参考文献

Application Note

如何使用 LM5123 设计升压转换器

TEXAS INSTRUMENTS

摘要

LM5123 器件是一款具有包络跟踪功能的宽输入范围同步升压控制器。该器件还集成了多项功能来满足系统设计要求，包括精密使能、可编程 UVLO、可编程软启动、可编程开关频率和可调节控制环路补偿。本应用手册详细介绍了如何设计具有动态可编程输出电压的升压控制器。此设计的结果在 LM5123EVM-BST 评估模块上进行测量，并在 *LM5123EVM-BST 用户指南* 中提供。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

插图清单

表格清单

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 设计示例

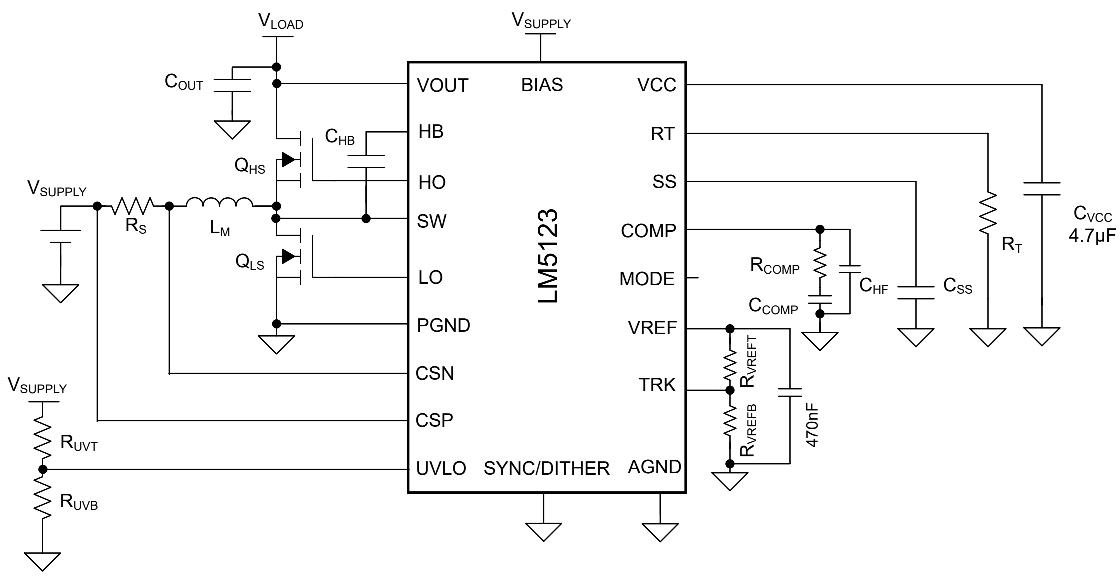

图 **1-1.** 典型应用

此设计示例产生可变负载电压升压。H 类音频放大器和 LED 驱动器等应用需要升压稳压器提供可变输出电压，以大幅提高系统效率。此设计的负载电压范围为 24V 至 33V，可通过标准 12V 汽车电池提供 200W 的最大功率。输出电压使用器件的 TRK 引脚来调整。表 1-1 中给出了相关的详细参数，节 2 讨论了元件选型。

表 **1-1.** 设计参数

参数	测试条件		最小值	典型值	最大值	单位
输入电压特性						
输入电压范围	运行		8	14	18	V
	输入 UVLO 电平	关断		5.2		V
		导通		6.2		V
输出特性						
负载电压	VTRK = 400mV ($V_{LOADmin}$)			24		V
	VTRK = 583mV ($V_{LOADmax}$)			35		V
P_{OUTmax}	V_{SUPPLY}= 8V 至 18V			200W		W
系统特性						
f_{SW}				440		kHz

2 计算和元件选型

这里提供了特定于 LM5123 的计算方法，用于实现以全输出功率在连续导通模式 (CCM) 下运行的升压转换器。组件计算基于表 1-1 中的设计参数。该过程详细说明了如何针对可变输出电压应用进行设计，但对固定输出电压应用仍然有效。对于固定输出电压设计，$V_{LOADmin}$ 参数可以简单地设置为等于 $V_{LOADmax}$。

2.1 开关频率

根据给定的设计参数，选择正确的开关频率在任何设计中都是一个关键步骤。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。设计中应考虑开关频率的谐波，以便满足严格的 EMC 要求。方程式 1 中给出了内部振荡器所需的频率设置电阻。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{sw}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{440\text{KHz}} - 955 = 49.2\text{k}\Omega \tag{1}$$

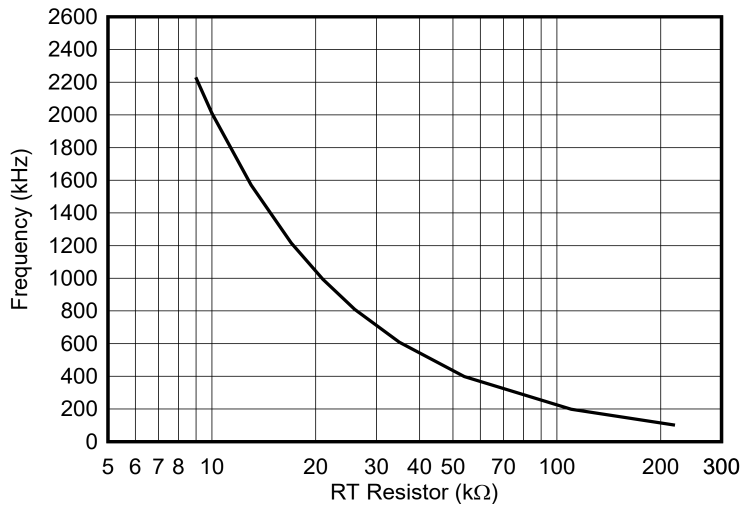

图 **2-1.** 频率与 **RT** 间的关系

示例应用中选择了 440kHz 的开关频率，并为 R_T 选择了 49.9kΩ 的标准值且容差为 1%。选择 440kHz 是因为它在功率密度和效率之间提供了平衡良好的解决方案，并且避开了传导发射受到极大限制的 AM 频段（530kHz 至 1.8MHz）。

如数据表中所述，该器件的内部振荡器可以同步到外部时钟。LM5123 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 初始电感计算

升压稳压器的电感值根据电感电流纹波比 (RR) 计算得出。纹波比定义为纹波电流峰峰值与平均电感电流之比。在升压拓扑中，平均电感电流等于平均输入电流。选择电感值时主要有三个考虑因素：功率损耗、电感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，纹波比会降低，电感器磁芯损耗和 RMS 电流也会降低，但电感器 DCR 导致的损耗会增加。电感器的选择会影响稳压器的功率损耗，为了优化设计的效率，应考虑电感器的选择。
- 电感值应足够大，以防止占空比大于约 50% 时发生次谐波振荡。LM5123 以电流检测放大器输入为基准实现 45mV 的固定内部斜坡补偿。为了防止次谐波振荡，峰值电流模式控制架构中需要额外的斜坡补偿。
- RHP 零点频率是最大控制环路带宽的限制因素。因此，RHP 零点频率应该足够高，以便尽可能地提高控制环路交叉频率。随着相对电感值减小，RHP 零点频率会增加。请注意，减小电感值会增加纹波比。随着相对控制环路带宽的增加，给定负载阶跃所需的输出电容会减少。

30% 至 60% 之间的最大纹波比可在上述考虑因素之间实现平衡折衷。在本例中，所选电感电流的最大纹波比为 60%。纹波比根据最大输出电压 ($V_{LOADmax}$) 和最大输出功率 (P_{OUTmax}) 来计算，以正确选择电感值。在连续导通模式下，占空比使用方程式 2 来估算。纹波比使用方程式 3 来计算。

$$D = 1 - \frac{V_{SUPPLY}}{V_{LOAD}} \tag{2}$$

$$RR = \frac{V_{SUPPLY}{}^2 \cdot D}{I_{LOAD} \cdot L_M \cdot V_{LOAD} \cdot f_{SW}} \tag{3}$$

其中

- V_{SUPPLY} 是提供给功率级输入的电压
- V_{LOAD} 是目标电压调节
- I_{LOAD} 是输出电流
- L_M 是电感器的磁化电感
- f_{SW} 为开关频率

找到最大纹波比取决于占空比范围的工作点。在 CCM 运行模式下，最大纹波比通常出现在 33% 占空比下。当最大输入电压下的占空比大于 33% 时，最大纹波比出现在 $V_{SUPPLYmax}$ 处。当最低输入电压的占空比小于 33% 时，最大纹波比出现在 $V_{SUPPLYmin}$ 处。

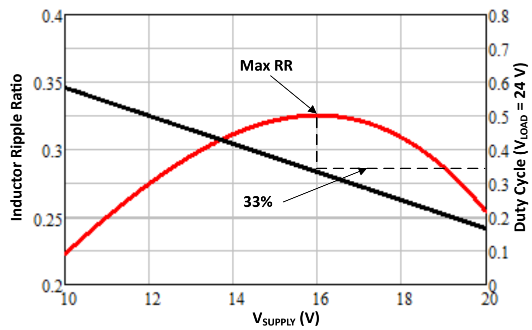

图 2-2. 纹波比与 V_{SUPPLY} 间的关系

根据方程式 2，当输出电压设为 $V_{LOADmax}$ 时，最大输入电压下的占空比计算为 48.6%。当 V_{SUPPLY} 处于最大指定值时，会出现最大纹波比。如果该设计在 33% 的占空比下运行，则可使用方程式 4 来反算给定占空比下的电源电压。

$$V_{SUPPLY\_\Delta ILmax} = V_{LOAD} \cdot \left(1 - D_{\Delta ILmax}\right) \tag{4}$$

其中

- $D_{\Delta ILmax}$ 等于 33%

对于此设计示例，$V_{SUPPLY\_\Delta ILmax}$ 等于 18V。在已知最大纹波比工作点、所需纹波比、负载电流和开关频率的情况下，可使用方程式 5 来计算电感。

$$L_{M\_calc} = \frac{V_{SUPPLY}{}^2 \cdot D}{I_{LOAD} \cdot RR \cdot V_{LOAD} \cdot f_{SW}} = \frac{18V^2 \cdot 0.486}{5.71A \cdot 0.6 \cdot 35V \cdot 440kHz} = 2.98\ \mu H \tag{5}$$

为了满足设计标准，这里选择了 2.6μH 的标准电感。

最大峰值电感电流出现在最小电源电压 V_{SUPPLY_min} 和最大负载电流 $I_{LOADmax}$ 处。电感峰值电流是平均输入电流与电感峰峰值纹波一半之和，可使用方程式 6 来计算得出。

$$IL_{PEAKmax} = \frac{V_{LOAD} \cdot I_{LOAD}}{V_{SUPPLY}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{SUPPLY} \cdot D}{L_M \cdot f_{SW}} = \frac{35V \cdot 5.71A}{8V} + \frac{1}{2} \cdot \frac{8V \cdot 0.771}{2.6\mu H \cdot 440kHz} = 27.67A \tag{6}$$

2.3 电流检测电阻器选型

LM5123 具有 45mV 的固定内部斜率补偿斜坡和 60mV 的感应峰值电流限制，并以电流检测放大器的输入为基准。电流检测电阻器的大小进行了调整，以防止次谐波振荡，因为斜率补偿是固定值并允许最大的功率输出。选型过程是一个迭代过程。通过分析这两个单独的边界条件，可以计算出正确的电阻器值。

最大电流检测电阻值根据方程式 7 中防止次谐波振荡所需的足够斜坡补偿而计算得出。最大电流检测电阻值根据最低电源电压和最大目标负载电压下出现的最大占空比而计算得出。

$$R_{CSslope} \le \frac{1.5 \cdot L_M \cdot V_{SL} \cdot f_{SW}}{(V_{LOAD} - V_{SUPPLY})} = \frac{1.5 \cdot 2.6\mu H \cdot 45mV \cdot 440kHz}{(35V - 8V)} = 2.86\ m\Omega \quad (7)$$

根据计算，最终选择的电流检测电阻必须小于 2.86mΩ，以防止在最高占空比下出现次谐波振荡。请注意，R_{CSmax} 值与所选电感值成正比。

节 2.2 中计算得出的峰值电感器电流用于调整电流检测电阻的大小，以获得最大输出功率。由于元件容差和功率损耗，在选择峰值电流限值时，应比计算得出的峰值电感器电流高出一些裕度。通常使用 5% 到 20% 的裕度。本例中选择了 20% 的裕度。峰值电感器电流限制根据方程式 8 估算得出。

$$IL_{PEAKlimitset} = (1 + M_{LIMIT}) \cdot IL_{PEAKmax} = (1 + 0.2) \cdot 27.67A = 33.2A \quad (8)$$

其中

- M_{LIMIT} 是所选高于峰值电感器电流计算值的裕度

电流检测电阻器设置的最小峰值电流限值必须大于 33.2A。理想电阻值通过方程式 9 计算得出

其中

$$R_{CSpoWer} \le \frac{V_{CL}}{IL_{PEAKlimitset}} = \frac{60mV}{33.2A} = 1.8\ m\Omega \quad (9)$$

- V_{CL} 是器件的 60mV 固定电流限值。

为了获得最大功率，电阻器值必须小于 1.8kΩ。

当 $R_{CSslope}$ 值大于 $R_{CSpower}$ 值时，设计中可能会发生次谐波振荡。如果出现这种情况，则需要减小电感器的纹波比，并应重新进行节 2.2 中所述的过程。通过减小纹波比，有效斜坡补偿会增加。该斜坡补偿对于本设计示例来说是足够的，因此我们选择 1.5mΩ 的标准电流检测电阻值。通过变换方程式 9 至 方程式 10 可计算得出峰值电感器电流限值。

$$IL_{PEAKlimit} = \frac{V_{CL}}{R_{CS}} = \frac{60mV}{1.5m\Omega} = 40\ A \quad (10)$$

当选择的值为 1.5mΩ 时，峰值电感器电流限制为 40A。

2.4 电感器选型

可根据以下三个参数来选择电感器：计算得出的电感值 (L_M)、RMS 电感电流和最大峰值电感电流 ($IL_{PEAKlimit}$)。

- 所选电感值为 2.6μH。该值是许多磁性产品供应商提供的标准电感值。
- 电感器 RMS 电流近似为在最小电源电压、最大负载目标电压和最大输出功率下的平均电源电流 (25A)。电感器 RMS 电流额定值应高于估算的 RMS 电流，并根据应用将电感器温度保持在合适的水平。
- 电感器的饱和电流应大于最大峰值电感电流限制 (40A)。电感器的磁性材料和结构决定了饱和曲线。当电感器饱和时，硬饱和曲线的电感会急剧下降，而较温和的饱和曲线滚降较慢。查看电感器数据表，以确保饱和度高于峰值电感电流限制。

在本设计示例中，选择的电感器具有 2.6μH 的电感值、50A 的饱和电流限制，还在 25A RMS 下具有 30°C 的温升。

2.5 输出电容器选型

需要输出电容器来使负载电压纹波平稳，并在负载瞬态期间提供能量源。输出电容器组和控制环路带宽影响稳压器的动态负载暂态响应。输出电容器向负载提供能量，直到控制环路可以调整到新的工作点。根据方程式 11 估算得出，控制环路交叉频率约为升压被控对象传递函数右半平面零点的 1/8。

$$f_{CROSSest} = \frac{\omega_{RHP}}{2\pi \cdot 8} = \frac{{V_{SUPPLY}}^2}{2\pi \cdot 8 \cdot P_{OUTmax} \cdot L_M} = \frac{8V^2}{2\pi \cdot 8 \cdot 200W \cdot 2.6\mu H} = 2.45kHz \tag{11}$$

估算的控制环路交叉频率为 2.45kHz。请注意，在最小输入电压和最大输出功率下会出现最小右半平面零点频率。

选择目标交叉频率后，可以使用方程式 12 来根据给定负载阶跃的瞬态响应计算最小输出电容。在可变输出电压设计中，最大负载阶跃发生在最小目标负载电压处，并且输出电容大小也相应地调整。

$$C_{OUTest} \geq \frac{\Delta I_{LOAD}}{2\pi \cdot \Delta V_{LOAD} \cdot f_{CROSSest}} = \frac{4.167A)}{2\pi \cdot 360mV \cdot 2.45kHz} = 752\mu F \tag{12}$$

其中

- ΔI_{LOAD} 是给定的负载阶跃。此示例中为从半负载到满载。
- ΔV_{LOAD} 是负载瞬变引起的负载电压下冲。在此示例中，该值为目标负载电压的 1.5%。

计算得出的输出电容为 752 μ F，此设计中选择 900 μ F。

输出电容器的额定值必须能够处理低侧开关关断期间的 RMS 电流。使用方程式 13 估算最大输出纹波电流。

$$I_{COUTrms} = \sqrt{(1-D)\left[{I_{LOAD}}^2 \cdot \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{{\Delta I_L}^2}{12}\right]} = \sqrt{(1-0.667)\left[8.33A)^2 \cdot \frac{0.667}{(1-0.667)^2} + \frac{4.66A)^2}{12}\right]} = 11.82\ A \tag{13}$$

其中

- ΔI_L 是电感器的峰峰值纹波电流

输出电容器组的 RMS 电流估计为 11.82A。请注意，在最坏的工作条件、最小电源电压、最大负载电压和全功率条件下会出现最高输出电容器 RMS 电流。输出电容器组由电解电容器和陶瓷电容器组成。每种化学物质都会为设计带来好处。电解电容器以相对较小的尺寸为低频能量存储提供了大容量电容，以满足负载瞬态需求。陶瓷电容器提供了低 ESR 和低 ESL 去耦路径，从而尽可能地减少耦合到负载电压的开关噪声。陶瓷电容器通常具有非常高的 RMS 电流额定值。由于各种化学物质的优点，输出电容器组由电解电容器和陶瓷电容器组成。

2.6 输入电容器选择

输入电容器决定着电源纹波电压。本设计中选择了使用低 ESR 陶瓷电容器的 220μF 输入电容。方程式 14 用于计算最大电源电压纹波。

$$\Delta V_{\mathrm{SUPPLY}} = \frac{V_{\mathrm{LOAD}}}{32 \times L_M \times C_{\mathrm{IN}} \times {f_{\mathrm{sw}}}^2} = \frac{24V}{32 \times 2.6\mu\mathrm{H} \times 220\mu\mathrm{F} \times 440KHz^2} = 6.7\mathrm{mV} \tag{14}$$

2.7 反馈电阻器选型

LM5123 通过 TRK 引脚上的电压控制负载电压。TRK 引脚是内部误差放大器的基准电压。有两个输出电压范围：低电压范围可实现 5V 和 20V 的输出电压范围；高电压范围可实现 20V 至 57V 的输出电压范围。该范围由从 VREF 引脚与 AGND 之间连接的电阻选择。VREF 引脚是 1V 基准电压，用于通过电阻分压器为 TRK 引脚设置固定负载电压。表 2-1 展示了用于选择电压范围的电阻器范围。建议在 VREF 和 ANGD 之间放置一个 470pF 的电容器。

表 2-1. V_{LOAD} 范围选择

电压范围	最小电阻	最大电阻	K_{FB} (1)
低电压范围 (5V - 15V)	75k Ω	100k Ω	20

English Document: SNVA991

表 2-1. V_{LOAD} 范围选择（续）

电压范围	最小电阻	最大电阻	K_{FB} [(1)]
高电压范围 (20V - 57V)	20kΩ	35kΩ	60

(1) K_{FB} 是从 VOUT/SENSE 引脚到内部误差放大器的反馈衰减

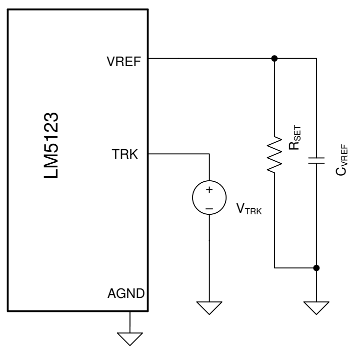

图 2-3. 可变负载电压配置

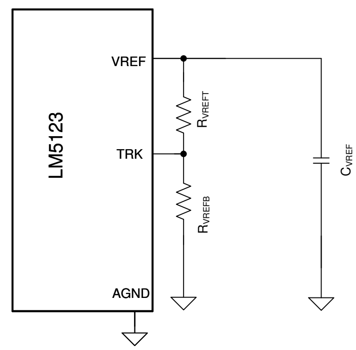

图 2-4. 固定负载电压配置

对于可变负载电压，TRK 引脚电压由外部电源设置，如图 2-3 所示。

R_{SET} 电阻值根据所需的负载电压范围进行选择。请根据表 2-1 来选择 R_{SET}。给定负载电压目标的 TRK 引脚电压可以使用方程式 15 来计算。

$$V_{TRK} = \frac{V_{LOAD}}{K_{FB}} \tag{15}$$

要配置固定负载电压，应在 VREF 引脚与 TRK 引脚之间连接一个电阻分压器，如图 2-4 所示。

所选的 R_{VREFT} 应位于方程式 16 中所计算的值之间。

$$\frac{R_{VREFmin} \cdot \left(V_{REF} - \frac{V_{LOAD}}{K_{FB}}\right)}{V_{REF}} \le R_{VREFT} \le \frac{R_{VREFmax} \cdot \left(V_{REF} - \frac{V_{LOAD}}{K_{FB}}\right)}{V_{REF}}$$
$$\frac{20k\Omega \cdot \left(1V - \frac{24V}{60}\right)}{1V} \le R_{VREFT} \le \frac{35k\Omega \cdot \left(1V - \frac{24V}{60}\right)}{1V} \tag{16}$$

假设目标负载电压为 24V，则 R_{VREFT} 必须介于 12kΩ 和 21kΩ 之间。所选 R_{VREFT} 为 21kΩ。RVREFB 的值使用方程式 17 进行计算。

$$R_{VREFB} = \frac{\frac{V_{LOAD}}{K_{FB}} \cdot R_{VREFT}}{V_{REF} - \frac{V_{LOAD}}{K_{FB}}} = \frac{\frac{24V}{60} \cdot 21k\Omega}{1 - \frac{24V}{60}} = 14\ k\Omega \tag{17}$$

所选 R_{VREFB} 为 14kΩ。

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 ($V_{SUPPLY(ON)}$) 和所需的转换器关断电压 ($V_{SUPPLY(OFF)}$)。在该示例中，$V_{SUPPLY(ON)}$ 电压为 6.2V，$V_{SUPPLY(OFF)}$ 为 5.2V。可以根据方程式 18 计算上部 UVLO 电阻 (R_{UVT})。

$$R_{UVT} = \frac{0.977 \cdot V_{SUPPLYon} - V_{SUPPLYoff}}{I_{UVLO-HYST}} = \frac{0.967 \cdot 6.2V - 5.2V}{10\mu A} = 85.9\ k\Omega \tag{18}$$

其中

- $I_{UVLO\text{-}HYST}$ 是 EN/UVLO 引脚在待机模式下灌入的电流。

为 R_{UVT} 选择标准值 86.6kΩ。可以使用方程式 19 计算底部 UVLO 电阻 (R_{UVB})。

$$R_{UVB} = \frac{1.1V \cdot R_{UVLOt}}{V_{SUPPLYon} - 1.1V} = \frac{1.1V \cdot 86.6\ k\Omega}{6.2V - 1.1V} = 18.68\ k\Omega \tag{19}$$

为 R_{UVB} 选择标准值 18.7kΩ。

2.9 软启动电容器选型

如果选择正确，软启动电容器可消除负载电压的过冲，并更大限度地降低稳压器启动期间的浪涌电流。建议的最小软启动电容值可以使用方程式 20 计算得出。

$$C_{SSmin} = \frac{I_{SS} \cdot V_{LOAD} \cdot C_{OUT}}{V_{TRK} \cdot I_{LOAD}} = \frac{20\mu A \cdot 35V \cdot 900\mu F}{583mV \cdot 5.71A} = 189\ nF \tag{20}$$

其中

- I_{SS} 是从 SS 引脚拉取的电流
- V_{LOAD} 是最大目标负载电压
- V_{TRK} 是 TRK 引脚上用于设置 V_{LOAD} 的电压
- I_{LOAD} 是 V_{LOAD} 处的最大负载电流

软启动电容器应大于 189nF，以消除启动期间负载电压的过冲。

在此设计中，在最低输入电压为 8V 时，对于 7ms 的给定软启动时间，可以使用方程式 21 计算软启动电容。

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} \cdot I_{SS}}{V_{TRK} \cdot \left(1 - \frac{V_{SUPPLYmin}}{V_{LOADmax}}\right)} = \frac{7ms \cdot 20\mu A}{583mV \cdot \left(1 - \frac{8V}{35V}\right)} = 313\ nF \tag{21}$$

在此设计中，所选的 C_{SS} 值为 330nF。

2.10 控制环路补偿

II 型补偿网络足以稳定峰值电流模式架构的控制环路。这里介绍了一种通用技术，用于选择交叉频率以及误差放大器的极点和零点位置，从而在 CCM 下实现稳定的系统。控制环路的详细模型在节 4 中介绍。以下部分将引导读者完成选择控制环路补偿元件的过程；R_{COMP}、C_{COMP} 和 C_{HF} 如图 2-5 中所示。图 2-6 展示了补偿网络的 II 型响应。G_{Mea} 和 R_{COMP} 设置补偿网络的中波段增益 (g_{MID})。零点频率 f_{Zea} 由 R_{COMP} 和 C_{COMP} 的组合设定。极点由 R_{COMP} 和 C_{HF} 的组合设定。

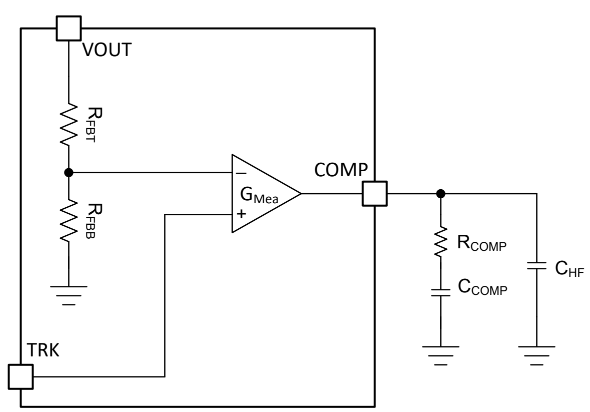

图 2-5. 控制环路补偿网络

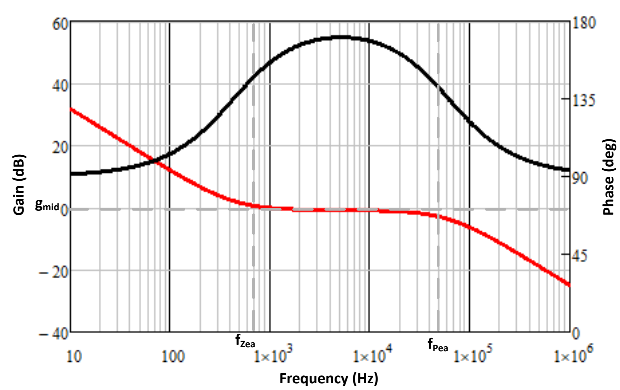

图 2-6. 2 型接收器

English Document: SNVA991

2.10.1 交叉频率 (f_{cross}) 选择

选择的控制环路交叉频率应小于调制器小信号模型的 RHP 零点，以确保稳定性并简化补偿元件计算。所选控制环路交叉频率是 RHP 零点频率的 1/8。交叉频率可以根据应用要求增加，但对于宽电源电压范围，不建议超过 RHP 零点频率的 1/5。方程式 22 计算了最坏工作条件下的交叉频率。

$$f_{CROSS} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\frac{V_{LOAD}}{I_{LOAD}} \cdot D'^2}{2\pi \cdot L_M} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\frac{35V}{5.71A} \cdot \left(\frac{8V}{35V}\right)^2}{2\pi \cdot 2.6\mu H} = 2.45\ kHz \tag{22}$$

其中

- 在最低电源电压条件下，D' 是 (1 -D)

最坏工作条件下的目标交叉频率选择为 2.45kHz。请注意，这与节 2.5 中用于计算最小输出电容的值相同。

2.10.2 R_{COMP} 选择

R_{COMP} 值与控制环路补偿的中波段增益 g_{MID} 和交叉频率成正比。增大 R_{COMP} 会增加中波段增益，因此交叉频率会增大。在已知所需交叉频率的情况下，R_{COMP} 可以根据方程式 23 估算得出。

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \cdot A_{CS} \cdot K_{FB} \cdot R_{CS} \cdot C_{OUT} \cdot V_{LOADmax} \cdot f_{CROSS}}{V_{SUPPLYmin} \cdot g_{Mea}} = \frac{2\pi \cdot 10 \cdot 60 \cdot 1.5m\Omega \cdot 900\mu A \cdot 35V \cdot 2.45kHz}{8V \cdot 1\frac{mA}{V}} = 54.5\ k\Omega \tag{23}$$

其中

- g_{Mea} 是内部误差放大器的跨导，值为 1mA/V。
- K_{FB} 是内部反馈电阻器的衰减系数，具体取决于所选的输出电压范围。

R_{COMP} 选择为 54.9kΩ。

2.10.3 C_{COMP} 选择

R_{COMP} 电阻器和 C_{COMP} 电容器用于设置补偿网络的零点频率。补偿网络的零点可提供相位升压以稳定控制环路。为了提供足够的相位裕度，零点频率置于交叉频率 (f_{cross}) 和被控对象低频极点 (f_{Plf}) 的几何平均值处。调制器的低频极点和补偿网络的零点频率分别使用方程式 24 和方程式 25 进行估算。

$$f_{Plf} = \frac{I_{LOAD}}{\pi \cdot C_{OUT} \cdot V_{LOAD}} = \frac{5.71A}{\pi \cdot 900\mu F \cdot 35V} = 57Hz \tag{24}$$

$$f_{Zea} = \sqrt{f_{CROSS} \cdot f_{Plf}} = \sqrt{2.45kHz \cdot 57Hz} = 373\ Hz \tag{25}$$

补偿网络的零点频率估计约为 373Hz。在已知目标频率的情况下，C_{COMP} 根据方程式 26 计算得出。

$$C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{Zea} \cdot R_{COMP}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2.45kHz \cdot 57Hz} \cdot 54.9k\Omega} = 7.76nF \tag{26}$$

C_{COMP} 计算得出为 7.7nF.选择最接近的标准值后，C_{COMP} 为 6.8nF。

2.10.4 C_{HF} 选择

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。建议在最小 RHP 零点 (f_{RHPz}) 和开关频率(f_{SW}) 的一半之间设置极点频率。极点位置使用方程式 27 设置为 RHP 零点和开关频率一半的几何平均值处。

$$f_{Pea} = \sqrt{f_{RHPz} \cdot \frac{f_{sW}}{2}} = \sqrt{19.5kHz \cdot \frac{440kHz}{2}} = 65.5\ kHz \tag{27}$$

所选补偿网络的极点约为 65.5kHz。CHF 可以使用方程式 28 计算得出。

$$C_{HF} = \frac{C_{COMP}}{2\pi \cdot C_{COMP} \cdot R_{COMP} \cdot f_{Pea} - 1} = \frac{6.8nF}{2\pi \cdot 6.8nF \cdot 54.9k\Omega \cdot 65.5\ kHz - 1} = 44.6\ pF \quad (28)$$

C_{HF} 估计为 44.6pF。选择最接近的标准值时，C_{HF} 选为 47pF。

2.11 MOSFET 选择

功率 MOSFET 的选择对直流/直流控制器性能有很大影响。具有低导通电阻 R_{DSon} 的 MOSFET 可以减少导通损耗，而低寄生电容和低栅极电荷参数可以降低开关损耗。通常，R_{DSon} 和栅极电荷成反比。对于相对较高的开关频率，MOSFET 开关损耗占主导地位。对于相对较低的开关频率，导通损耗占主导地位。

影响 LM5123 MOSFET 选择的主要参数如下：

- V_{GS} 为 5V 时的 $R_{DS(on)}$。
- 漏源电压额定值 BV_{DSS}，取决于负载电压范围。
- V_{GS} 为 5V 时的栅极电荷参数
- 高侧 MOSFET 的体二极管反向恢复电荷 Q_{RR}。

表 2-2 中总结了与 MOSFET 相关的功率损耗。这里考虑了电感纹波的影响，但未对开关节点振铃和寄生电感等二阶影响建模。

表 2-2. 升压稳压器 MOSFET 功率损耗

	低侧 MOSFET	高侧 MOSFET
MOSFET 导通	$P_{CONDls} = D \cdot \left(\frac{I_{LOAD}^2}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right) \cdot R_{DS(on)ls}$	$P_{CONDhs} = (1-D) \cdot \left(\frac{I_{LOAD}^2}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right) \cdot R_{DS(on)hs}$
MOSFET 开关 [(2)]	$P_{SWls} = \frac{V_{LOAD} \cdot f_{SW}}{2}\left[\left(I_{SUPPLY} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) \cdot t_{rise} + \left(I_{SUPPLY} - \frac{\Delta I_L}{2}\right) \cdot t_{fall}\right]$	可忽略
体二极管导通	不适用	$P_{CONDdhs} = \frac{V_{LOAD} \cdot f_{SW}}{2}\left[\left(I_{SUPPLY} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) \cdot t_{d1} + \left(I_{SUPPLY} - \frac{\Delta I_L}{2}\right) \cdot t_{d2}\right]$
体二极管反向恢复损耗 [(1)]	不适用	$P_{RRhs} = V_{LOAD} \cdot f_{SW} \cdot Q_{RRhs}$
栅极驱动损耗	$P_{GATEls} = V_{CC} \cdot f_{SW} \cdot Q_{Gls}$	$P_{GATEhs} = V_{CC} \cdot f_{SW} \cdot Q_{Ghs}$

(1) MOSFET 体二极管反向恢复电荷 (Q_{RR}) 取决于很多参数，包括正向电流、电流转换以及速度。
(2) t_{RISE} 和 t_{FALL} 是开关节点的上升时间和下降时间。这些值取决于许多参数，例如总开关节点电容。开关节点的布局会影响这些值。

3 实现结果

有关更多测试结果，请参阅 LM5123EVM-BST 用户指南。

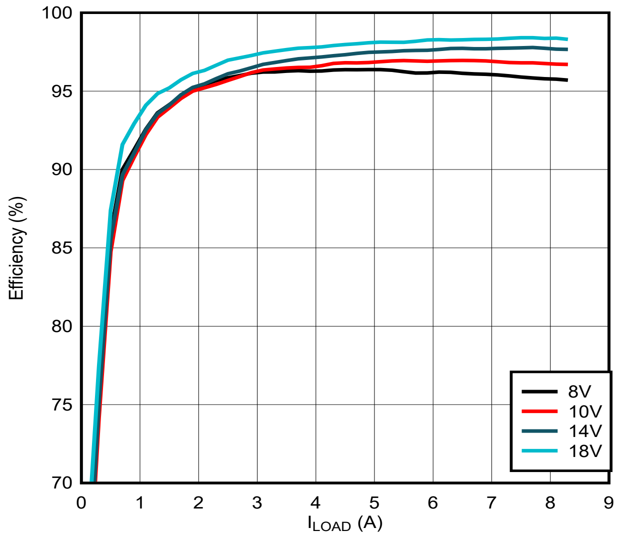

图 3-1. 效率 (V_{LOAD} = 24V)

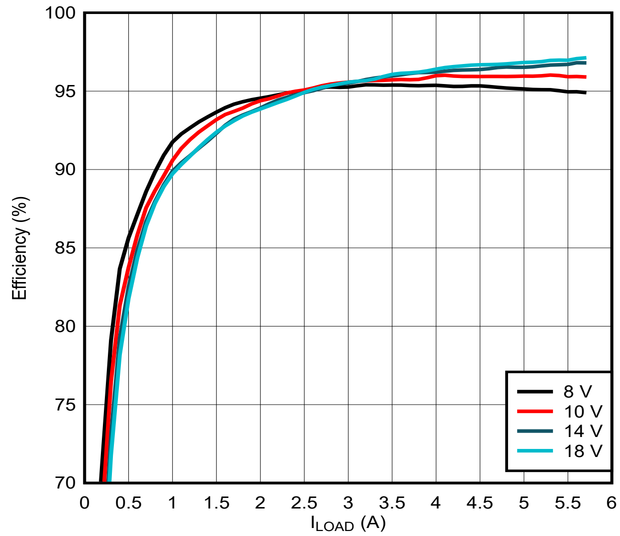

图 3-2. 效率 (V_{LOAD} = 35V)

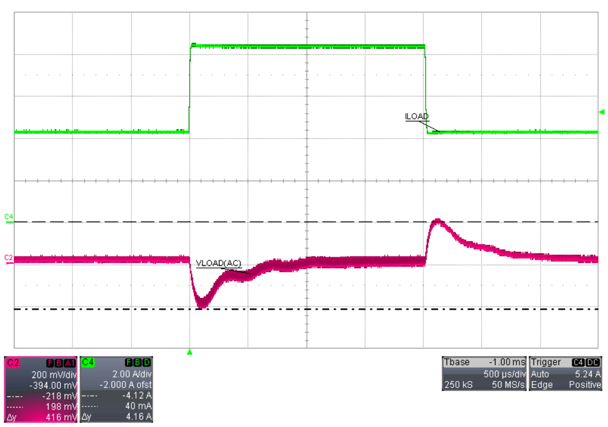

图 3-3. 负载瞬态 (V_{LOAD} = 24V，V_{SUPPLY} = 8V)

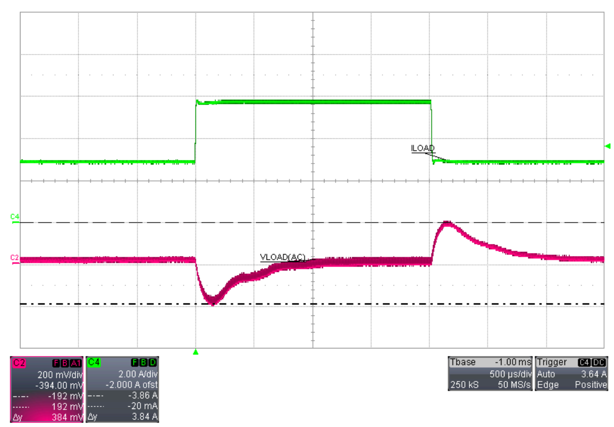

图 3-4. 负载瞬态 (V_{LOAD} = 35V，V_{SUPPLY} = 8V)

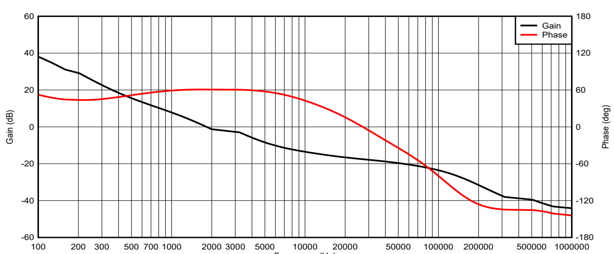

图 3-5. 35V 环路

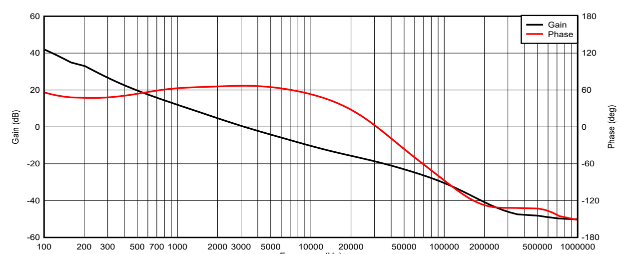

图 3-6. 24V 环路

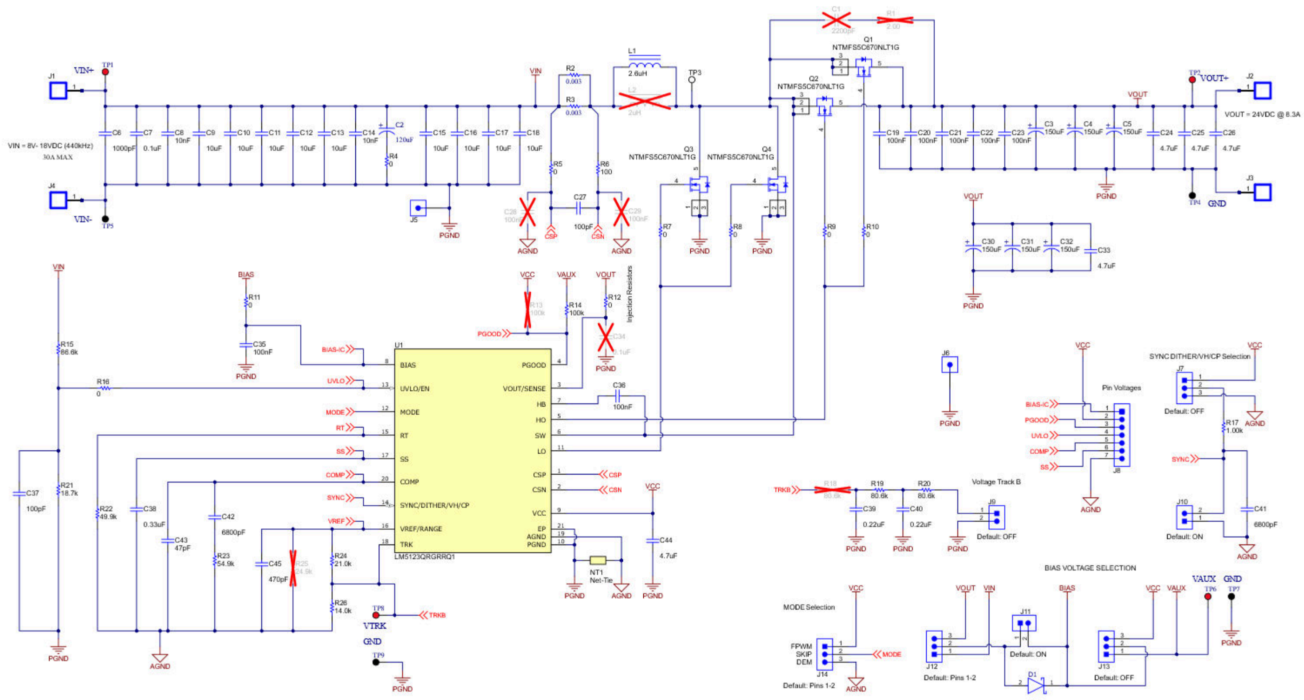

图 3-7. LM5123EVM-BST 原理图

表 **3-1.** 物料清单

参考位号	数量	规格	制造商	器件型号
C2	1	电容铝聚合物 120uF 50VDC 20%(8mm X 12mm) SMD 0.025Ω 2100mA 4000 小时 135C 汽车 T/R	Nichicon	PCH1H121MCL2GS
C3、C4、C5、C30、C31、C32	6	150µF 50V 铝聚合物电容器 17mΩ 4000 小时 125°C	Panasonic	EEH-ZS1H151P
C6	1	电容，陶瓷，1000pF，50V，+/-10%，X7R，0603	Kemet	C0603X102K5RACTU
C7	1	电容，陶瓷，0.1µF，50V，±10%，X7R，0603	TDK	C1608X7R1H104K080AA
C8、C14	2	电容，陶瓷，0.01µF，100V，+/- 10%，X7R，0603	Wurth Elektronik	8.85012E+11
C9、C10、C11、C12、C13、C15、C16、C17、C18	9	电容，陶瓷，10uF，50V，+/-10%，X7R，1210	MuRata	GRM32ER71H106KA12L
C19、C20、C21、C22、C23、C35、C36	7	电容，陶瓷，0.1uF，100V，+/-10%，X7R，AEC-Q200 1 级，0603	MuRata	GCJ188R72A104KA01D
C20、C21、C22	3	电容，陶瓷，4.7µF，100V，±10%，X7S，AEC-Q200 1 级，1210	TDK	CGA6M3X7S2A475K200AB
C24、C25、C26、C33	4	电容，陶瓷，4.7uF，100V，+/-10%，X7S，AEC-Q200 1 级，1210	TDK	CGA6M3X7S2A475K200AB
C27	1	电容，陶瓷，100pF，50V，+/-5%，C0G/NP0，AEC-Q200 0 级，0603	TDK	CGA3E2NP01H101J080AA
C37	1	电容，陶瓷，100pF，50V，+/-1%，C0G/NP0，0603	Kemet	C0603X103K5RACTU
C38	1	电容，陶瓷，0.33uF，10V，+/-10%，X5R，0603	Kemet	C0603C334K8PACTU
C39，C40	2	电容，陶瓷，0.22uF，50V，+/-10%，X7R，AEC-Q200 1 级，0603	TDK	CGA3E3X7R1H224K080AB
C41、C42	2	电容，陶瓷，6800pF，50V，+/-5%，C0G/NP0，0603	MuRata	GRM1885C1H682JA01D
C43	1	电容，陶瓷，47pF，100V，+/-5%，C0G/NP0，AEC-Q200 1 级，0603	Kemet	C0603C470J1GACAUTO
C44	1	电容，陶瓷，4.7µF，16V，+/-10%，X6S，0603	TDK	C1608X6S1C475K080AC
C45	1	电容，陶瓷，470pF，50V，+/-5%，C0G/NP0，0603	AVX	06035A471JAT2A
D1	1	二极管，肖特基，60V，1A，表面贴装 SOD-123	Nexperia	PMEG6010CEGWX
H1、H2、H3、H4	4	机械螺钉，圆头，#4-40 x 1/4，尼龙，飞利浦盘形头	B&F Fastener Supply	NY PMS 440 0025 PH
H5、H6、H7、H8	4	六角螺柱螺纹 #4-40 尼龙 0.750" (19.05mm) 3/4" 自然色	Keystone Electronics	1902D_Ndrill
J1、J2、J3、J4	4	端子螺钉 PC 30AMP，TH	Keystone	8199
J5，J6	2	测试点有插槽，0.118"，TH	Keystone	1040
J7、J12、J13、J14	4	接头，2.54mm，3x1，金，TH	Wurth Elektronik	61300311121
J8	1	接头，100mil，7x1，金，TH	Samtec	TSW-107-07-G-S
J9、J10、J11	3	接头，2.54mm，2x1，金，TH	Wurth Elektronik	61300211121
L1	1	电感器，屏蔽鼓芯，WESuperflux200，2.6uH，31.5A，0.0016Ω，SMD	Wurth Elektronik	7443556260
Q1、Q2、Q3、Q4	4	MOSFET，N 沟道，60V，71A，SO-8FL	ON Semiconductor	NTMFS5C670NLT1G
R2、R3	2	电阻，0.003，1%，3W，AEC-Q200 0 级，2512 宽	Susumu Co Ltd	KRL6432E-M-R003-F-T1
R4、R5、R7、R8、R9、R10、R11、R16	8	电阻，0，5%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Panasonic	ERJ-3GEY0R00V
R6	1	电阻，10.0Ω，1%，0.1W，0603	Yageo	RC0603FR-07100RL
R12	1	电阻，0，5%，0.1W，0603	Yageo	RC0603JR-070RL
R14	1	电阻，10.0kΩ，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA
R15	1	电阻，86.6k，1%，0.1W，0603	Yageo	RC0603FR-0786K6L
R17	1	电阻，1.00k，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Vishay-Dale	CRCW06031K00FKEA

表 **3-1.** 物料清单（续）

参考位号	数量	规格	制造商	器件型号
R19、R20	2	电阻，80.6k，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Vishay-Dale	CRCW060321K0FKEA
R21	1	电阻，18.7k，1%，0.1W，0603	Yageo	RT0603DRE0714KL
R22	1	电阻，49.9k，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Panasonic	ERJ-3EKF4992V
R23	1	电阻，54.9k，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Vishay-Dale	CRCW060354K9FKEA
R24	1	电阻，21.0k，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Vishay-Dale	CRCW060321K0FKEA
R26	1	电阻，14.0k，0.5%，0.1W，0603	Yageo America	RT0603DRE0714KL
SH-J1、SH-J2、SH-J3、SH-J4	4	单操作 2.54mm 间距开顶跳线插座	Harwin	M7582-05
TP1、TP2、TP6、TP8	4	测试点，微型，红色，TH	Keystone	5000
TP3	1	测试点，微型，SMT	Keystone	5015
TP4、TP5、TP7、TP9	4	测试点，微型，黑色，TH	Keystone	5001
U1	1	具有跟踪功能的 2.2MHz 宽 VIN 低 IQ 同步升压控制器	德州仪器 (TI)	LM5123QRGRRQ1
C1	0	电容，陶瓷，2200pF，100V，+/-10%，X7R，0603	MuRata	GRM188R72A222KA01D
C28，C29	0	电容，陶瓷，0.1uF，100V，+/-10%，X7R，AEC-Q200 1 级，0603	MuRata	GCJ188R72A104KA01D
C34	0	电容，陶瓷，0.1µF，50V，+/-10%，X7R，0603	TDK	C1608X7R1H104K080AA
FID1、FID2、FID3、FID4、FID5、FID6	0	基准标记。没有需要购买或安装的元件。	不适用	不适用
L2	0	电感，屏蔽，复合，2μH，39.9A，0.001909Ω，SMD	Coilcraft	XAL1580-202MEB
R1	0	电阻，2.00，1%，0.5W，AEC-Q200 0 级，1210	Panasonic	ERJ-14BQF2R0U
R13	0	电阻，10.0kΩ，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA
R18	0	电阻，80.6k，1%，0.1W，AEC-Q200 0 级，0603	Vishay-Dale	CRCW060380K6FKEA
R25	0	电阻，24.9kΩ，0.1%，0.1W，0603	Yageo America	RT0603BRD0724K9L

4 小信号频率建模

本部分提供了在将 LM5123 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 包含用于对峰值电流模式升压稳压器在连续导通模式下的受控体（控制到输出）进行建模的公式。

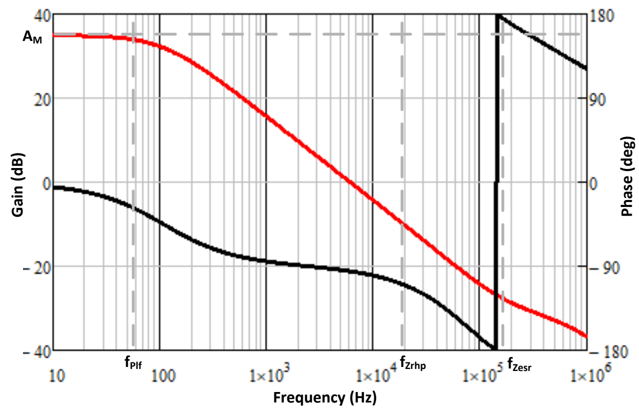

图 4-1. 调制器传递函数

表 4-1. 电源受控体方程

	简化公式	综合公式
调制器公式		
调制器传递函数	$\frac{\hat{v}_{LOAD}}{\hat{v}_{COMP}} = A_M \frac{\left(1+\frac{s}{\omega_{Zesr}}\right)\cdot\left(1-\frac{s}{\omega_{Zrhp}}\right)}{\left(1+\frac{s}{\omega_{Plf}}\right)}$	$\frac{\hat{v}_{LOAD}}{\hat{v}_{COMP}} = A_M \frac{\left(1+\frac{s}{\omega_{Zesr}}\right)\cdot\left(1-\frac{s}{\omega_{Zrhp}}\right)}{\left(1+\frac{s}{\omega_{Plf}}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{Q\cdot\omega_n}+\frac{s^2}{\omega_n}\right)}$
调制器直流增益	$A_M = \frac{R_{LOAD}\cdot D'}{2\cdot R_{CS}\cdot A_{CS}}$ (1)	$A_M = \frac{R_{LOAD}\cdot D'}{K_D\cdot R_{CS}\cdot A_{CS}}$ (1)(3)
RHP 零点	$\omega_{Zrhp} = \frac{R_{LOAD}\cdot D'^2}{L_m}$	
ESR 零点	$\omega_{Zesr} = \frac{1}{C_{OUT}\cdot R_{ESR}}$	
低频极点	$\omega_{Plf} = \frac{2}{C_{OUT}\cdot R_{LOAD}}$	$\omega_{Plf} = \frac{K_D}{C_{OUT}\cdot R_{LOAD}}$ (3)
分谐波双极点	不考虑	$\omega_n = \pi\cdot f_{SW}$
品质因数	不考虑	$Q = \frac{1}{\pi\cdot\left[D'\left(1+\frac{s_e}{s_n}\right)-\frac{1}{2}\right]}$
斜率补偿	不考虑	$s_e = V_{SL}\cdot f_{SW}$ (1)
检测到的电感器上升斜率	不考虑	$s_n = \frac{V_{SUPPLY}\cdot R_{CS}}{L_M}$ (2)
	不考虑	$K_{EX} = \frac{R_{CS}\cdot A_{CS}\cdot D\cdot D'}{2\cdot L_M\cdot f_{SW}}$ (2)
	不考虑	$K_M = \frac{1}{\left(\frac{1}{2}-D\right)\cdot\frac{R_{CS}\cdot A_{CS}}{L_M\cdot f_{SW}}+\frac{V_{SL}\cdot A_{CS}}{V_{LOAD}}}$ (1)(2)
	不考虑	$K_D = 2+\frac{R_{LOAD}\cdot D'^2}{R_{CS}\cdot A_{CS}}\cdot\left[\left(\frac{1}{K_M}\right)+\left(\frac{K_{EX}}{D'}\right)\right]$ (2)(3)

(1) V_{SL} 为内部斜率补偿的峰值电压 (45mV)

(2) A_{CS} 是电流检测放大器的增益 (10V/V)。
(3) K_D 约等于 2。此估算简化了公式，同时仍提供了精确的高频建模

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。

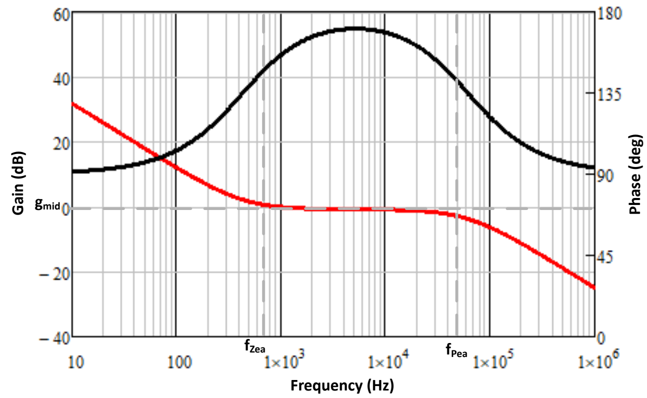

图 4-2. 补偿网络传递函数

表 4-2. 补偿建模公式

	简化公式	综合公式
反馈公式		
反馈传递函数	$\frac{\hat{v}_{COMP}}{\hat{v}_{LOAD}} = -A_{FB}\frac{\left(1+\frac{s}{\omega_{Zea}}\right)}{s\cdot\left(1+\frac{s}{\omega_{Pea}}\right)}$	
反馈直流增益	$A_{FB} = \frac{g_{Mea}}{K_{FB}\cdot C_{COMP}}$ (1)(2)	$A_{FB} = \frac{g_{Mea}}{K_{FB}\cdot (C_{COMP}+C_{HF})}$ (1)(2)
低频零点	$\omega_{Zea} = \frac{1}{R_{COMP}\cdot C_{COMP}}$	
高频极点	$\omega_{Pea} = \frac{1}{R_{COMP}\cdot C_{HF}}$	$\omega_{Pea} = \frac{C_{COMP}+C_{HF}}{R_{COMP}\cdot C_{COMP}\cdot C_{HF}}$
中波段增益	$g_{mid} = \frac{R_{COMP}\cdot g_{Mea}}{K_{FB}}$ (1)(2)	$g_{mid} = \frac{R_{COMP}\cdot g_{Mea}\cdot C_{COMP}}{K_{FB}\cdot (C_{COMP}+C_{HF})}$ (1)(2)

(1) g_m 是误差放大器的跨导，1mA/V
(2) K_{FB} 是内部反馈电阻器的衰减系数。这个值对于低负载电压范围为 20，对于高电压负载范围为 60

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。

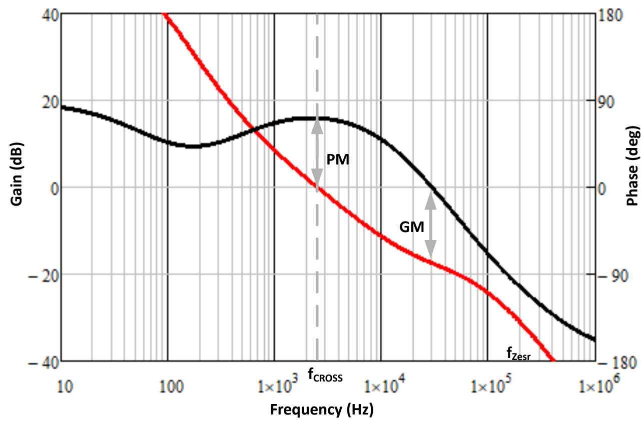

图 **4-3.** 开环传递函数

表 **4-3.** 开环建模方程

开环方程		
	简化公式	综合公式
开环传递函数	$T(s) = A_M \frac{\left(1+\frac{s}{\omega Zesr}\right)\cdot\left(1-\frac{s}{\omega Zrhp}\right)}{\left(1+\frac{s}{\omega Plf}\right)} \cdot -A_{FB}\frac{\left(1+\frac{s}{\omega Zea}\right)}{s\cdot\left(1+\frac{s}{\omega Pea}\right)}$	$T(s) = A_M \frac{\left(1+\frac{s}{\omega Zesr}\right)\cdot\left(1-\frac{s}{\omega Zrhp}\right)}{\left(1+\frac{s}{\omega Plf}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{Q\cdot\omega n}+\frac{s^2}{\omega n}\right)} \cdot -A_{FB}\frac{\left(1+\frac{s}{\omega Zea}\right)}{s\cdot\left(1+\frac{s}{\omega Pea}\right)}$
估算的交叉频率	$f_{CROSS} = \frac{V_{SUPPLY}\cdot g_{Mea}\cdot R_{COMP}}{2\pi\cdot A_{CS}\cdot K_{FB}\cdot R_{CS}\cdot C_{OUT}\cdot V_{LOAD}}$	使用波特图

5 资源

- 德州仪器 (TI)，*LM5123-Q1 具有 VOUT 跟踪功能的 2.2MHz 宽 VIN 低 IQ 同步升压控制器* 数据表
- 德州仪器 (TI)，*LM5123-Q1 快速入门计算器*
- 德州仪器 (TI)，*LM5123-Q1 PSPICE 模型*
- 德州仪器 (TI)，*LM5123EVM-BST 评估模块*

6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (October 2022) to Revision A (October 2025) **Page**

- 更新了 s_n 和 K_D 的公式 15