



Stefan Schauer

摘要

LM5157x/LM5158x 器件是一款具有集成功率 MOSFET 的宽输入范围非同步转换器。通常支持的配置包括升压、反激式和 SEPIC 拓扑。本报告重点介绍将 LM5157x/LM5158x 设计为初级侧稳压 (PSR) 反激式转换器。在为给定的应用规格选择合适的 PSR 反激式转换器元件时，设计过程是通用的。以 LM5175EVM-FLY 评估模块为例来说明设计过程，电路性能结果也在 [LM5175EVM-FLY 用户指南](#) 中提供。对于典型应用，[LM5157/58 反激式控制器快速入门计算器](#) 也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 元件选型摘要	8
5 小信号频率分析	15
6 修订历史记录	17

插图清单

图 3-1. II 型补偿网络	6
图 4-1. 应用电路	8
图 4-2. 效率与 I_{LOAD} 之间的关系	9
图 4-3. 控制环路响应 (V_{o1-4} : 100% 负载)	9
图 4-4. LM5175EVM-FLY 原理图	10

表格清单

表 2-1. 应用规格	2
表 3-1. 选择变压器参数	4
表 4-1. LM5175EVM-FLY 物料清单	11
表 5-1. 控制环路公式	15
表 5-2. 补偿建模公式	16

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

本报告介绍了实现在连续导通模式下运行的隔离式非同步反激控制器的典型设计过程和计算。设计示例为三相逆变器栅极驱动器偏置电源的典型应用产生多个输出电压轨。转换器可通过 8V 至 16V 的输入提供 10V、250mA 的稳压输出以及三个隔离式交叉调整 20V 电压轨（电流分别为 75mA、75mA 和 150mA）。

2 示例应用

表 2-1 显示了示例应用的规格。

表 2-1. 应用规格

参数	
V _{SUPPLY}	8 V 至 16 V
V _{LOAD1}	10V
I _{LOAD1}	250mA
V _{LOAD2}	20V
I _{LOAD2}	75mA
V _{LOAD3}	20V
I _{LOAD3}	75mA
V _{LOAD4}	20V
I _{LOAD4}	150mA
P _{OUT_total}	8.5W
f _{SW}	250kHz

3 计算和元件选型

本节介绍了根据表 2-1 中给出的应用规格选择外部元件的公式。根据工作电压范围和功率级别，使用可能更合适的 LM51571、LM5158 和 LM51581 进行设计，可以使用相同的公式和给定的应用规格。

图 4-1 显示了使用 LM5157 实施的 PSR 反激式转换器拓扑，以产生表 2-1 中指定的稳压电压轨和三个隔离式电压轨。

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总解决方案尺寸。不过，小尺寸的代价是增加了开关损耗，降低了转换器的效率。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 LM5157x/LM5158x 内部振荡器的频率。选择具有 250kHz 的开关频率的示例应用。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{SW}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{250\text{kHz}} - 955 = 87.45\text{k}\Omega \quad (1)$$

为 R_T 选择标准值，为 86.6kΩ。

请注意，LM5157x/LM5158x 的内部振荡器可以与数据表中所述的外部时钟同步。LM5157x/LM5158x 具有与频率相关的最大占空比限制。有关最大占空比限制的详细信息，请参见 LM5157x/LM5158x 数据表。

3.2 变压器选择

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。

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

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，可以确定次级绕组的匝数。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。至于某些宽输入电压设计可能无法将占空比限制在 50% 以下，LM5157x/LM5158x 为此类设计提供可编程斜率补偿。其次，在设计更小的占空比时，转换器的右半平面零点 (RHPZ) 被推到更高的频率，这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 50%。次级绕组的匝数使用 [方程式 3](#) 计算。

$$N_{S_calc} = \frac{(|V_{LOAD}|) \times (1 - D_{MAX}) \times N_P}{V_{SUPPLY_min} \times D_{MAX}} = \frac{(|10V|) \times (1 - 0.5) \times 1}{8V \times 0.5} = 1.25 \quad (3)$$

选择 N_{S1} 为 1.2 匝数比，以实现最少的全匝数。其他次级绕组 N_{Sx} 选择为：

绕组	匝数
N_{S1}	1.2
N_{S2}	2.4
N_{S3}	2.4
N_{S4}	2.4

在此示例中，初级绕组的最小匝数为 5，第一个次级绕组的最小匝数为 6。选择 N_{S1} 后，使用 [方程式 4](#) 计算最大占空比。

$$D_{MAX} = \frac{\frac{N_P}{N_S} \times |V_{LOAD}|}{V_{SUPPLY_min} + \frac{N_P}{N_S} \times |V_{LOAD}|} = \frac{\frac{1}{1.2} \times 10V}{8V + \frac{1}{1.2} \times 10V} = 0.51 \quad (4)$$

计算得出的 D_{MAX} 约为 50.1%，略高于目标最大占空比 50%。辅助绕组的匝数使用 [方程式 5](#) 计算。

$$N_{S2_calc} = N_{S1} \times \frac{|V_{LOAD2}|}{|V_{LOAD1}|} = 1.2 \times \frac{20V}{10V} = 2.4 \quad (5)$$

其中

- V_{Load1} 是 Load1 绕组电压

3.2.2 初级绕组电感选型

初级绕组电感值的选择主要考虑三个参数：初级绕组电流纹波比 (IL_{RR})、变压器电流下降斜率和 RHPZ 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。LM5157x/LM5158x 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。对于此应用，我们在最小输入电压下选择 CCM，在更高电压范围下选择 DCM。CCM 操作的初级绕组电感值使用 [方程式 6](#) 进行计算。

$$L_{M_calc} = \frac{N_P^2 \times V_{SUPPLY}^2 \times V_{LOAD}^2}{I_{LRR} \times f_{SW} \times P_{OUT_total} \times (N_S \times V_{SUPPLY} + N_P \times |V_{LOAD}|)^2} \quad (6)$$

$$L_{M_calc} = \frac{1^2 \times 8V^2 \times 10V^2}{0.6 \times 250kHz \times 8.5W \times (1.2 \times 8V + 1 \times 10V)^2} = 13.1\mu H$$

其中

- I_{LRR} 为纹波比
- V_{SUPPLY} 是最小电源电压
- 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 $8\mu H$ 。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。

$$\Delta I_{LM} = \frac{V_{SUPPLY_min} \times D}{L_M \times f_{SW}} = \frac{8V \times 0.51}{8\mu H \times 250kHz} = 2.04A \quad (7)$$

$$I_{LPEAK} = \frac{P_{OUT_total}}{V_{SUPPLY_min} \times D} + \frac{\Delta I_{LM}}{2} = \frac{8.5W}{8V \times 0.51} + \frac{2.04A}{2} = 3.10A \quad (8)$$

I_{LPEAK} 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 ($N_P:N_{S1}:N_{S2}:N_{S3}:N_{S4}$)	1:1.2:2.4:2.4:2.4 (5:6:12:12:12)
初级绕组电感 (L_M)	$8\mu H$
初级绕组饱和电流 (I_{SAT})	5.5A

3.3 斜率补偿检查

根据峰值电流模式控制的理论，补偿斜坡的斜率必须大于检测的电感器电流下降斜率的一半，以防止高占空比下的次谐波振荡。因此，应满足 [方程式 9](#) 中的以下不等式。

$$0.5 \times \frac{(V_{LOAD} + V_F) - V_{SUPPLY}}{L_M} \times A_{CS} \times \text{裕量} < 500mV \times f_{SW} \quad (9)$$

其中

- A_{CS} 是等效电流检测增益。
- 500mV 是斜率补偿峰值电压。

通常，82% 的检测的电感器电流下降斜率是斜率补偿的理想值，反映到 1.6 的裕度。如果不等式失效，则必须增加 L_M 的电感值，以使下降斜率更小。如果 L_M 电感值发生变化，则必须重新计算峰值电流，并且必须重新检查器件选型。在本例中，[方程式 10](#)、[方程式 11](#) 和 [方程式 12](#) 中验证了不等式。

$$0.5 \times \frac{(V_{LOAD} + V_F) - V_{SUPPLY}}{L_M} \times A_{CS} \times \text{裕量} = 0.5 \times \frac{(10V + 0.5V) - 8V}{8\mu H} \times 0.095 \times 1.6 = 23.75 \times 10^3 \quad (10)$$

$$500mV \times f_{SW} = 500mV \times 250kHz = 125 \times 10^3 \quad (11)$$

$$23.75 \times 10^3 < 125 \times 10^3 \quad (12)$$

3.4 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 13 中计算。计算示例显示了 V_{LOAD1} 的计算，也需要对 V_{LOAD2} 至 V_{LOAD4} 进行计算。

$$V_{D_reverse1} = \left(\frac{N_{S1}}{N_P} \times V_{SUPPLY_max} \right) + V_{LOAD1} = \left(\frac{1.2}{1} \times 16V \right) + 10V = 29.2V \quad (13)$$

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 13 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 60 V 的二极管。

次级侧二极管的平均电流使用方程式 14 估算。

$$I_{D_AVG1} = I_{LOAD1} = 250mA \quad (14)$$

二极管必须能够传导在方程式 14 中计算的数值，并留有一定的裕量。对于该设计，所选二极管能够传导 1A 的平均正向电流。

3.5 输出电容器选型

输出电容器需要使负载电压纹波平稳，并在负载瞬态期间提供能量源，以及在 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。对于此估计，预计控制环路交叉频率设置为 RHPZ 频率的 1/5，这是使用方程式 15 计算的。

$$f_{CROSS} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{N_p^2}{N_{s1}^2} \times \frac{V_{LOAD1}^2 (D_{MAX}')^2}{5 \times 2 \times \pi \times L_M \times D_{MAX}} = \frac{1^2}{1.2^2} \times \frac{10^2}{5 \times 2 \times \pi \times 8\mu H \times 0.51} = 15.3kHz \quad (15)$$

对于此设计示例，负载瞬态规格表明 V_{LOAD1} 上的负载电压在从 50% 负载电流 (125mA) 到 100% 负载电流 (250mA) 的负载瞬态期间不应过冲或下冲超过 100mV。方程式 16 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。

$$C_{LOAD1_min} = \frac{\Delta I_{LOAD1}}{2 \times \pi \times f_{CROSS} \times \Delta V_{LOAD1}} = \frac{125mA}{2 \times \pi \times 15.3kHz \times 100mV} = 13\mu F \quad (16)$$

其中

- ΔI_{LOAD1} 是负载电流条件的差异 (250mA - 125mA)
- ΔV_{LOAD1} 是指定的过冲电压规格和下冲电压规格

在本设计中， C_{LOAD1} 选为 120 μ F。

3.6 输入电容器选择

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 17 用于根据电源纹波电压规格估算所需的输入电容。

$$C_{IN_min} = \frac{P_{OUT_total}}{\Delta V_{SUPPLY} \times f_{SW}} \times (1 - D) = \frac{8.5W}{250mV \times 250kHz} \times (1 - 0.51) = 8.33\mu F \quad (17)$$

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。

3.7 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；LM5157/58 开始工作的电压 ($V_{SUPPLY(ON)}$) 和 LM5157/58 进入待机模式的电压 ($V_{SUPPLY(OFF)}$)。在本例中， $V_{SUPPLY(ON)}$ 电压为 7.5V， $V_{SUPPLY(OFF)}$ 为 7V。使用 [方程式 18](#)，计算顶部 UVLO 电阻 (R_{UVLOT})。

$$R_{UVLOT} = \frac{0.967 \times V_{SUPPLY(ON)} - V_{SUPPLY(OFF)}}{5\mu A} = \frac{0.967 \times 7.5V - 7V}{5\mu A} = 50.5k\Omega \quad (18)$$

R_{UVLOT} 选择为 49.9k Ω 。 R_{UVLOB} 使用 [方程式 19](#) 进行计算。

$$R_{UVLOB} = \frac{1.5V \times R_{UVLOT}}{V_{SUPPLY(ON)} - 1.5V} = \frac{1.5V \times 49.9k\Omega}{7.5V - 1.5V} = 12.48k\Omega \quad (19)$$

R_{UVLOB} 选择为 12.4k Ω 。

3.8 控制环路补偿

与电压模式控制相比，峰值电流模式控制的一个好处是更容易进行补偿设计。一个简单的两极（一个在原点）单零点网络就足够了。II 型补偿网络的实现方式如 [图 3-1](#) 所示，它提供可编程的零点和极点。以下部分介绍了一种通用技术，用于设置交叉频率并放置误差放大器的极点和零点，以在 CCM 中实现稳定的系统，用于初级侧稳压反激。控制环路的详细模型在 [节 5](#) 中介绍。隔离型反激式补偿的示例可在 [如何使用 LM5155 设计隔离型反激式应用手册](#) 中找到。

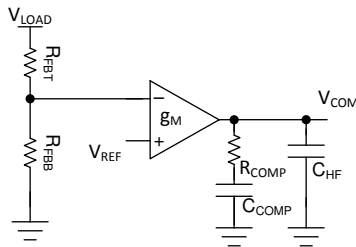


图 3-1. II 型补偿网络

3.8.1 交叉频率 (f_{cross}) 选型

环路的交叉频率可以选择为开关频率的 1/10 或右半平面零频率的 1/5，以较低者为准。[方程式 20](#) 显示了 1/10 开关频率的计算。[方程式 21](#) 和 [方程式 22](#) 显示了如何计算满载和半负载条件下的 1/5 右半平面零频率。

$$f_{cross} = \frac{f_{sw}}{10} = \frac{250kHz}{10} = 25kHz \quad (20)$$

$$f_{CROSS_1} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{1}{5} \times \frac{\frac{N_p^2}{N_s^2} \times \frac{V_{LOAD1}^2}{P_{OUT_total}} (D')^2}{2 \times \pi \times L_M \times D} = \frac{1}{5} \times \frac{1^2 \times \frac{10V^2}{8.5W} (1 - 0.51)^2}{2 \times \pi \times 8\mu H \times 0.51} = 15.3kHz \quad (21)$$

$$f_{CROSS_2} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{1}{5} \times \frac{\frac{N_p^2}{N_s^2} \times \frac{V_{LOAD1}^2}{P_{OUT_total}} (D')^2}{2 \times \pi \times L_M \times D} = \frac{1}{5} \times \frac{1^2 \times \frac{10V^2}{4.25W} (1 - 0.51)^2}{2 \times \pi \times 8\mu H \times 0.51} = 7.65kHz \quad (22)$$

其中

- D' 是 $(1 - D)$ 最低电源电压
- P_{OUT_total} 是所有输出的总输出功率之和

为了留出一些裕度，交叉频率选择为 9kHz，略小于半负载条件下右半平面零频率的 1/5。在本设计实例中，满载条件下的性能更为重要，需要进行优化。因此，输入电压为 8V 至 16V 的满载条件用于以下计算。在设计和选择补偿回路后，可以用 [节 5](#) 中的公式检查半负载条件的稳定性。

3.8.2 R_{COMP} 选择

R_{COMP} 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。已知所需的环路交叉频率 5kHz，R_{COMP} 使用 [方程式 23](#) 进行计算。

$$R_{COMP} = \frac{2 \times \pi \times A_{CS} \times C_{OUT_total} \times \frac{N_{S1}}{N_p} \times V_{LOAD1} \times f_{CROSS}}{G_{COMP} \times g_m \times (1 - D_{VIN_min})} \quad (23)$$

$$R_{COMP} = \frac{2 \times \pi \times 0.095 \times 300\mu F \times \frac{1.2}{1} \times 10V \times 5kHz}{G_{COMP} \times g_m \times (1 - 0.51)} = 10.96k\Omega$$

其中

- g_m 是误差放大器的跨导，2mA/V (见数据表)
- A_{CS} 是内部检测电流的增益，0.095 (见数据表)
- G_{COMP} 为 COMP 到 PWM 增益，1V/V

R_{COMP} 选择为 10kΩ。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。

3.8.3 C_{COMP} 选择

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 24](#) 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})。[方程式 24](#) 用于计算 C_{COMP} 的值。

$$C_{COMP} = \sqrt{\frac{C_{LOAD_total} \times V_{LOAD1}^2}{2 \times \pi \times R_{COMP}^2 \times f_{CROSS} \times P_{OUT_total} \times (1 + D)}} \quad (24)$$

$$C_{COMP} = \sqrt{\frac{300\mu F \times 10V^2}{2 \times \pi \times 10k\Omega^2 \times 5kHz \times 8.5W \times (1 + 0.51)}} = 27.2nF$$

C_{COMP} 选择为 22nF。

3.8.4 C_{HF} 选型

C_{HF} 电容器设置补偿网络的高频极点。高频极点有助于衰减由开关频率引起的高频噪声，并确保获得足够的增益裕度。建议将极点频率设置在 RHP 零点 (ω_{Z_RHP}) 之间，通常小于 ESR 零点，或者 RHP 零点和开关频率的一半之间。在本设计示例中，高频极点位于 RHP 零点处。[方程式 25](#) 用于计算 C_{HF} 的值。

$$C_{HF} = \frac{D_{VIN_min} \times L_M \times \frac{N_{S1}^2}{N_p^2} \times \frac{P_{OUT_total}}{V_{LOAD1}^2}}{R_{COMP} \times (1 - D_{VIN_min})^2} = \frac{0.51 \times 8\mu H \times \frac{1.2^2}{1^2} \times \frac{8.5W}{10V^2}}{10k\Omega \times (1 - 0.51)^2} = 208pF \quad (25)$$

对于 EVM，C_{HF} 选为 1nF。

4 元件选型摘要

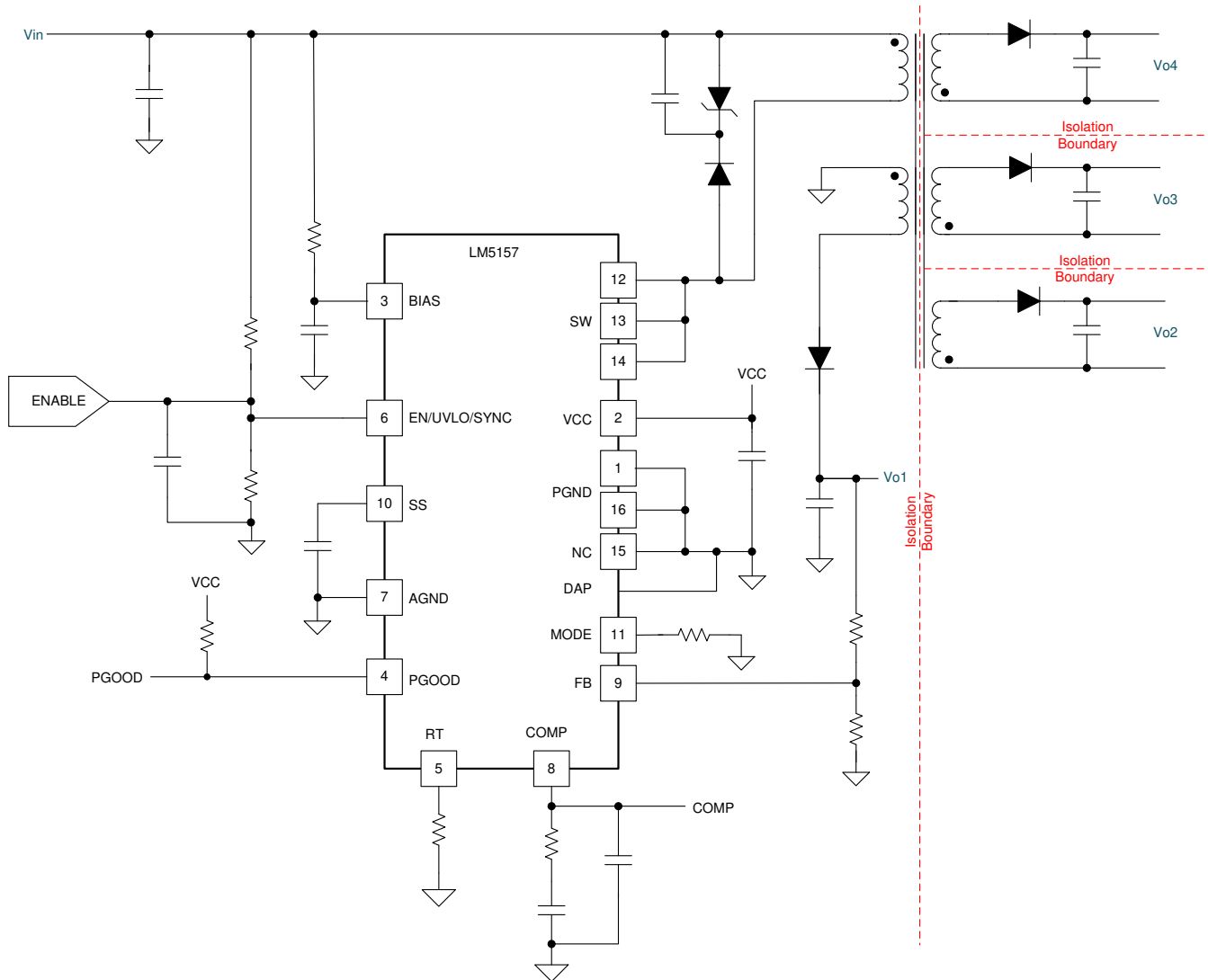


图 4-1. 应用电路

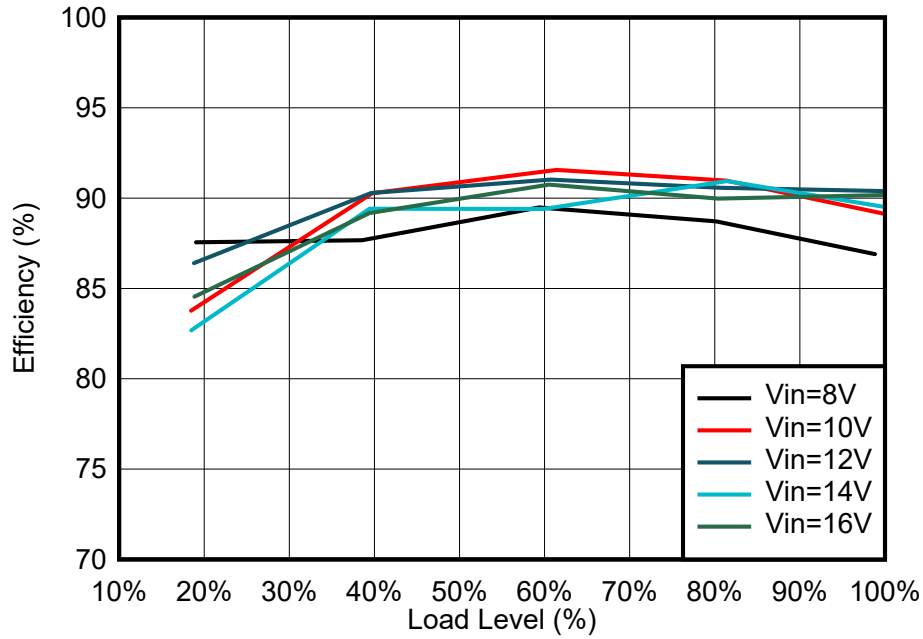


图 4-2. 效率与 I_{LOAD} 之间的关系

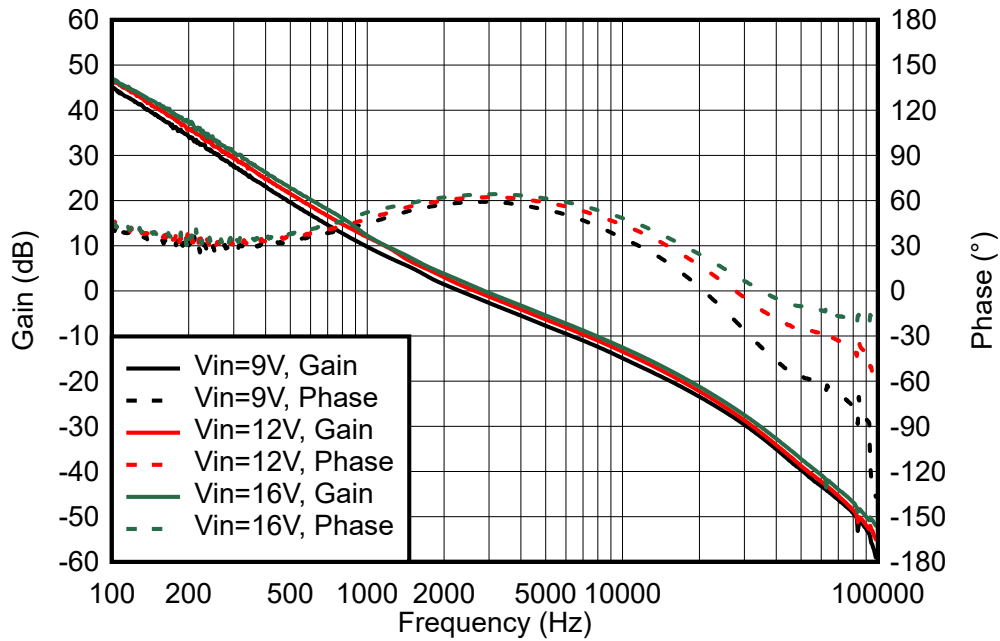


图 4-3. 控制环路响应 (V_{o1-4} : 100% 负载)

4.2 物料清单

表 4-1. LM5157EVM-FLY 物料清单

名称	数量	值	说明	封装参考	器件型号	制造商
C2、C12	2	22 μ F	电容, 混合聚合物, 22 μ F, 50V, \pm 20%, 0.08 Ω , AEC-Q200 1 级, D6.3xL5.8mm SMD	D6.3xL5.8mm	EEH-ZC1H220P	Panasonic (松下)
C3、C4、C13、C14、C18、C19	6	4.7 μ F	电容, 陶瓷, 4.7 μ F, 50V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 1210	1210	C1210C475K5RACAUTO	Kemet (基美)
C5、C8、C15、C20、C23、C28	6	0.1 μ F	电容, 陶瓷, 0.1 μ F, 50V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 0603	0603	C0603C104K5RACAUTO	Kemet (基美)
C7、C17	2	47 μ F	47 μ F 50V 铝聚合物电容径向, Can - SMD 30m Ω 4000 小时, 125 $^{\circ}$ C	SMD2	EEH-ZC1H470P	Panasonic (松下)
C9、C10	2	10 μ F	电容, 陶瓷, 10 μ F, 50V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 1206	1206	CGA5L1X7R1H106K160AE	TDK
C22	1	100pF	电容, 陶瓷, 100pF, 50V, \pm 5%, C0G/NPO, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	CGA3E2NP01H101J080AA	TDK
C24	1	1 μ F	电容, 陶瓷, 1 μ F, 25V, \pm 10%, X7R, 0603	0603	06033C105KAT2A	AVX
C25	1	100 μ F	电容, 铝聚合物, 100 μ F, 16V, \pm 20%, 0.035 欧姆, 10x10.3 SMD	10x10.3	16SVP100M	Panasonic (松下)
C26、C27	2	10 μ F	电容, 陶瓷, 10 μ F, 16V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 1206	1206	C1206C106K4RACAUTO	Kemet (基美)
C29	1	0.01 μ F	电容, 陶瓷, 0.01 μ F, 16V, \pm 10%, X7R, 0603	0603	C0603C103K4RACTU	Kemet (基美)
C31	1	0.022 μ F	电容, 陶瓷, 0.022 μ F, 25V, \pm 10%, X7R, 0603	0603	C0603C223K3RACTU	Kemet (基美)
C34	1	1000pF	电容, 陶瓷, 1000pF, 50V, \pm 5%, X7R, 0603	0603	C0603C102J5RACTU	Kemet (基美)
C36	1	2.2nF	2200pF \pm 10% 2000V (2kV) 陶瓷电容器 X7R (2R1) 1206 (3216 公制)	1206	1206Y2K00222KET	Knowles Syfer
D1、D4、D5	3	150V	二极管, 肖特基, 150V, 1A, PowerDI123	PowerDI123	DFLS1150-7	Diodes Inc.
D2	1	10V	二极管, 齐纳, 10V, 1.5W, SMA	SMA	1SMA5925BT3G	ON Semiconductor (安森美半导体)
D3	1	40V	二极管, 肖特基, 40V, 1A, AEC-Q101, SMA	SMA	B140Q-13-F	Diodes Inc.
D7	1		二极管肖特基 60V 1A POWERDI123	PowerDI123	DFLS160-7	Diodes
D9、D10、D11	3	24V	二极管, 齐纳, 24V, 500mW, SOD-123	SOD-123	DDZ24C-7	Diodes Inc.
R5、R11、R12	3	49.9k	电阻, 49.9k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0749K9L	Yageo (国巨)
R6、R7	2	10.0	电阻, 10.0, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710RL	Yageo (国巨)
R9	1	12.4k	电阻, 12.4k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0712K4L	Yageo (国巨)
R10、R13	2	0	电阻器, 0, 5%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	ERJ-3GEY0R00V	Panasonic (松下)
R14	1	5.62k	电阻, 5.62k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-075K62L	Yageo (国巨)
R15	1	332k	电阻, 332k, 0.1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	RC0603FR-07332KL	Yageo (国巨)
R16	1	86.6k	电阻, 86.6k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0786K6L	Yageo (国巨)
R23	1	10.0k	电阻, 10.0k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710KL	Yageo (国巨)

表 4-1. LM5157EVM-FLY 物料清单 (continued)

名称	数量	值	说明	封装参考	器件型号	制造商
T1	1		反激式变压器	SMT_TRANSFO RMER_17MM20_ 21MM97	ZB1324-AL	Coilcraft (线艺)
U1	1		采用双随机展频技术的 2.2MHz 宽输入电压升压/SEPIC/反激式转换器, RTE0016K (WQFN-16)	RTE0016K	LM5157QRTERQ1	德州仪器 (TI)
C1、C11、C16、C21	0	100pF	电容, 陶瓷, 100pF, 100V, ±1%, COG/NP0, 0603	0603	C1608C0G2A101F0 80AA	TDK
C6	0	0.1μF	电容, 陶瓷, 0.1μF, 50V, ±10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 0603	0603	C0603C104K5RACA UTO	Kemet (基美)
C30、C32、C33	0	1000pF	电容, 陶瓷, 1000pF, 50V, ±5%, X7R, 0603	0603	C0603C102J5RACT U	Kemet (基美)
C35	0	0.01μF	电容, 陶瓷, 0.01 μF, 16V, ±10%, X7R, 0603	0603	C0603C103K4RACT U	Kemet (基美)
D6	0	80V	二极管, 肖特基, 80V, 0.5A, SOD-123	SOD-123	MBR0580-TP	Micro Commercial Components (美 微科半导体公司)
D8	0	30V	二极管, 肖特基, 30V, 0.2A, SOT-323	SOT-323	BAT54SWT1G	Fairchild Semiconductor (仙童半导体)
R1、R2、R3、R8	0	100	电阻, 100, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-07100RL	Yageo (国巨)
R4、R19	0	10.0	电阻, 10.0, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710RL	Yageo (国巨)
R17、R18、R20、R21、R24	0	10.0k	电阻, 10.0k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710KL	Yageo (国巨)
R22	0	49.9k	电阻, 49.9k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0749K9L	Yageo (国巨)
R25、R26	0	0	电阻, 0, 5%, 0.25W, AEC-Q200 0 级, 1206	1206	ERJ-8GEY0R00V	Panasonic (松下)
R27、R29、R30、R31	0	1.00k	电阻, 1.00k, 1%, 0.25W, AEC-Q200 0 级, 1206	1206	ERJ-8ENF1001V	Panasonic (松下)
R28	0	5.62k	电阻, 5.62k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-075K62L	Yageo (国巨)
R32	0	0	电阻器, 0, 5%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	ERJ-3GEY0R00V	Panasonic (松下)
U2	0		光耦合器, 2.5kV, 100-200% CTR, SMT	PS2811-1	PS2811-1-M-A	California Eastern Laboratories
U3	0		低电压 (1.24V) 可调节精密并联稳压器, 3 引脚 SOT-23, 无铅	DBZ0003A		德州仪器 (TI)

4.2 物料清单

表 4-1. LM5157EVM-FLY 物料清单

名称	数量	值	说明	封装参考	器件型号	制造商
C2、C12	2	22 μ F	电容, 混合聚合物, 22 μ F, 50V, \pm 20%, 0.08 Ω , AEC-Q200 1 级, D6.3xL5.8mm SMD	D6.3xL5.8mm	EEH-ZC1H220P	Panasonic (松下)
C3、C4、C13、C14、C18、C19	6	4.7 μ F	电容, 陶瓷, 4.7 μ F, 50V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 1210	1210	C1210C475K5RACAUTO	Kemet (基美)
C5、C8、C15、C20、C23、C28	6	0.1 μ F	电容, 陶瓷, 0.1 μ F, 50V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 0603	0603	C0603C104K5RACAUTO	Kemet (基美)
C7、C17	2	47 μ F	47 μ F 50V 铝聚合物电容径向, Can - SMD 30m Ω 4000 小时, 125 $^{\circ}$ C	SMD2	EEH-ZC1H470P	Panasonic (松下)
C9、C10	2	10 μ F	电容, 陶瓷, 10 μ F, 50V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 1206	1206	CGA5L1X7R1H106K160AE	TDK
C22	1	100pF	电容, 陶瓷, 100pF, 50V, \pm 5%, C0G/NPO, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	CGA3E2NP01H101J080AA	TDK
C24	1	1 μ F	电容, 陶瓷, 1 μ F, 25V, \pm 10%, X7R, 0603	0603	06033C105KAT2A	AVX
C25	1	100 μ F	电容, 铝聚合物, 100 μ F, 16V, \pm 20%, 0.035 欧姆, 10x10.3 SMD	10x10.3	16SVP100M	Panasonic (松下)
C26、C27	2	10 μ F	电容, 陶瓷, 10 μ F, 16V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 1206	1206	C1206C106K4RACAUTO	Kemet (基美)
C29	1	0.01 μ F	电容, 陶瓷, 0.01 μ F, 16V, \pm 10%, X7R, 0603	0603	C0603C103K4RACTU	Kemet (基美)
C31	1	0.022 μ F	电容, 陶瓷, 0.022 μ F, 25V, \pm 10%, X7R, 0603	0603	C0603C223K3RACTU	Kemet (基美)
C34	1	1000pF	电容, 陶瓷, 1000pF, 50V, \pm 5%, X7R, 0603	0603	C0603C102J5RACTU	Kemet (基美)
C36	1	2.2nF	2200pF \pm 10% 2000V (2kV) 陶瓷电容器 X7R (2R1) 1206 (3216 公制)	1206	1206Y2K00222KET	Knowles Syfer
D1、D4、D5	3	150V	二极管, 肖特基, 150V, 1A, PowerDI123	PowerDI123	DFLS1150-7	Diodes Inc.
D2	1	10V	二极管, 齐纳, 10V, 1.5W, SMA	SMA	1SMA5925BT3G	ON Semiconductor (安森美半导体)
D3	1	40V	二极管, 肖特基, 40V, 1A, AEC-Q101, SMA	SMA	B140Q-13-F	Diodes Inc.
D7	1		二极管肖特基 60V 1A POWERDI123	PowerDI123	DFLS160-7	Diodes
D9、D10、D11	3	24V	二极管, 齐纳, 24V, 500mW, SOD-123	SOD-123	DDZ24C-7	Diodes Inc.
R5、R11、R12	3	49.9k	电阻, 49.9k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0749K9L	Yageo (国巨)
R6、R7	2	10.0	电阻, 10.0, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710RL	Yageo (国巨)
R9	1	12.4k	电阻, 12.4k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0712K4L	Yageo (国巨)
R10、R13	2	0	电阻器, 0, 5%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	ERJ-3GEY0R00V	Panasonic (松下)
R14	1	5.62k	电阻, 5.62k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-075K62L	Yageo (国巨)
R15	1	332k	电阻, 332k, 0.1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	RC0603FR-07332KL	Yageo (国巨)
R16	1	86.6k	电阻, 86.6k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0786K6L	Yageo (国巨)
R23	1	10.0k	电阻, 10.0k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710KL	Yageo (国巨)

表 4-1. LM5157EVM-FLY 物料清单 (continued)

名称	数量	值	说明	封装参考	器件型号	制造商
T1	1		反激式变压器	SMT_TRANSFO RMER_17MM20_ 21MM97	ZB1324-AL	Coilcraft (线艺)
U1	1		采用双随机展频技术的 2.2MHz 宽输入电压升压/SEPIC/反激式转换器, RTE0016K (WQFN-16)	RTE0016K	LM5157QRTERQ1	德州仪器 (TI)
C1、C11、 C16、C21	0	100pF	电容, 陶瓷, 100pF, 100V, ±1%, COG/NP0, 0603	0603	C1608C0G2A101F0 80AA	TDK
C6	0	0.1μF	电容, 陶瓷, 0.1μF, 50V, ±10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 0603	0603	C0603C104K5RACA UTO	Kemet (基美)
C30、C32、 C33	0	1000pF	电容, 陶瓷, 1000pF, 50V, ±5%, X7R, 0603	0603	C0603C102J5RACT U	Kemet (基美)
C35	0	0.01uF	电容, 陶瓷, 0.01 μF, 16V, ±10%, X7R, 0603	0603	C0603C103K4RACT U	Kemet (基美)
D6	0	80V	二极管, 肖特基, 80V, 0.5A, SOD-123	SOD-123	MBR0580-TP	Micro Commercial Components (美 微科半导体公司)
D8	0	30V	二极管, 肖特基, 30V, 0.2A, SOT-323	SOT-323	BAT54SWT1G	Fairchild Semiconductor (仙童半导体)
R1、R2、R3、 R8	0	100	电阻, 100, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-07100RL	Yageo (国巨)
R4、R19	0	10.0	电阻, 10.0, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710RL	Yageo (国巨)
R17、R18、 R20、R21、 R24	0	10.0k	电阻, 10.0k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0710KL	Yageo (国巨)
R22	0	49.9k	电阻, 49.9k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0749K9L	Yageo (国巨)
R25、R26	0	0	电阻, 0, 5%, 0.25W, AEC-Q200 0 级, 1206	1206	ERJ-8GEY0R00V	Panasonic (松下)
R27、R29、 R30、R31	0	1.00k	电阻, 1.00k, 1%, 0.25W, AEC-Q200 0 级, 1206	1206	ERJ-8ENF1001V	Panasonic (松下)
R28	0	5.62k	电阻, 5.62k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-075K62L	Yageo (国巨)
R32	0	0	电阻器, 0, 5%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	0603	ERJ-3GEY0R00V	Panasonic (松下)
U2	0		光耦合器, 2.5kV, 100-200% CTR, SMT	PS2811-1	PS2811-1-M-A	California Eastern Laboratories
U3	0		低电压 (1.24V) 可调节精密并联稳压器, 3 引脚 SOT-23, 无铅	DBZ0003A		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 LM5157/58 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	全面的公式
调制器公式		
调制器传递函数	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right)\left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)} \quad (26)$	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right)\left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)\left(1 + \frac{s}{Q \times \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (27)$
调制器直流增益	$A_M = G_{COMP} \times \frac{N_P V_{LOAD}^2}{N_S^2 P_{OUT}} \frac{(1-D)}{(1+D) \times A_{CS} \times R_S} \quad (28)$	
RHP 零点	$\omega_{Z_RHP} = \frac{\frac{N_P^2}{N_S^2} \times \frac{V_{LOAD}^2}{P_{OUT}} \times (1-D)^2}{L_M \times D} \quad (29)$	
ESR 零点	$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{LOAD} \times R_{ESR}} \quad (30)$	
低频极点	$\omega_{P_LF} = \frac{1+D}{C_{LOAD} \times \frac{V_{LOAD}^2}{P_{OUT}}} \quad (31)$	
分谐波双极点	不考虑	$\omega_n = \pi \times f_{SW} \quad (32)$
品质因数	不考虑	$Q = \frac{1}{\pi \left[D' \times \left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) - \frac{1}{2} \right]} \quad (33)$
斜率补偿	不考虑	$s_e = (V_{SLOPE} + I_{SLOPE} \times R_{SL}) \times f_{SW} \quad (34)$
检测到的上升电感器斜坡	不考虑	$s_n = \frac{V_{SUPPLY} \times (1-D) \times R_S \times A_{CS}}{L_M} \quad (35)$

1. G_{COMP} 为 COMP 到 PWM 增益，0.142V/V

5.2 补偿建模

这些公式模拟了使用跨导误差放大器实现的 II 型补偿网络。

表 5-2. 补偿建模公式

	简化公式	全面的公式
反馈公式		
反馈传递函数	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{s \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$ (36)	
反馈直流增益	$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \times g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \times C_{COMP}}$ (37)	$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \times g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \times (C_{COMP} + C_{HF})}$ (38)
低频零点	$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}}$ (39)	$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}}$ (40)
高频极点	$\omega_{P_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}}$ (41)	$\omega_{P_EA} = \frac{C_{COMP} + C_{HF}}{R_{COMP} \times C_{COMP} \times C_{HF}}$ (42)
中波段增益	$G_{MID} = \frac{R_{COMP} \times R_{RFBB} \times g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT})}$ (43)	$G_{MID} = \frac{C_{COMP} \times R_{COMP} \times R_{RFBB} \times g_m}{(C_{COMP} + C_{HF}) \times (R_{FBB} + R_{FBT})}$ (44)

1. g_m 是误差放大器的跨导，2mA/V

6 修订历史记录

Changes from Revision * (February 2022) to Revision A (March 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
• 更新了公式和值以匹配 LM5158EVM-FLY.....	5
• 更新了公式和值以匹配 LM5158EVM-FLY.....	5

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