

摘要

LM5157x/LM5158x 器件是一款具有集成式开关管的宽输入范围非同步转换器。常见的配置包括升压、反激式和 SEPIC 拓扑。本报告会引导读者使用 LM5157x/LM5158x 配置和设计升压转换器。此设计示例用于创建 LM5157EVM-BST 评估模块，结果在 [LM5157EVM-BST 用户指南](#) 中提供。本报告仅着重介绍使用 LM5157x/LM5158x 实现升压转换器的设计步骤和注意事项。有关升压转换器的基本概念和操作，可以在 [了解开关模式电源中的升压功率级](#) 中找到。

内容

1 LM5157 升压设计示例	2
2 计算和元件选型	2
2.1 开关频率.....	2
2.2 电感器计算.....	2
2.3 斜率补偿检查.....	3
2.4 电感器选型.....	4
2.5 二极管选型.....	4
2.6 输出电容器选型.....	4
2.7 输入电容器选择.....	4
2.8 UVLO 电阻选型.....	5
2.9 软启动电容器选型.....	5
2.10 反馈电阻器选择.....	5
2.11 控制环路补偿.....	5
2.12 功率损耗和效率估计.....	7
3 实现结果	9
4 小信号频率分析	12
4.1 升压稳压器调制器建模.....	12
4.2 补偿建模.....	13
4.3 开环建模.....	13

插图清单

图 2-1. II 型补偿网络.....	5
图 3-1. 应用电路.....	9
图 3-2. 效率与 I_{OUT} 之间的关系.....	9
图 3-3. 控制环路响应 $V_{SUPPLY} = 6V$ $I_{LOAD} = 1.6A$	9
图 3-4. 负载阶跃： $I_{LOAD} = 0.8A$ 至 $1.6A$ ， $V_{SUPPLY} = 6V$	10
图 3-5. 热像图： $V_{SUPPLY} = 6V$ ， $I_{LOAD} = 1.6A$	10
图 3-6. LM5157EVM-BST 原理图.....	10

表格清单

表 1-1. 设计参数.....	2
表 3-1. 物料清单.....	11
表 4-1. 电源受控体方程.....	12
表 4-2. 补偿建模公式.....	13
表 4-3. 开环建模方程.....	13

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 LM5157 升压设计示例

此设计示例介绍了使用 LM5157 实现非同步升压转换器的典型设计过程和计算。采用 LM51571、LM5158 和 LM51581 的设计非常相似。该配置旨在通过非稳压 6V 电源轨 (3V 至 9V) 提供负载电流高达 1.6A 的 12V 稳压 (在输入电压低于 6V 时, 负载降额一半)。为避免 AM 频带 (530kHz 至 1.8MHz) 中发生干扰, 选择了 2.1MHz 的开关频率。表 1-1 中给出了这些参数, 节 2 讨论了元件选型。

表 1-1. 设计参数

参数	规格
V _{SUPPLY}	3V 至 9V
V _{LOAD}	12V
I _{LOAD}	1.6A (V _{SUPPLY} = 6V 至 9V)
	0.8A (V _{SUPPLY} = 3V 至 6V)
f _{SW}	2.1MHz
η (估计效率)	90%

2 计算和元件选型

给出了 LM5157x 和 LM5158x 的特定计算, 用于根据表 1-1 中的设计参数, 实现在连续导通模式下运行的升压转换器。

2.1 开关频率

根据给定的设计参数, 选择正确的开关频率是设计过程的第一步。一般来说, 开关频率越高, 解决方案尺寸越小, 但会造成开关损耗更高且效率更低。因此, 最终选择开关频率时, 应根据应用的具体要求, 在功率密度和效率之间进行权衡。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 和 LM5158x 中振荡器的频率。选择具有 2.1MHz 的开关频率的示例应用。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{sw}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{2.1\text{MHz}} - 955 = 9.57\text{k}\Omega \quad (1)$$

对于 R_T, 选择了标准值 9.53kΩ, 容差为 1%。

如数据表中所述, LM5157x 和 LM5158x 的内部振荡器可以同步到外部时钟。LM5157x 和 LM5158x 具有与频率相关的最大占空比限制, 数据表中也对此进行了特性描述。

2.2 电感器计算

升压转换器的电感值可通过电感器电流纹波比 (RR, 定义为平均电感器电流范围内的峰峰值纹波电流) 来计算。选择电感值时主要有三个考虑因素: 功率损耗、电感器电流的下降斜率和控制环路的右半平面 (RHP) 零点频率 (ω_{Z_RHP})。

- 随着电感值的增加, 电感器的磁芯损耗和 RMS 电流会变小, 但也要注意电感器的 DCR 可能会更高。
- 电感值应足够大, 以便电感器电流的下降斜率足够小, 防止 LM5157x/LM5158x 的峰值电流模式控制中发生子谐波振荡。
- 在升压转换器中, RHP 零点通常会设置设计的带宽限制。因此, RHP 零点频率应该足够高, 以便实现更高的控制环路交叉频率。随着相对电感值减小, RHP 零点频率会增加。

最大纹波比介于 30% 至 70% 之间时，可在上述考虑因素之间实现良好的平衡。在本例中，电感器电流的最大纹波比设置为 60%。在连续导通模式 (CCM) 运行状态下，在占空比为 33% ($D_{\max \Delta IL}=0.33$) 时出现最大纹波比，[方程式 2](#) 用于计算 33% 占空比下的电源电压。

$$V_{\text{SUPPLY_max}\Delta IL} = V_{\text{LOAD}} \cdot (1 - D_{\max \Delta IL}) = 12 \cdot (1 - 0.33) = 8V \quad (2)$$

其中

- $D_{\max \Delta IL}$ 是达到最大电感器纹波电流时的占空比

在已知 $V_{\text{SUPPLY_max}\Delta IL}$ 、所需纹波比和开关频率的情况下，[方程式 3](#) 用于计算 1.6A 负载 ($V_{\text{SUPPLY}} = 6V$ 至 $9V$) 下的电感值。

$$L_{M_calc_1} = \frac{V_{\text{SUPPLY}}}{I_{\text{SUPPLY}} \cdot RR \cdot f_{sw}} \cdot D = \frac{8V}{2.4A \cdot 0.6 \cdot 2.1\text{MHz}} \cdot 0.33 = 0.88\mu\text{H} \quad (3)$$

其中

- D 是达到最大电感器纹波电流时的占空比
- RR 是电感器电流纹波比

在 0.8A 负载情况下 ($V_{\text{SUPPLY}} = 3V$ 至 $6V$)，此时不产生 33% 占空比，使用最大电源电压 ($6V$ ，占空比 = 0.5) 计算最大纹波比。[方程式 4](#) 用于计算电感器值。

$$L_{M_calc_2} = \frac{6V}{1.6A \cdot 0.6 \cdot 2.1\text{MHz}} \cdot 0.5 = 1.49\mu\text{H} \quad (4)$$

为了满足两个区域的要求，选择了标准电感 $1.5\mu\text{H}$ 作为 L_M 的电感值。当电源电压处于最小值 $V_{\text{SUPPLY_min}}$ 和最大负载电流 $I_{\text{LOAD_max}}$ 时，会出现最大峰值电感器电流。峰值电感器电流通过[方程式 5](#) 和[方程式 6](#) 来计算。同样，两个区域分别计算，最大值是较大的区域。

$$I_{L_peak_MAX_1} = \frac{V_{\text{LOAD}} \cdot I_{\text{OUT}}}{V_{\text{SUPPLY}} \cdot \eta} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{\text{SUPPLY}} \cdot D}{L_M \cdot f_{sw}} = \frac{12V \cdot 1.6A}{6V \cdot 0.9} + \frac{1}{2} \cdot \frac{6V \cdot 0.5}{1.5\mu\text{H} \cdot 2.1\text{MHz}} = 4.03A \quad (5)$$

$$I_{L_peak_MAX_2} = \frac{12V \cdot 0.8A}{3V \cdot 0.9} + \frac{1}{2} \cdot \frac{3V \cdot 0.75}{1.5\mu\text{H} \cdot 2.1\text{MHz}} = 3.91A \quad (6)$$

其中

- η 是估计的效率。

峰值电感器电流用于在 LM5158、LM51581、LM5157 和 LM51571 中正确选择器件。请参阅数据表以了解其电流限值。由于稳压器具有元件容差和功率损耗，在选择峰值电流限值时，应比计算的峰值电感器电流高出一些裕度。在本例中，使用了 15% 的裕度，选择了 LM5157 器件。

2.3 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，将会满足[方程式 7](#) 中的以下不等式。

$$0.5 \times \frac{(V_{\text{LOAD}} + V_F) - V_{\text{SUPPLY}}}{L_M} \times A_{CS} \times \text{裕量} < 500\text{mV} \times f_{sw} \quad (7)$$

其中

- A_{CS} 是等效电流检测增益。
- 500mV 是斜率补偿峰值电压。
- V_F 是二极管的正向电压。

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 8](#)、[方程式 9](#) 和 [方程式 10](#) 中验证了不等式。

$$0.5 \times \frac{(V_{LOAD} + V_F) - V_{SUPPLY}}{L_M} \times A_{CS} \times \text{裕量} = 0.5 \times \frac{(12V + 0.5V) - 3V}{1.5\mu H} \times 0.095 \times 1.6 = 0.481 \times 10^6 \quad (8)$$

$$500\text{mV} \times f_{sw} = 500\text{mV} \times 2.1\text{MHz} = 1.05 \times 10^6 \quad (9)$$

$$0.481 \times 10^6 < 1.05 \times 10^6 \quad (10)$$

2.4 电感器选型

根据三个参数选择电感器：计算的电感值 (L_M)、RMS 电感器电流和最大峰值电感器电流。

- 对于电感，选择标准 $1.5\mu H$ ，这是常见的商用值。
- 电感器的饱和电流应大于所选转换器器件的最大电流限制。如果电感器饱和，元件可能会损坏，转换器也无法正常工作。
- 在忽略纹波的情况下，电感器 RMS 电流可以近似为平均电感器电流，电流值估计为 3.6A。电感器 RMS 电流额定值应高于估计的 RMS 电流，并且基于具体的应用，电感器温度应保持合理的水平。

在本设计示例中，选择的电感器具有 $1.5\mu H$ 的电感值、15A 的饱和电流限制，还在 10A RMS 下具有 $20^\circ C$ 的温升。

2.5 二极管选型

功率二极管必须根据平均负载电流和输出电压确定额定值，并留有一定的裕度。它还应该能考虑到满负载下的损耗。由于反向恢复时间和电荷较小，因此建议使用肖特基二极管。就本设计而言，选择了 45V 反向电压、10A 平均正向电流肖特基二极管。[方程式 11](#) 中计算了导通损耗。

$$P_{D_con} = V_F \cdot (1 - D) \cdot I_{\text{电源}} = 490\text{mV} \cdot (1 - 0.5) \cdot \frac{12V \cdot 1.6A}{6V} = 0.78W \quad (11)$$

其中

- V_F 是二极管的正向电压降

2.6 输出电容器选型

输出电容器决定了输出电压纹波和负载瞬态性能。在本示例中，输出电容器的容值根据所需的输出电压纹波大致确定。在所需 V_{LOAD} 纹波为 100mV 的情况下，使用[方程式 12](#) 计算最小输出电容。

$$C_{OUT_min} = \frac{I_{LOAD} \cdot D}{f_{sw} \cdot \Delta V_{LOAD}} = \frac{1.6A \cdot 0.5}{2.1\text{MHz} \cdot 100\text{mV}} = 3.8\mu F \quad (12)$$

输出电容器的额定值必须能够处理交流电流。使用[方程式 13](#) 估算最大输出纹波电流。

$$I_{RMS_COUT} = \sqrt{(1 - D) \cdot \left[I_{\text{负载}}^2 \cdot \frac{D}{(1 - D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3} \right]} = \sqrt{(1 - 0.5) \cdot \left[1.6A^2 \cdot \frac{0.5}{(1 - 0.5)^2} + \frac{0.48A^2}{3} \right]} = 1.6A \quad (13)$$

请注意，与电感器计算类似，选择了上述条件作为最坏情况：具有最高电容要求且最高 RMS 电流介于满负载情况和降额半负载情况之间。在本设计中，选择了 $28\mu F$ 的总输出电容，考虑到 12V 直流偏置下的电容差，总输出电容会变为约 $22\mu F$ 。电容器组 ESR (R_{ESR}) 估计约为 $0.22m\Omega$ 。

2.7 输入电容器选择

输入电容器决定着电源纹波电压。在本设计中，选择了使用低 ESR 陶瓷电容器的 $60\mu F$ 输入电容。[方程式 14](#) 用于计算最大电源电压纹波。

$$\Delta V_{\text{SUPPLY}} = \frac{V_{\text{LOAD}}}{32 \cdot L_M \cdot C_{\text{IN}} \cdot f_{\text{sw}}^2} = \frac{12\text{V}}{32 \cdot 1.5\mu\text{H} \cdot 60\mu\text{F} \cdot 2.1\text{MHz}^2} = 1\text{mV} \quad (14)$$

2.8 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。必须指定两个电平：所需的转换器启动电压 ($V_{\text{SUPPLY(ON)}}$) 和所需的转换器关断电压 ($V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$)。在本例中， $V_{\text{SUPPLY(ON)}}$ 电压为 2.8V， $V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$ 为 2.4V。使用方程式 15，计算顶部 UVLO 电阻 (R_{UVLOT})。

$$R_{\text{UVLOT}} = \frac{0.967 \cdot V_{\text{SUPPLY(打开)}} - V_{\text{SUPPLY(关闭)}}}{5\mu\text{A}} = \frac{0.967 \cdot 2.8\text{V} - 2.4\text{V}}{5\mu\text{A}} = 61.5\text{k}\Omega \quad (15)$$

对于 R_{UVLOT} ，选择了标准值 61.9k Ω 。使用方程式 16，计算底部 UVLO 电阻 (R_{UVLOB})。

$$R_{\text{UVLOB}} = \frac{1.5\text{V} \cdot R_{\text{UVLOT}}}{V_{\text{SUPPLY(打开)}} - 1.5\text{V}} = \frac{1.5\text{V} \cdot 61.9\text{k}\Omega}{2.8\text{V} - 1.5\text{V}} = 71.4\text{k}\Omega \quad (16)$$

对于 R_{UVLOB} ，选择了标准值 71.5k Ω 。

2.9 软启动电容器选型

软启动电容器用于控制稳压器启动期间的负载电压和浪涌电流过冲。方程式 17 用于计算建议的最小软启动电容值。

$$C_{\text{SS}} > \frac{10\mu\text{A} \cdot V_{\text{LOAD}} \cdot C_{\text{OUT}}}{I_{\text{LOAD}}} = \frac{10\mu\text{A} \cdot 12\text{V} \cdot 22\mu\text{F}}{0.8\text{A}} = 3.3\text{nF} \quad (17)$$

在本设计中，选择了 C_{SS} 值为 22nF，以便尽可能减少启动期间负载电压上的任何过冲。

2.10 反馈电阻器选择

反馈电阻器 (R_{FBT} 、 R_{FBB}) 决定着稳压输出电压。为了帮助限制反馈电阻分压器的偏置电流，对 R_{FBT} 选择了 49.9k Ω 。方程式 18 用于计算 R_{FBB} 的阻值。

$$R_{\text{FBB}} = \frac{R_{\text{FBT}}}{\frac{V_{\text{LOAD}}}{V_{\text{REF}}} - 1} = \frac{49.9\text{k}\Omega}{\frac{12\text{V}}{1\text{V}} - 1} = 4.54\text{k}\Omega \quad (18)$$

对于 R_{FBB} ，选择 4.53k Ω

2.11 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 2-1 所示，它提供可编程的零点和极点。接下来的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，以便在 CCM 升压中实现系统稳定。控制环路的详细模型在节 4 中介绍。

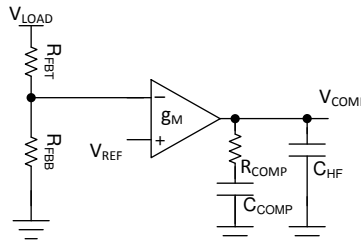


图 2-1. II 型补偿网络

2.11.1 交叉频率 (f_{cross}) 选择

环路的交叉频率可以选择为开关频率的 1/10 或右半平面零点频率的 1/5，以较低者为准。方程式 19 显示了 1/10 开关频率的计算。方程式 20 和方程式 21 显示了如何计算满载和半负载条件下的 1/5 右半平面零点频率。

$$f_{\text{cross}} = \frac{f_{\text{sw}}}{10} = \frac{2.1\text{MHz}}{10} = 210\text{kHz} \quad (19)$$

$$f_{\text{CROSS}_1} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{R_{\text{LOAD}} \cdot D'^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M} = \frac{7.5\Omega \cdot 0.5^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1.5\mu\text{H}} = 39.8\text{kHz} \quad (20)$$

$$f_{\text{CROSS}_2} = \frac{15\Omega \cdot 0.25^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1.5\mu\text{H}} = 19.9\text{kHz} \quad (21)$$

其中

- D' 是 $(1-D)$ 最低电源电压
- R_{LOAD} 是等于 $V_{\text{LOAD}}/I_{\text{LOAD}}$ 的负载电阻

为了留出一些裕度，交叉频率选择为 16.6kHz，略小于半负载条件下右半平面零点频率的 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，在以下计算中，使用输入电压为 6V 至 9V 的满负载条件。在设计和选择补偿回路后，可以用节 4 中的公式检查半负载条件的稳定性。

2.11.2 R_{COMP} 选择

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。在已知所需环路交叉频率 16.6kHz 的情况下， R_{COMP} 通过方程式 22 进行计算。

$$R_{\text{COMP}} = \frac{2\pi \cdot C_{\text{OUT}} \cdot A_{\text{CS}} \cdot V_{\text{LOAD}}^2 \cdot f_{\text{CROSS}}}{g_m \cdot V_{\text{SUPPLY_min}}} = \frac{2\pi \cdot 22\mu\text{F} \cdot 0.095 \cdot 12\text{V}^2 \cdot 16.6\text{kHz}}{2\text{mA}/\text{V} \cdot 6\text{V}} = 2.62\text{k}\Omega \quad (22)$$

其中

- g_m 是误差放大器的跨导，2mA/V
- A_{CS} 是等效电流检测增益 0.095

对于 R_{COMP} ，选择 2.63k Ω 。

2.11.3 C_{COMP} 选择

R_{COMP} 电阻器和 C_{COMP} 电容器用于设置补偿网络的低频零点。为达到所需的稳定时间常数，低频零点作为相位升压而放置。这里采用的一个好策略是，将零点直接放置在交叉频率 (f_{CROSS}) 和受控体低频极点 ($\omega_{\text{P_LF}}$) 的几何平均数位置。方程式 23 得出了 C_{COMP} 的容值。

$$C_{\text{COMP}} = \sqrt{\frac{C_{\text{OUT}} \cdot R_{\text{LOAD}}}{4\pi \cdot R_{\text{COMP}}^2 \cdot f_{\text{CROSS}}}} = \sqrt{\frac{22\mu\text{F} \cdot 7.5\Omega}{4\pi \cdot 2.63\text{k}\Omega^2 \cdot 16.6\text{kHz}}} = 10.7\text{nF} \quad (23)$$

对于 C_{COMP} ，选择 10nF。

2.11.4 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，并确保有足够的增益裕度。建议将极点频率设置在 RHP 零点 ($\omega_{\text{Z_RHP}}$) 处，它通常小于 ESR 零点，或者在 RHP 零点和开关频率的一半之间。在本设计实例中，高频极点位于 RHP 零点处。方程式 24 用于计算 C_{HF} 的容值。

$$C_{\text{HF}} = \frac{C_{\text{COMP}} \cdot L_M}{C_{\text{COMP}} \cdot D'^2 \cdot R_{\text{LOAD}} \cdot R_{\text{COMP}} - L_M} = \frac{10\text{nF} \cdot 1.5\mu\text{H}}{10\text{nF} \cdot 0.75^2 \cdot 7.5\Omega \cdot 2.62\text{k}\Omega - 1.5\mu\text{H}} = 138\text{pF} \quad (24)$$

对于 C_{HF} ，选择 100pF。

2.12 功率损耗和效率估计

升压转换器的总损耗 (P_{TOTAL}) 可以表示为以下损耗之和：器件中的损耗 (P_{IC} ，不包括功率 MOSFET 损耗)、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} ，请参阅下面的说明)。 (P_{IC}) 和 (P_Q) 之和是转换器器件中的功率损耗，应设计在合理范围内，防止 IC 温升过大。

$$P_{TOTAL} = P_{IC} + P_Q + P_D + P_L + P_{RS} [W] \quad (25)$$

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})。

$$P_{IC} = P_G + P_{IQ} [W] \quad (26)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下：

$$P_G = Q_{G(@VCC)} \times V_{BIAS} \times F_{SW} [W] \quad (27)$$

$$P_{IQ} = V_{BIAS} \times I_{BIAS} [W] \quad (28)$$

每种模式下的 I_{BIAS} 值可在 LM5157x 和 LM5158x 数据表中找到。

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

$$P_Q = P_{Q(SW)} + P_{Q(COND)} [W] \quad (29)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下：

$$P_{Q(SW)} = 0.5 \times (V_{LOAD} + V_F) \times I_{SUPPLY} \times (t_R + t_F) \times F_{SW} \quad (30)$$

t_R 和 t_F 是集成式功率 MOSFET 的上升和下降时间。 I_{SUPPLY} 是升压转换器的输入电源电流。

$$P_{Q(COND)} = D \times I_{SUPPLY}^2 \times R_{DS(ON)} [W] \quad (31)$$

$R_{DS(ON)}$ 是 LM5157x 和 LM5158x 数据表中给出的 MOSFET 导通电阻。考虑自热导致的 $R_{DS(ON)}$ 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})。

$$P_D = P_{VF} + P_{RR} [W] \quad (32)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下：

$$P_{VF} = (1 - D) \times V_F \times I_{SUPPLY} [W] \quad (33)$$

$$P_{RR} = V_{LOAD} \times Q_{RR} \times F_{SW} [W] \quad (34)$$

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。

$$P_L = P_{DCR} + P_{AC} [W] \quad (35)$$

每种功率损耗的近似计算方法如下：

$$P_{DCR} = I_{SUPPLY}^2 \times R_{DCR} [W] \quad (36)$$

$$P_{AC} = K \times \Delta I^\beta F_{SW}^\alpha [W] \quad (37)$$

$$\Delta I = \frac{V_{SUPPLY} \times D \times \frac{1}{F_{SYNC}}}{L_M} \quad (38)$$

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。

由于 LM5157x 和 LM5158x 中采用了电流检测技术，因此检测电阻和功率损耗 P_{RS} 可以忽略不计。

电源转换器的效率可按照如下方式进行估计：

$$\text{Efficiency} = \frac{V_{LOAD} \times I_{LOAD}}{P_{TOTAL} + V_{LOAD} \times I_{LOAD}} \times 100[\%] \quad (39)$$

3 实现结果

有关更多测试结果，请参阅 [LM5157EVM-BST 用户指南](#)。

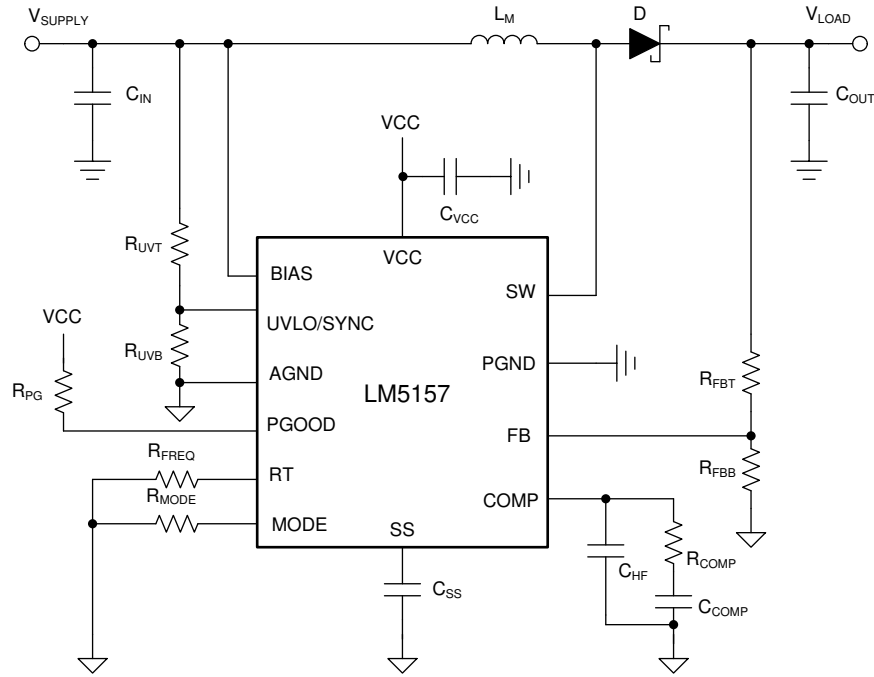


图 3-1. 应用电路

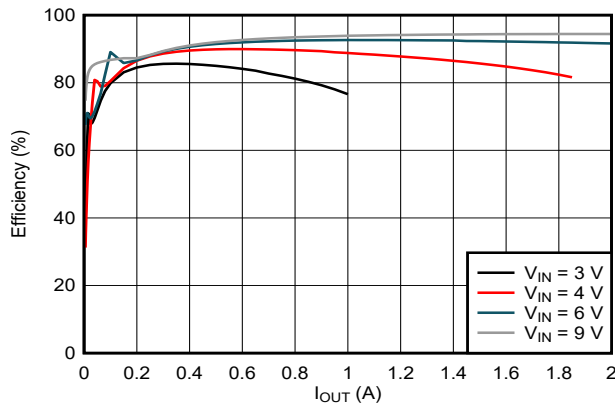


图 3-2. 效率与 I_{OUT} 之间的关系

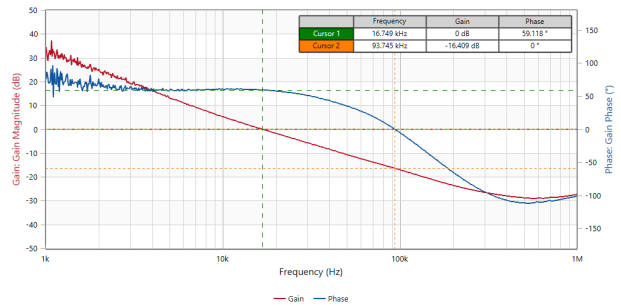


图 3-3. 控制环路响应 $V_{SUPPLY} = 6V$ $I_{LOAD} = 1.6A$

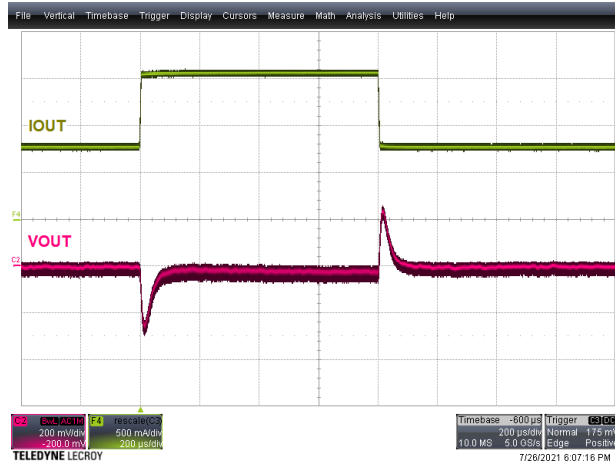


图 3-4. 负载阶跃 : $I_{LOAD} = 0.8A$ 至 $1.6A$, $V_{SUPPLY} = 6V$

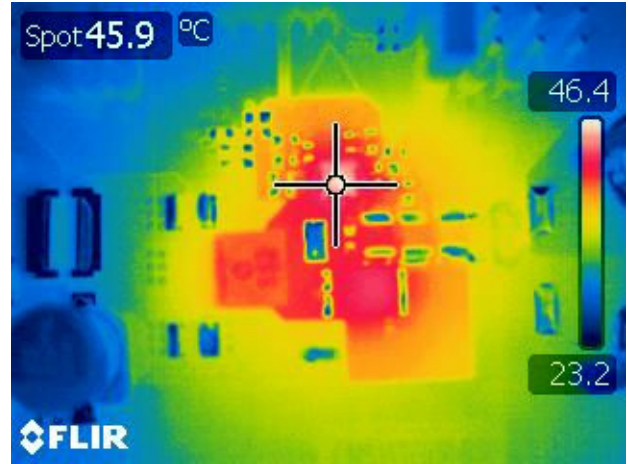


图 3-5. 热像图 : $V_{SUPPLY} = 6V$, $I_{LOAD} = 1.6A$

LM5157EVM-BST
1.6A/0.8A

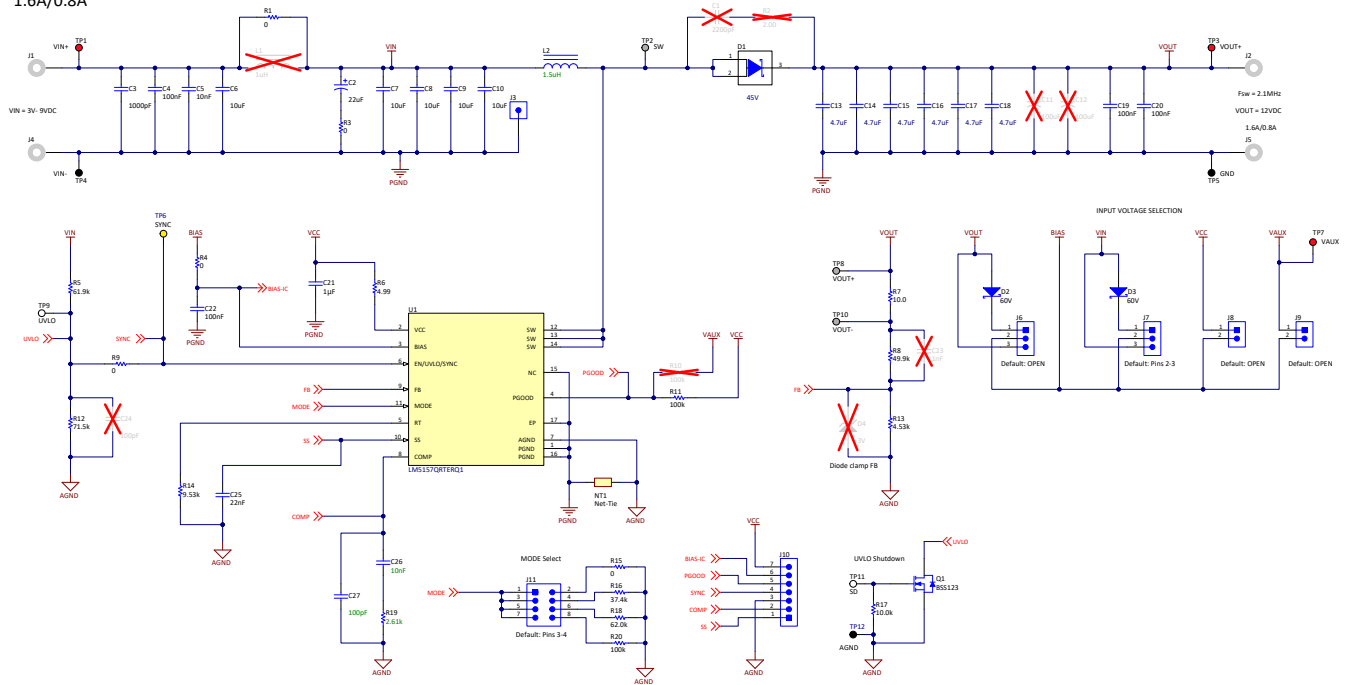


图 3-6. LM5157EVM-BST 原理图

表 3-1. 物料清单

参考标识符	数量	规格	制造商	器件型号
R _T	1	电阻, 9.53k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	Vishay-Dale	CRCW06039K53FKEA
R _{FBT}	1	电阻, 49.9k, 1%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603FR-0749K9L
R _{FBB}	1	电阻, 4.53k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	Vishay-Dale	CRCW06034K53FKEA
L _M	1	电感器, 屏蔽, 复合, 1.5 μH, 14A, 0.01052Ω, AEC-Q200 1 级, SMD	Coilcraft	XEL6030-152MEB
C _{OUT1}	6	电容, 陶瓷, 4.7μF, 50V, ±10%, X7R, 1210	TDK	C3225X7R1H475K250AB
C _{OUT2} (大容量)	2	电容, 铝聚合物, 100μF, 50V, ±20%, 0.025 Ω, AEC-Q200 2 级, D10xL10mm SMD	Chemi-Con	HHXB500ARA101MJA0G
C _{IN1}	4	电容, 陶瓷, 10μF, 50V, ±10%, X7R, 1210	MuRata	GRM32ER71H106KA12L
C _{IN2} (大容量)	1	电容, 铝, 22μF, 100V, ±20%, 1.3 Ω, AEC-Q200 2 级, SMD	Panasonic	EEE-FK2A220P
D1	1	二极管, 肖特基, 45V, 10A, AEC-Q101, CFP15	Nexperia	PMEG045V100EPDAZ
R _{COMP}	1	电阻, 2.61kΩ, 1%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603FR-072K61L
C _{COMP}	1	电容, 陶瓷, 0.01μF, 50V, ±10%, X7R, 0603	Kemet	C0603X103K5RACTU
C _{HF}	1	电容, 陶瓷, 100pF, 50V, ±5%, C0G/NP0, AEC-Q200 0 级, 0603	TDK	CGA3E2NP01H101J080AA
R _{UVLOT}	1	电阻, 61.9k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	Vishay-Dale	CRCW060361K9FKEA
R _{UVLOB}	1	电阻, 71.5k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	Vishay-Dale	CRCW060371K5FKEA
R _{UVLOS}	1	电阻, 0, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL
C _{SS}	1	电容, 陶瓷, 0.022μF, 50V, ±10%, X7R, 0603	Kemet	C0603X223K5RACTU
R _{BIAS}	1	电阻, 0, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL
C _{BIAS}	1	电容, 陶瓷, 0.1 μF, 100V, ±10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 0603	MuRata	GCJ188R72A104KA01D
C _{VCC}	1	电容, 陶瓷, 1μF, 16V, ±10%, X7R, AEC-Q200 1 级, 0603	TDK	CGA3E1X7R1C105K080AC
R _{VCC}	1	电阻, 5.1, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-075R1L
R _{PG}	1	电阻, 100k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 0 级, 0603	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA
R _{MODE}	1	电阻, 0, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL

4 小信号频率分析

本部分提供了在将 LM5157x/LM5158x 配置为以 CCM 运行的升压稳压器时，控制环路小信号模型的所有方程。简化公式有助于快速评估控制环路，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。

4.1 升压稳压器调制器建模

表 4-1 中包含的方程模拟了连续导通模式下，峰值电流模式升压稳压器的受控体（控制到输出）。

表 4-1. 电源受控体方程

简化公式		全面的公式
调制器公式		
调制器传递函数	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(S)}{\hat{V}_{COMP}(S)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)} \quad (40)$	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(S)}{\hat{V}_{COMP}(S)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (41)$
调制器直流增益	$A_M = \frac{R_{LOAD}}{A_{CS}} \times \frac{D'}{2} \quad (42)$	
RHP 零点	$\omega_{Z_RHP} = \frac{R_{LOAD} (D')^2}{L_M} \quad (43)$	
ESR 零点	$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{OUT} \cdot R_{ESR}} \quad (44)$	
低频极点	$\omega_{P_LF} = \frac{2}{C_{OUT} \cdot R_{LOAD}} \quad (45)$	
分谐波双极点	不考虑	$\omega_n = \pi \cdot f_{sw} \quad (46)$
品质因数	不考虑	$Q = \frac{1}{\pi \left[D' \cdot \left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) - \frac{1}{2} \right]} \quad (47)$
斜率补偿	不考虑	$S_e = V_{SLOPE} \times f_{sw} \quad (48)$
检测到的上升电感器斜坡	不考虑	$S_n = \frac{V_{SUPPLY} \times A_{CS}}{L_M} \quad (49)$

4.2 补偿建模

表 4-2 中包含的方程模拟了使用跨导误差放大器实现的 II 型补偿网络。

表 4-2. 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	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	(50)
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	$G_{MID} = \frac{R_{COMP} \cdot R_{RFBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT})}$	$G_{MID} = \frac{C_{COMP} \cdot R_{COMP} \cdot R_{RFBB} \cdot g_m}{(C_{HF} + C_{COMP}) \cdot (R_{FBB} + R_{FBT})}$

1. g_m 是误差放大器的跨导，2mA/V

4.3 开环建模

这些方程对控制环路的开环传递函数进行了建模。

表 4-3. 开环建模方程

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

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