红色微型测试点	5000	Keystone
TP3、TP4、TP8	3		测试点, 微型, 黑色, TH	黑色微型测试点	5001	Keystone
TP5	1		PC 测试点, SMT	PC 测试点, SMT	5017	Keystone
U1	1		2.2MHz 宽输入非同步升压, Sepic, 反激式控制器, DSS0012B (WSON-12)	DSS0012B	LM5155DSST	德州仪器 (TI)
U2	1		光耦合器, 2.5kV, 100-200% CTR, SMT	PS2811-1	PS2811-1-M-A	California Eastern Laboratories
U3	1		低电压 (1.24V) 可调节精密并联稳压器, 3 引脚 SOT-23, 无铅	DBZ0003A	LMV431BIMF/NOPB	德州仪器 (TI)

5 小信号频率分析

本节提供了详细的公式，用于在 LM5155 配置为隔离型反激式稳压器时对控制环路进行建模。这些公式仅在稳压器以连续导通模式运行时有效。简化的公式允许快速评估控制环路，但在高频下精度不高。综合公式更复杂，但可在高频下提供更好的准确性。

5.1 反激式稳压器调制器建模

这些公式模拟了连续导通模式下的峰值电流模式反激式稳压器。

表 5-1. 控制环路公式

	简化公式	综合公式
调制器公式		
调制器传递函数	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)}$	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)}$
调制器直流增益	$A_M = G_{COMP} \cdot \frac{N_P \cdot V_{LOAD}^2 \cdot (1-D)}{N_S \cdot P_{OUT} \cdot (1+D) A_{CS} \cdot R_S}$	
RHP 零点	$\omega_{Z_RHP} = \frac{N_P^2 \cdot V_{LOAD}^2 \cdot (1-D)^2}{N_S^2 \cdot P_{OUT} \cdot L_M \cdot D}$	
ESR 零点	$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{LOAD} \cdot R_{ESR}}$	
低频极点	$\omega_{P_LF} = \frac{1+D}{C_{LOAD} \cdot \frac{V_{LOAD}^2}{P_{OUT}}}$	
分谐波双极点	不考虑	$\omega_n = \pi \cdot f_{sw}$
品质因数	不考虑	$Q = \frac{1}{\pi \left[D' \cdot \left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) - \frac{1}{2} \right]}$
斜率补偿	不考虑	$s_e = (V_{SLOPE} + I_{SLOPE} \cdot R_S) \cdot f_{sw}$
检测到的电感器上升斜率	不考虑	$s_n = \frac{V_{SUPPLY} \cdot (1-D) \cdot R_S \cdot A_{CS}}{L_M}$

5.2 补偿建模

这些公式针对图 3-2 中所示的隔离补偿网络建模。

表 5-2. 补偿建模公式

	简化公式	综合公式
反馈公式		
反馈传递函数	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1_EA}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1_EA}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2_EA}}\right)}{s \cdot (k_1 \cdot s^2 + k_2 \cdot s + 1)}$
反馈直流增益	$A_{FB} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{PULLUP}}{R_{LED} \cdot R_{FBT} \cdot C_{COMP}}$	
第一个低频零点	$\omega_{Z1_EA} = \frac{1}{(R_{COMP} + R_{FBT}) \cdot C_{COMP}}$	
第二个低频零点	$\omega_{Z2_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	
低频极点	$\omega_{P_EA} = \frac{1}{(R_{COMP} + R_{PULLUP}) \cdot C_{HF}}$	不可用
K1	不考虑	$k_1 = C_{COMP} \cdot C_{OPTO} \cdot R_{COMP} \cdot R_{PULLUP}$
K2	不考虑	$k_2 = C_{COMP} \cdot (R_{COMP} + R_{PULLUP}) + C_{OPTO} \cdot R_{PULLUP}$
中波段增益	$G_{MID} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{COMP}}{R_{LED}}$	$G_{MID} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{COMP} \cdot (R_{FBT} + R_{COMP})}{R_{LED} \cdot R_{FBT} \cdot (R_{COMP} + R_{PULLUP})}$

6 修订历史记录

Changes from Revision * (February 2019) to Revision A (January 2023)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 更新了公式.....	9

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司