

摘要

LM5156 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。LM5156 的常见配置包括升压、反激式和 SEPIC 稳压器。本应用报告重点介绍如何将 LM5156 配置并设计为升压稳压器。这一过程是通用的，重点在于为连续导通模式 (CCM) 升压运行选择正确的元件。此设计示例用于创建 LM5156EVM-BST 评估模块，结果在 [LM5156EVM-BST 用户指南](#) 中提供。对于典型应用，[LM5155/56 升压控制器快速入门计算器](#) 可用于快速完成本报告中所述的计算。

内容

1 LM5156 设计示例	3
2 示例应用	3
3 计算和元件选型	3
3.1 开关频率.....	3
3.2 电感器计算.....	4
3.3 电流检测电阻计算.....	5
3.4 电感器选型.....	7
3.5 二极管选型.....	7
3.6 MOSFET 选型.....	7
3.7 输出电容器选型.....	7
3.8 输入电容器选型.....	8
3.9 UVLO 电阻选型.....	8
3.10 软启动电容器选型.....	8
3.11 反馈电阻器选型.....	9
3.12 控制环路补偿.....	9
3.13 效率估算.....	10
4 元件选型摘要	12
5 小信号频率分析	15
5.1 升压稳压器调制器建模.....	15
5.2 补偿建模.....	16
5.3 开环建模.....	16
6 修订历史记录	16

插图清单

图 3-1. LM5156 电流检测网络.....	5
图 3-2. II 型补偿网络.....	9
图 4-1. 应用电路.....	12
图 4-2. 效率与 I_{OUT} 之间的关系.....	12
图 4-3. 控制环路响应 $V_{SUPPLY} = 4V$, $I_{LOAD} = 3A$	12
图 4-4. 负载阶跃: $I_{LOAD} = 1.5A$ 至 $3A$, $V_{SUPPLY} = 4V$	13
图 4-5. 热像图: $V_{SUPPLY} = 4V$, $I_{LOAD} = 3A$	13
图 4-6. LM5156EVM-BST 原理图.....	14

表格清单

表 2-1. 设计参数.....	3
表 5-1. 控制环路公式.....	15

表 5-2. 补偿建模公式.....	16
表 5-3. 开环建模公式.....	16

1 LM5156 设计示例

本设计指南遵循典型的设计过程和计算方法，旨在实现满载时以连续导通模式 (CCM) 运行的非同步升压控制器。该设计示例采用非稳压 12V 电源轨 (9V 至 18V 标称值) (2.5V 至 42V 瞬态) 产生负载电流高达 3A 的稳压 12V。为避免 AM 频带 (530kHz 至 1.8MHz) 中发生干扰，选择了 440kHz 的开关频率。所选最小电源电压为 2.5V，这与许多需要在停止/启动条件和冷启动条件下运行的汽车应用类似。此设计旨在以 4V 的工作电压持续运行，但支持低至 2.5V 的电源瞬态。节 3 详细介绍了基于表 2-1 中所示一般设计参数的元件选型。

2 示例应用

表 2-1 显示了示例应用的参数。

表 2-1. 设计参数

参数	规格
V _{SUPPLY}	2.5V 至 12V (12V 以上非稳压)
V _{LOAD}	12V
I _{LOAD}	3A
f _{SW}	440kHz
η (估计效率)	90%

3 计算和元件选型

本节介绍特定于 LM5156 器件的公式，旨在实现以连续导通模式运行的升压控制器。元件选型基于表 2-1 中所述的示例应用。

3.1 开关频率

选择合适的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，降低稳压器的总效率。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 LM5156 器件中振荡器的频率。选择具有 440kHz 的开关频率的示例应用。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{sw}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{440 \text{ kHz}} - 955 = 49.2 \text{ k}\Omega \quad (1)$$

为 R_T 选择标准值，为 49.9kΩ。

如数据表中所述，LM5156 的内部振荡器可以同步到外部时钟。LM5156 具有与频率相关的最大占空比限制。有关升压比限制的详细信息，请参阅 LM5156 数据表。

3.2 电感器计算

选择电感值时需考虑三个主要参数：电感器电流纹波比 (RR)、电感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。

- 选择的电感器电流纹波比用来平衡电感器的铜损耗和磁芯损耗。随着纹波电流的增加，磁芯损耗增加，铜损耗减少。
- 电感器电流的下降斜率应足够小，从而防止次谐波振荡。电感值越大，电感器电流的下降斜率越小。这会增加对 LM5156 所提供内部斜率补偿的影响。
- 右半平面零点应置于相对较高的频率，从而提高控制环路的交叉频率。右半平面零点频率随电感值的减小而增大。

如果最大纹波比在 30% 至 70% 之间，则可在电感器功率损耗、电感器电流下降斜率和右半平面零点频率之间实现良好的平衡。电感器电流的最大纹波比设置为 60%。如果以连续导通模式 (CCM) 运行，则在占空比为 33% ($D_{\max_IL} = 0.33$) 时出现最大纹波比。如果应用规格无法实现 33% 的占空比，则使用最大电源电压来计算最大纹波比。使用 [方程式 2](#) 计算能够实现占空比为 33% ($D = 0.33$) 的电源电压。

$$V_{\text{SUPPLY_max_}\Delta IL} = V_{\text{LOAD}} \times (1 - D_{\max_IL}) = 12 \text{ V} (1 - 0.33) = 8.04 \text{ V} \quad (2)$$

其中

- D_{\max_IL} 是达到最大电感器纹波电流时的占空比

如果已知 $V_{\text{SUPPLY_max_}\Delta IL}$ 、所需纹波比和开关频率，可使用 [方程式 3](#) 来计算电感值。

$$L_{M_calc} = \frac{V_{\text{SUPPLY_max_}\Delta IL}}{I_{\text{SUPPLY}} \times RR \times f_{\text{SW}}} \times D = \frac{8.04 \text{ V}}{4.478 \text{ A} \times 0.60 \times 440 \text{ kHz}} \times 0.33 = 2.24 \mu\text{H} \quad (3)$$

其中

- D 是达到最大电感器纹波电流时的占空比
- RR 为电感器纹波电流与平均电源电流的纹波比

为 L_M 选择标准值 2.2 μH 。如果电源电压为最小值 $V_{\text{SUPPLY_min}}$ 和最大负载电流 $I_{\text{LOAD_max}}$ ，则会出现最大峰值电感器电流。峰值电感器电流根据 [方程式 4](#) 计算得出，其为平均输入电流与一半电感器纹波电流之和。

$$I_{L_PEAK_MAX} = \frac{V_{\text{LOAD}} \times I_{\text{OUT}}}{V_{\text{SUPPLY}} \times \eta} + \frac{1}{2} \times \frac{V_{\text{SUPPLY}} \times D}{L_M \times f_{\text{SW}}} = \frac{12 \text{ V} \times 3 \text{ A}}{2.5 \text{ V} \times 0.9} + \frac{1}{2} \times \frac{2.5 \text{ V} \times 0.79}{2.2 \mu\text{H} \times 440 \text{ kHz}} = 17.02 \text{ A} \quad (4)$$

其中

- η 为最小电源电压和最大负载电流工况下的估计效率

峰值电感器电流用于确定合适的电流检测电阻 R_S 。

3.3 电流检测电阻计算

以下部分介绍开关电流检测网络元件的选型。图 3-1 显示了构成 LM5156 电流检测网络的四个元件。 R_S 是电流检测电阻。该电阻可检测开关电流，还可设置电感器电流的峰值电流限制。 R_F 与 C_F 构成低通滤波器。该滤波器有助于充分降低电流检测信号中由 MOSFET 导通引起的高频噪声。 R_{SL} 可设置外部斜率补偿，为可选元件。在某些内部斜率补偿不够大的应用中，需要使用 R_{SL} 。

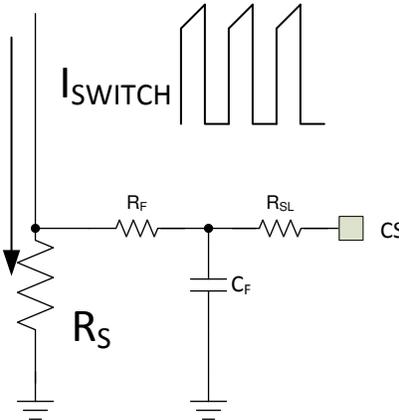


图 3-1. LM5156 电流检测网络

3.3.1 电流检测电阻和斜率补偿电阻选型

选择电流检测电阻旨在避免最小电源电压 V_{SUPPLY_min} 和最大负载电流 I_{LOAD_max} 期间的电流限制。稳压器具有元件容差和功率损耗，因此，所设置的峰值电流限制应稍微高于计算的峰值电感器电流。开始可设置为 20% 至 40% 的裕度 ($M_{I_LIMIT} = 0.2$)。方程式 5 用于计算所需的峰值电感器电流限制值。在该设计示例中， M_{I_LIMIT} 选为 30%。

$$I_{L_PEAK_LIMIT_SET} = (1 + M_{I_LIMIT}) \times I_{L_PEAK_MAX} = (1 + 0.3) \times 17.02 \text{ A} = 22.13 \text{ A} \quad (5)$$

其中

- $I_{L_PEAK_MAX}$ 为最大峰值电感器电流

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 ($R_{SL} = 0 \Omega$)，根据方程式 6 计算最大电流检测电阻。

$$R_{S_MAX} = 1.667 \times \frac{V_{SLOPE} \times L_M \times f_{SW}}{V_{LOAD} - V_{SUPPLY_MIN}} = 1.667 \times \frac{40 \text{ mV} \times 2.2 \mu\text{H} \times 440 \text{ kHz}}{12 \text{ V} - 2.5 \text{ V}} = 6.79 \text{ m}\Omega \quad (6)$$

其中

- V_{SL} 为 LM5156 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 7 计算电流检测电阻值。

$$R_{S_wo_sl} = \frac{V_{CLTH}}{I_{L_PEAK_LIMIT_SET}} = \frac{100 \text{ mV}}{22.13 \text{ A}} = 4.51 \text{ m}\Omega \quad (7)$$

其中

- V_{CLTH} 为 LM5156 的标称电流限制阈值

如果计算的 $R_{S_wo_sl}$ 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。

- 减小电流检测电阻可提高内部斜率补偿的有效性。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。降低电流检测电阻会导致电感器峰值电流限制值增大，从而增加所需的电感器饱和电流额定值。
- 添加外部斜率补偿。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 $1\text{k}\Omega$ 的非零值，即可添加外部斜率补偿。在已添加外部斜率补偿的应用中， R_S 根据 [方程式 8](#) 计算得出。

$$R_{S_w_sl} = \frac{L_M \times f_{SW} \times (V_{CLTH} + D \times V_{SLOPE})}{D \times 0.833 \times (V_{LOAD} - V_{SUPPLY_MIN}) + I_{L_PEAK_LIMIT_SET} \times L_M \times f_{SW}}$$

$$R_{S_w_sl} = \frac{2.2 \mu\text{H} \times 440 \text{ kHz} \times (100 \text{ mV} + 0.79 \times 40 \text{ mV})}{0.79 \times 0.833 \times (12 \text{ V} - 2.5 \text{ V}) + 22.13 \text{ A} \times 2.2 \mu\text{H} \times 440 \text{ kHz}} = 4.6 \text{ m}\Omega \quad (8)$$

其中

- 0.833 是总斜率补偿与检测到的电感器下降电流之比。

R_{SL} 根据 [方程式 9](#) 计算得出。

$$R_{SL} = \frac{V_{CLTH} - I_{L_PEAK_LIMIT_SET} \times R_{S_w_sl}}{I_{SLOPE} \times D} = \frac{100 \text{ mV} - 22.13 \text{ A} \times 4.6 \text{ m}\Omega}{30 \mu\text{A} \times 0.79} = -75.6 \Omega \quad (9)$$

其中

- I_{SLOPE} 为 LM5156 的斜率补偿源
- D 为最小电源电压时的占空比

如果计算的 R_{SL} 值超过 $1\text{k}\Omega$ 的最大值，则需减小检测到的电感器电流的下降斜率。若要减小电感器电流的下降斜率，必须增加 L_M 的电感值。如果 L_M 电感值改变，则必须重新计算电流检测电阻。如果 R_{SL} 的计算值为负，则无需外部斜率补偿。

在该设计示例中，所选电流检测电阻值为 $4\text{m}\Omega$ (R_S)，这是最接近 [方程式 7](#) 中计算值的标准电阻值。选择该值旨在防止在负载瞬态期间触发电流限制保护。无需外部斜率补偿， R_{SL} 选择为 0Ω 。峰值电感器电流限制根据 [方程式 10](#) 计算得出。

$$I_{L_PEAK_LIMIT} = \frac{V_{CLTH} - I_{SLOPE} \times R_{SL} \times D}{R_S} = \frac{100 \text{ mV} - 30 \mu\text{A} \times 0 \Omega \times 0.79}{4 \text{ m}\Omega} = 25 \text{ A} \quad (10)$$

由于没有外部斜率补偿，无论电源电压如何变化，峰值电感器电流限制都保持恒定。对于该设计，电感器饱和电流额定值应大于 25A 。

3.3.2 电流检测电阻滤波器计算

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 构成的低通滤波器如 [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 10Ω 至 200Ω 之间。在该设计中，所选 R_F 为 100Ω 。 C_F 必须小于 [方程式 11](#) 中的规定值，才能确保正常运行。

$$C_F < \frac{1-D}{3 \times R_F \times f_{SW}} = \frac{1-0.79}{3 \times 100 \times 440 \text{ kHz}} = 1.59 \text{ nF} \quad (11)$$

所选 C_F 为 100pF 。由于低通滤波器的延迟，当 V_{SUPPLY} 大于计算给定电压时，电流限制无效。对于该设计，电流限制在整个电源电压范围内有效。[方程式 12](#) 用于计算该值。

$$V_{SUPPLY_IL_MAX} = V_{LOAD} \times (1 - 2 \times C_F \times R_F \times f_{SW}) = 12 \text{ V} \times (1 - 2 \times 100 \text{ pF} \times 100 \Omega \times 440 \text{ kHz}) = 11.89 \text{ V} \quad (12)$$

3.4 电感器选型

电感器必须根据三个参数来选择：计算的电感值 (L_M)、最小电源电压时的 RMS 电感器电流、由电流检测电阻 (R_S) 设置的峰值电感器电流限制 (I_{LPEAK_LIMIT})。

- 所选电感值为 $2.2\mu\text{H}$ 。这是大多数磁性产品供应商都能提供的标准值。
- 可通过计算平均电感器电流 (I_{LAVG}) 来估计电感器的 RMS 电流，该值约等于平均电源电流。当 $V_{SUPPLY} = 2.5\text{V}$ 时，平均电感器电流估计值为 16A 。电感器 RMS 电流额定值应高于计算平均电感器电流，并根据应用合理升高电感器温度。
- 电感器的饱和电流额定值应大于 25A 的计算 I_{LPEAK_LIMIT} 值。如果电感器饱和，则无法确保稳压器正常运行。

在该设计示例中，所选电感器的电感值为 $2.2\mu\text{H}$ 、 20A RMS 时的元件温升为 40°C 、饱和电流限制为 32A 。

3.5 二极管选型

二极管的额定值必须能够处理平均负载电流并留有余量，同时能够耗散导通损耗。二极管的额定电压必须大于负载电压 V_{LOAD} 。建议选择肖特基二极管，因为与标准快速恢复二极管相比，其反向恢复时间更短，正向压降更小。在该设计中，所选肖特基二极管的反向电压为 60V ，平均正向电流为 10A 。该二极管的极端导通功耗根据 [方程式 13](#) 计算得出。

$$P_{D_con} = V_F \times (1-D) \times I_{SUPPLY} = 480\text{ mV} \times (1-0.79) \times \frac{12\text{ V} \times 2\text{ A}}{2.5\text{ V}} = 968\text{ mW} \quad (13)$$

其中

- V_F 是二极管的正向电压降

3.6 MOSFET 选型

MOSFET 选型侧重于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 $R_{DS(on)}$ 参数。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。上升时间和下降时间期间，MOSFET 的沟道中存在电流和电压。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。理想情况下，导通损耗和开关损耗应大致相等。

总栅极电荷 (Q_{G_total}) 不能大到足以使内部 VCC 稳压器置于电流限制状态。对于给定 MOSFET，应知其 Q_{G_total} 。[方程式 14](#) 中规定了 MOSFET 的最大 Q_{G_total} 。

$$Q_{G_total} < \frac{35\text{mA}}{f_{sw}} \quad (14)$$

由于开关节点上的电压尖峰，MOSFET 的漏源击穿电压额定值应高于负载电压，并留有一定的裕量。击穿电压额定值应比 V_{LOAD} 与 V_F 之和至少高 10V 。 V_F 是整流二极管的正向电压。

在该设计中，所选 60V MOSFET 具有低 $R_{DS(on)}$ 、低阈值电压。所选 60V 额定电压可处理的最大输入电压瞬态为 42V 。

3.7 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输出电压纹波规格。负载瞬态规格与控制环路交叉频率有关。控制环路交叉频率设置为右半平面零点频率的 $1/5$ 。该交叉频率根据 [方程式 15](#) 计算得出。

$$f_{cross} = \frac{V_{LOAD}}{I_{LOAD}} \times \left(\frac{V_{SUPPLY_min}}{V_{LOAD}} \right)^2 = \frac{12\text{ V}}{3\text{ A}} \times \left(\frac{2.5\text{ V}}{12\text{ V}} \right)^2 = 2.51\text{ kHz} \quad (15)$$

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 (1.5 A) 到 100% 负载电流 (3 A) 的负载瞬态期间不应过冲或下冲超过 600 mV。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。

$$C_{\text{LOAD_min}} = \frac{\Delta I_{\text{LOAD}}}{2\pi \times f_{\text{cross}} \times \Delta V_{\text{LOAD}}} = \frac{1.5 \text{ A}}{2\pi \times 2.51 \text{ kHz} \times 600 \text{ mV}} = 158 \mu\text{F} \quad (16)$$

其中

- ΔI_{LOAD} 是负载电流条件的差异 (3 A - 1.5 A)
- ΔV_{LOAD} 是指定的过冲电压规格和下冲电压规格

输出电容器的额定值必须能够处理纹波电流，不会造成损坏，也不会显著缩短工作寿命。方程式 17 用于估算最大 RMS 输出纹波电流。与电解电容器相比，陶瓷电容器的 RMS 纹波电流额定值通常相对较高。陶瓷电容器用于增加输出电容器组的总 RMS 电流额定值。

$$I_{\text{RMS_CLOAD}} = \sqrt{(1-D) \times \left[I_{\text{LOAD}}^2 \times \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I^2}{3} \right]} = \sqrt{(1-0.79) \times \left[3 \text{ A}^2 \times \frac{0.79}{(1-0.79)^2} + \frac{2.045 \text{ A}^2}{3} \right]} = 5.844 \text{ A} \quad (17)$$

对于该设计，所选总输出电容为 200 μF 。估计电容器组 ESR (R_{ESR}) 约为 2m Ω 。输出电容和低 R_{ESR} 值有助于充分减小负载瞬态期间的压降。

3.8 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。对于该设计，所选输入电容为 100 μF 。假设已使用低 ESR 的高质量陶瓷电容器，则可基于 100 μF 的输入电容，使用方程式 18 来计算最大电源电压纹波。

$$\Delta V_{\text{SUPPLY}} = \frac{V_{\text{LOAD}}}{32 \times L_{\text{M}} \times C_{\text{IN}} \times f_{\text{SW}}^2} = \frac{12 \text{ V}}{32 \times 2.2 \mu\text{H} \times 150 \mu\text{F} \times 440 \text{ kHz}^2} = 5.86 \text{ mV} \quad (18)$$

电源电压纹波是电源电压源的负载阻抗的函数。如果输入电源的阻抗较大，则需要增大输入电容来充分减小纹波。

3.9 UVLO 电阻选型

外部欠压锁定 (UVLO) 电阻器可以设置稳压器的最小工作电压。必须指定两个级别：LM5156 器件开始工作的电压 ($V_{\text{SUPPLY(ON)}}$) 和 LM5156 进入待机模式的电压 ($V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$)。在该示例中， $V_{\text{SUPPLY(ON)}}$ 电压为 2.6V， $V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$ 为 2.2V。根据方程式 19 计算顶部 UVLO 电阻 (R_{UVLOT})。

$$R_{\text{UVLOT}} = \frac{0.967 \times V_{\text{SUPPLY(ON)}} - V_{\text{SUPPLY(OFF)}}}{5 \mu\text{A}} = \frac{0.967 \times 2.6 \text{ V} - 2.2 \text{ V}}{5 \mu\text{A}} = 62.8 \text{ k}\Omega \quad (19)$$

为 R_{UVLOT} 选择标准值 60.4k Ω 。根据方程式 20 计算顶部 UVLO 电阻 (R_{UVLOB})。

$$R_{\text{UVLOB}} = \frac{1.5 \text{ V} \times R_{\text{UVLOT}}}{V_{\text{SUPPLY_ON}} - 1.5 \text{ V}} = \frac{1.5 \text{ V} \times 60.4 \text{ k}\Omega}{2.6 \text{ V} - 1.5 \text{ V}} = 82.36 \text{ k}\Omega \quad (20)$$

为 R_{UVLOB} 选择标准值 80.6k Ω 。

3.10 软启动电容器选型

软启动电容器用于充分减小稳压器启动期间的负载电压过冲。方程式 21 用于计算建议的最小软启动电容值。

$$C_{\text{SS}} > \frac{10 \mu\text{A} \times V_{\text{LOAD}} \times C_{\text{LOAD}}}{I_{\text{LOAD}} \times V_{\text{REF}}} = \frac{10 \mu\text{A} \times 12 \text{ V} \times 200 \mu\text{F}}{3 \text{ A} \times 1 \text{ V}} = 8 \text{ nF} \quad (21)$$

其中

- V_{REF} 是 LM5156 的反馈电压基准。

在该设计中，所选 CSS 值为 220nF，以便尽可能减少启动期间负载电压的任何过冲。

3.11 反馈电阻器选型

反馈电阻 (R_{FBT} 、 R_{FBB}) 将调节电压与内部电压基准进行比较，从而设置稳定的负载电压。为有助于限制反馈电阻分压器的偏置电流，将 R_{FBT} 选择为 49.9k Ω 。方程式 22 用于计算 R_{FBB} 的阻值。

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\frac{V_{LOAD}}{V_{REF}} - 1} = \frac{49.9 \text{ k}\Omega}{\frac{12 \text{ V}}{1 \text{ V}} - 1} = 4.53 \text{ k}\Omega \quad (22)$$

所选 R_{FBB} 为 4.53k Ω 。

3.12 控制环路补偿

有许多不同的策略可用于设置控制环路的交叉频率以及误差放大器的极点和零点。本节介绍了一种通用技术，用于充分稳定以连续导通模式运行的峰值电流模式控制型升压稳压器的控制环路。所实现的 II 型补偿网络如图 3-2 所示。II 型补偿能够提供可编程低频零点和可编程高频极点。有关控制环路的详细模型，请参阅节 5。环路补偿选择过程可分为以下各节所述的多个不同步骤。

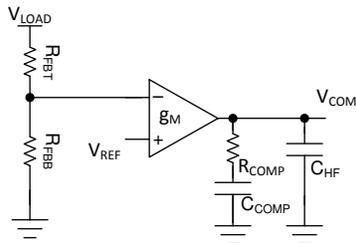


图 3-2. II 型补偿网络

3.12.1 选择环路交叉频率 (f_{CROSS})

环路的交叉频率可选择为开关频率的 1/10 或右半平面零点频率的 1/5，以较低者为准。方程式 23 显示了如何计算开关频率的 1/10。方程式 24 显示了如何计算右半平面零点频率的 1/5。

$$f_{CROSS} = \frac{f_{SW}}{10} = \frac{440 \text{ kHz}}{10} = 44 \text{ kHz} \quad (23)$$

$$f_{cross} = \frac{R_{LOAD} \times (1-D)^2}{5 \times 2\pi \times L_m} = \frac{4 \Omega \times (1-0.79)^2}{5 \times 2\pi \times 2.2 \mu\text{H}} = 2.51 \text{ kHz} \quad (24)$$

其中

- R_{LOAD} 为等于 V_{LOAD}/I_{LOAD} 的负载电阻

交叉频率选择为右半平面零点频率的 1/5，即 2.51kHz。

3.12.2 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。已知所需的环路交叉频率为 2.51kHz， R_{COMP} 根据方程式 25 计算得出。

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \times C_{LOAD} \times R_S \times V_{LOAD}^2 \times f_{cross}}{G_{COMP} \times g_m \times V_{SUPPLY_MIN} \times V_{REF}} = \frac{2\pi \times 200 \mu\text{F} \times 4 \text{ m}\Omega \times 12 \text{ V}^2 \times 2.51 \text{ kHz}}{G_{COMP} \times g_m \times 2.5 \text{ V} \times 1 \text{ V}} = 2.5 \text{ k}\Omega \quad (25)$$

其中

- g_m 是误差放大器的跨导, 2 mA/V
- G_{COMP} 为 COMP 到 PWM 增益, 0.142 V/V

R_{COMP} 选择为 2.49k Ω 。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。

3.12.3 确定所需 C_{COMP}

R_{COMP} 电阻和 C_{COMP} 电容设置补偿网络的低频零点, 从而增加相位。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。一个好策略是将零点放置在交叉频率 (f_{CROSS}) 和受控体低频极点的几何平均值位置。方程式 26 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})。对于该设计, 所需零点位置为 999Hz。

$$f_{z_EA} = \sqrt{f_{cross} \times \frac{2}{2\pi \times C_{LOAD} \times R_{LOAD}}} = \sqrt{2.51 \text{ kHz} \times \frac{2}{2\pi \times 200 \mu\text{F} \times 4 \Omega}} = 999 \text{ Hz} \quad (26)$$

选择零点频率后, 可根据方程式 27 计算 C_{COMP} 值。

$$C_{COMP} = \sqrt{\frac{C_{LOAD} \times R_{LOAD}}{4\pi \times R_{COMP}^2 \times f_{cross}}} = \sqrt{\frac{200 \mu\text{F} \times 4 \Omega}{4\pi \times 2.49 \text{ k}\Omega^2 \times 2.51 \text{ kHz}}} = 63 \text{ nF} \quad (27)$$

所选 C_{COMP} 为 68nF。

3.12.4 确定所需 C_{HF}

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}) 处, 或位于 RHP 零点与一半开关频率之间。在该设计中, 所选极点频率为 52kHz。这是 V_{SUPPLY} 为 2.5V 时的 RHP 零点与一半开关频率的几何平均值。方程式 28 用于计算 C_{HF} 的容值。

$$C_{HF} = \frac{C_{COMP}}{2\pi \times C_{COMP} \times R_{COMP} \times f_{p_EA} - 1} = \frac{68 \text{ nF}}{2\pi \times 68 \text{ nF} \times 2.49 \text{ k}\Omega \times 52 \text{ kHz} - 1} = 1.2 \text{ nF} \quad (28)$$

所选 C_{HF} 为 1nF。

3.13 效率估算

升压转换器的总损耗 (P_{TOTAL}) 可表示为以下损耗之和: 器件中的损耗 (P_{IC})、MOSFET 功率损耗 (P_Q)、二极管功率损耗 (P_D)、电感器功率损耗 (P_L) 和检测电阻中的损耗 (P_{RS})。

$$P_{TOTAL} = P_{IC} + P_Q + P_D + P_L + P_{RS} [W] \quad (29)$$

P_{IC} 可分为栅极驱动损耗 (P_G) 和静态电流导致的损耗 (P_{IQ})。

$$P_{IC} = P_G + P_{IQ} [W] \quad (30)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下:

$$P_G = Q_{G(@VCC)} \times V_{BIAS} \times F_{SW} [W] \quad (31)$$

$$P_{IQ} = V_{BIAS} \times I_{BIAS} [W] \quad (32)$$

关于各模式下的 I_{BIAS} 值, 请参阅 LM5156 数据表。

P_Q 可分为开关损耗 ($P_{Q(SW)}$) 和导通损耗 ($P_{Q(COND)}$)。

$$P_Q = P_{Q(SW)} + P_{Q(COND)} [W] \quad (33)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下：

$$P_{Q(SW)} = 0.5 \times (V_{LOAD} + V_F) \times I_{SUPPLY} \times (t_R + t_F) \times F_{SW} \quad (34)$$

t_R 和 t_F 是低侧 N 沟道 MOSFET 器件的上升时间和下降时间。 I_{SUPPLY} 是升压转换器的输入电源电流。

$$P_{Q(COND)} = D \times I_{SUPPLY}^2 \times R_{DS(ON)} [W] \quad (35)$$

$R_{DS(on)}$ 是 MOSFET 数据表中规定的 MOSFET 导通电阻。应考虑自发热导致的 $R_{DS(on)}$ 增加。

P_D 可以分为二极管导通损耗 (P_{VF}) 和反向恢复损耗 (P_{RR})。

$$P_D = P_{VF} + P_{RR} [W] \quad (36)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下：

$$P_{VF} = (1-D) \times V_F \times I_{SUPPLY} [W] \quad (37)$$

$$P_{RR} = V_{LOAD} \times Q_{RR} \times F_{SW} [W] \quad (38)$$

Q_{RR} 是二极管的反向恢复电荷，会在二极管数据表中指定。二极管的反向恢复特性对效率有很大影响，在高负载电压下尤其如此。

P_L 是 DCR 损耗 (P_{DCR}) 和交流磁芯损耗 (P_{AC}) 之和。DCR 是电感器数据表中提到的电感器直流电阻。

$$P_L = P_{DCR} + P_{AC} [W] \quad (39)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下：

$$P_{DCR} = I_{SUPPLY}^2 \times R_{DCR} [W] \quad (40)$$

$$P_{AC} = K \times \Delta I^\beta F_{SW}^\alpha [W] \quad (41)$$

$$\Delta I = \frac{V_{SUPPLY} \times D \times \frac{1}{F_{SYNC}}}{L_M} \quad (42)$$

ΔI 是峰峰值电感器电流纹波。 K 、 α 和 β 是磁芯相关因素、可由电感器制造商提供。

P_{RS} 的计算公式如下：

$$P_{RS} = D \times I_{SUPPLY}^2 \times R_S [W] \quad (43)$$

电源转换器的效率可按照如下方式进行估计：

$$\text{Efficiency} = \frac{V_{LOAD} \times I_{LOAD}}{P_{TOTAL} + V_{LOAD} \times I_{LOAD}} \times 100 [\%] \quad (44)$$

4 元件选型摘要

有关更多测试结果，请参阅 [LM5156EVM-BST 用户指南](#)。

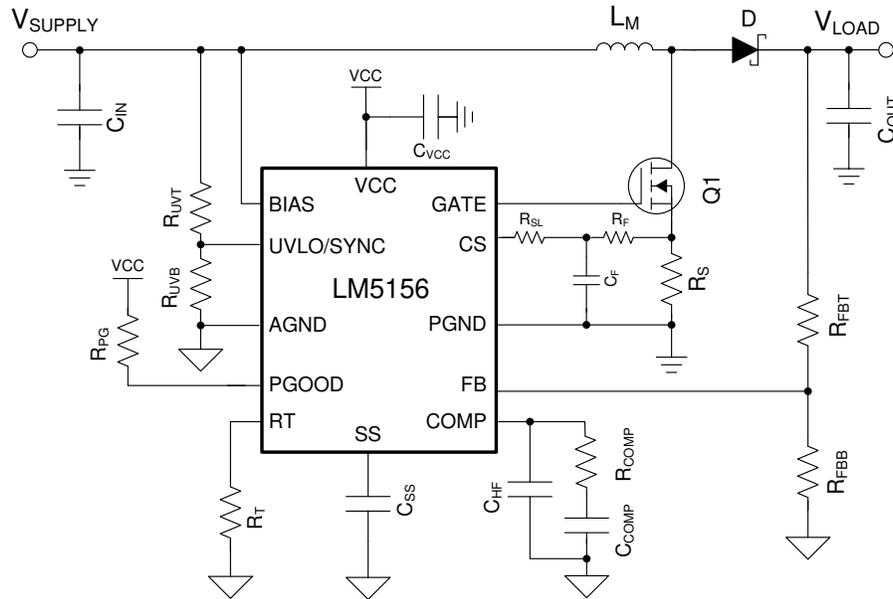


图 4-1. 应用电路

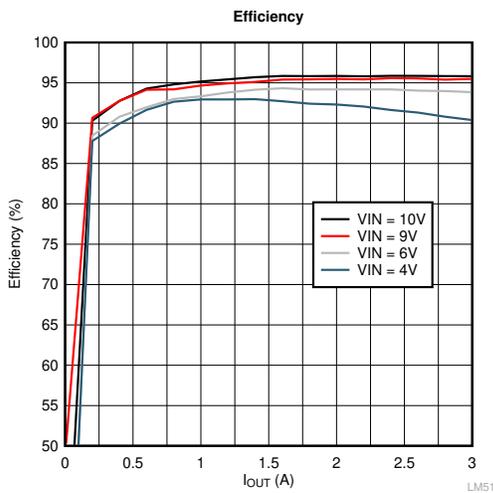


图 4-2. 效率与 I_{OUT} 之间的关系

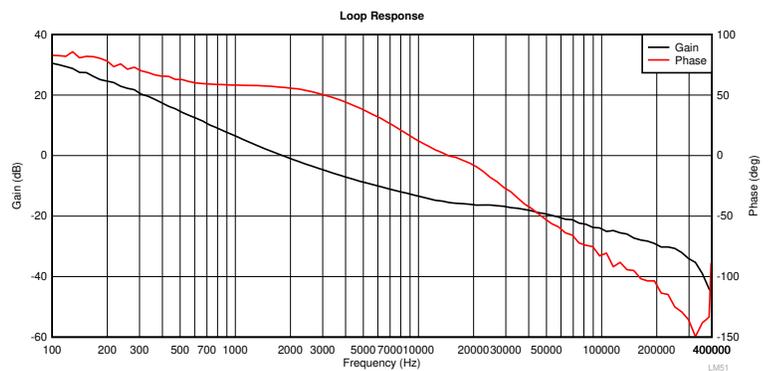


图 4-3. 控制环路响应 $V_{SUPPLY} = 4V$, $I_{LOAD} = 3A$

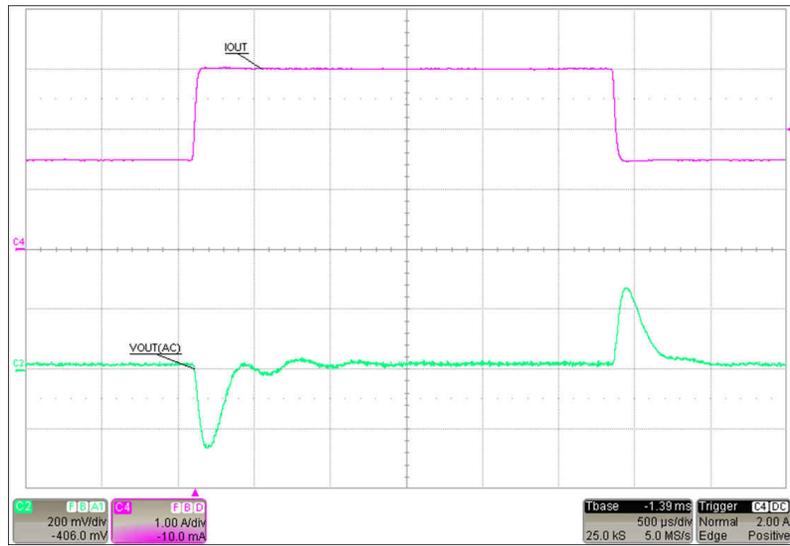


图 4-4. 负载阶跃 : $I_{LOAD} = 1.5A$ 至 $3A$, $V_{SUPPLY} = 4V$

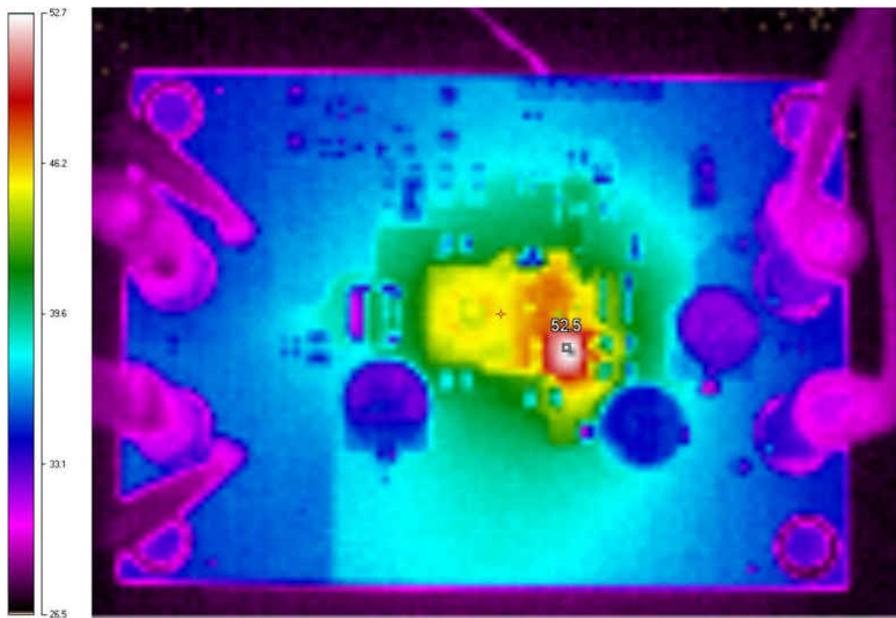


图 4-5. 热像图 : $V_{SUPPLY} = 4V$, $I_{LOAD} = 3A$

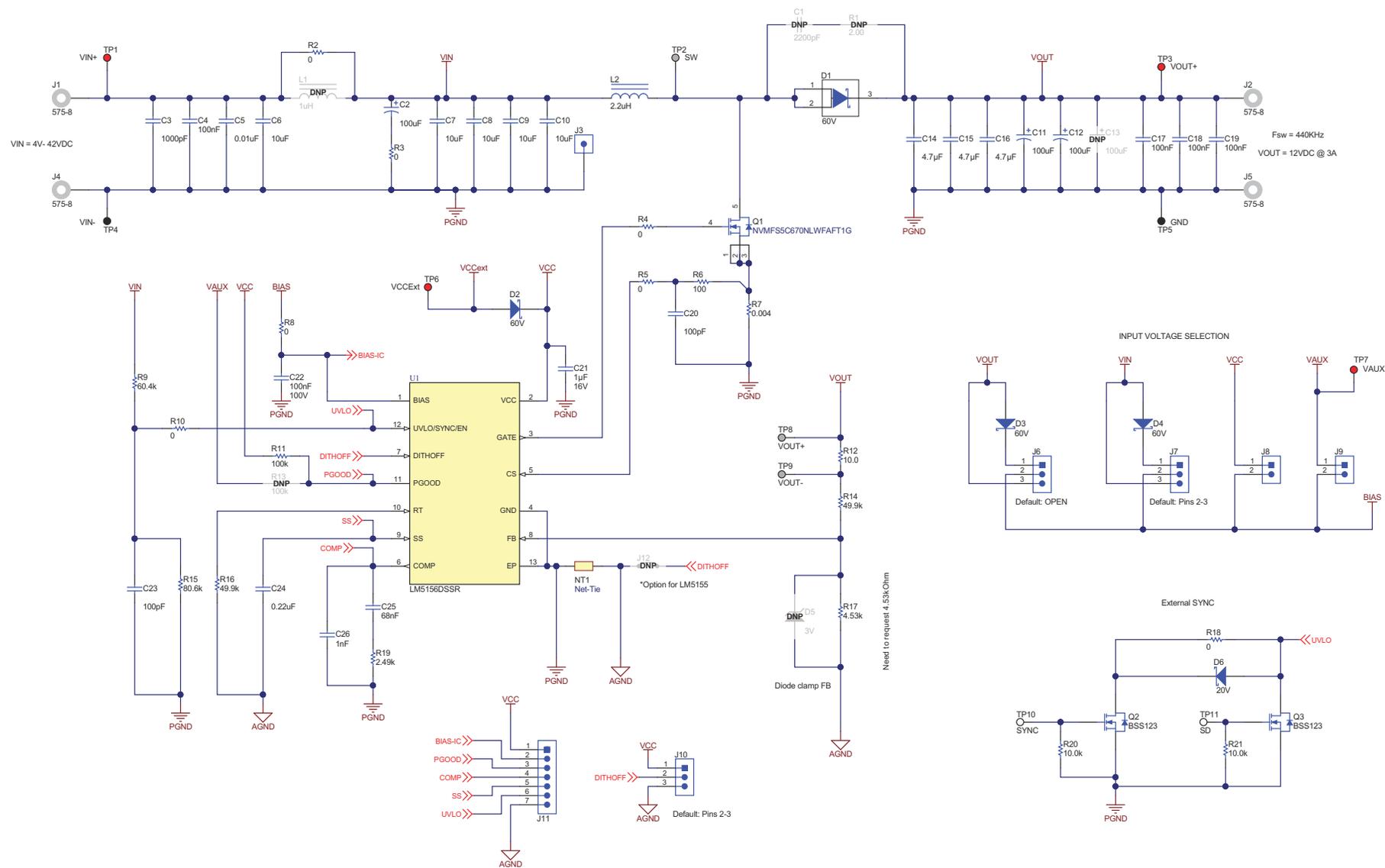


图 4-6. LM5156EVM-BST 原理图

5 小信号频率分析

本节提供了详细的公式，用于在将 LM5156 配置为升压稳压器时对控制回路进行建模。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回路，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 升压稳压器调制器建模

这些公式为连续导通模式下的峰值电流模式升压稳压器受控体进行建模。

表 5-1. 控制回路公式

	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	$A_M = G_{COMP} \frac{R_{LOAD}}{A_{CS} \cdot R_S} \times \frac{D'}{2}$	
RHP 零点	$\omega_{Z_RHP} = \frac{R_{LOAD} (D')^2}{L_M}$	
ESR 零点	$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{OUT} \cdot R_{ESR}}$	
低频极点	$\omega_{P_LF} = \frac{2}{C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$	
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	$s_e = (V_{SLOPE} + I_{SLOPE} \cdot R_{SL}) \cdot f_{sw}$
检测到的电感器上升斜率	不考虑	$s_n = \frac{V_{SUPPLY} \cdot R_S \cdot A_{CS}}{L_M}$

5.2 补偿建模

这些公式为使用跨导误差放大器实现的 II 型补偿网络进行建模。

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	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	
反馈直流增益	$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \cdot C_{COMP}}$	$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \cdot (C_{COMP} + C_{HF})}$
低频零点	$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$
高频极点	$\omega_{P_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}}$	$\omega_{P_EA} = \frac{C_{COMP} + C_{HF}}{R_{COMP} \cdot C_{COMP} \cdot C_{HF}}$
中波段增益	$G_{MID} = \frac{R_{COMP} \cdot R_{RFBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT})}$	$G_{MID} = \frac{C_{COMP} \cdot R_{COMP} \cdot R_{RFBB} \cdot g_m}{(C_{HF} + C_{COMP}) \cdot (R_{FBB} + R_{FBT})}$

5.3 开环建模

这些公式为控制环路的开环传递函数进行建模。

表 5-3. 开环建模公式

	简化公式	综合公式
开环公式		
开环传递函数	$T(s) = A_M \cdot A_{FB} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	$T(s) = A_M \cdot A_{FB} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$
交叉频率	$f_{CROSS} = \frac{G_{COMP} \cdot V_{SUPPLY} \cdot g_m \cdot R_{COMP}}{2\pi \cdot A_{CS} \cdot R_{CS} \cdot C_{OUT} \cdot V_{LOAD}^2}$	使用波特图

6 修订历史记录

Changes from Revision * (June 2020) to Revision A (November 2022)

Page

- 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式..... 1

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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司