



Neal Zhang, Daniel Li

摘要

具有内部环路补偿的峰值电流模式 (PCM) 降压转换器很常见。对于常规电感器和输出电容器设计，环路响应是有益的，不过，若电感器和输出电容器数值不当，会造成不稳定或不良的瞬态性能。本应用报告对 PCM 降压转换器进行了详细说明，分析了影响稳定性的因素，并提供了计算转换器带宽和相位裕度的简单公式。

其中，节 1 介绍了本应用报告建议的模型，节 2 介绍了峰值电流模式下的环路建模。先将内部电流环路简化为单个极点，然后得出环路响应的总传递函数，并在考虑环路响应的条件下，推导出了电感器和输出电容器的设计限值，该部分末尾还给出了计算带宽和相位裕度的公式。节 3 分步介绍了考虑环路响应的电感器和输出电容器设计。该设计还通过仿真和平台测量结果进行了验证。

内容

1 引言.....	2
2 峰值电流模式环路建模.....	3
3 电感器和输出电容器设计.....	8
4 总结.....	12
5 参考文献.....	12
6 修订历史记录.....	12

插图清单

图 2-1. PCM 降压转换器简化示意图.....	3
图 2-2. 总体控制实现.....	3
图 2-3. PCM 降压转换器的波特图模型.....	6
图 3-1. TPS560430XF 设计 (输出为 5V)	9
图 3-2. SIMPLIS 简化模型的示意图.....	9
图 3-3. $V_{IN} = 12V$ 、 $I_O = 0.6A$ 时的波特图仿真结果.....	10
图 3-4. $V_{IN} = 12V$ 、 $I_O = 0.6A$ 时的波特图测试结果.....	10

表格清单

表 3-1. 设计示例规格.....	8
表 3-2. 计算、仿真和平台测量结果比较.....	10

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

TPS560430 稳压器是一款简单易用的同步降压直流/直流转换器，工作电源电压为 4V 至 36V。它能以非常小的解决方案尺寸提供高达 600mA 的直流负载电流。该系列提供适用于不同应用的不同版本，具有 1.1MHz 和 2.1MHz 开关频率、PFM 和 FPWM 模式以及可调和固定输出电压版本。该器件适用于从工业到汽车的各类应用，用于对非稳压源进行功率调节。TPS560430 采用带有内部环路补偿的峰值电流模式控制，不仅可减少设计时间，而且需要很少的外部元件。

很多 PCM 环路模型可用于系统设计。[2] 中提供了比较常见的模型。该模型预测了电流环路中的采样保持效应，同时使用三端开关模型来计算功率级小信号模型。对于这种方法的使用，[3] 中提供了简化的环路模型，并提供了等效电路来模拟环路响应。但是，若所有模型都需使用仿真工具来绘制波特图，则可根据波特图找到交叉频率和相位裕度。另外，内部电流环路的传递函数相当复杂，因此很难理解它如何影响整个环路的响应。本文档提供了一个计算带宽的简单公式。通过将内部电流环路简化为单个极点，可获得相位裕度。基于该模型，可得到内部电流环路稳定性判据。模型中的每个零点和极点均有明确的物理意义，便于分析各元件值对环路响应的影响。还给出了使用该模型时内部补偿 PCM 降压转换器的电感器和输出电容器设计程序，模型准确性通过仿真和平台测量结果进行了验证。

2 峰值电流模式环路建模

2.1 总控制框图和传递函数推导

图 2-1 所示为 PCM 降压转换器的简化示意图。

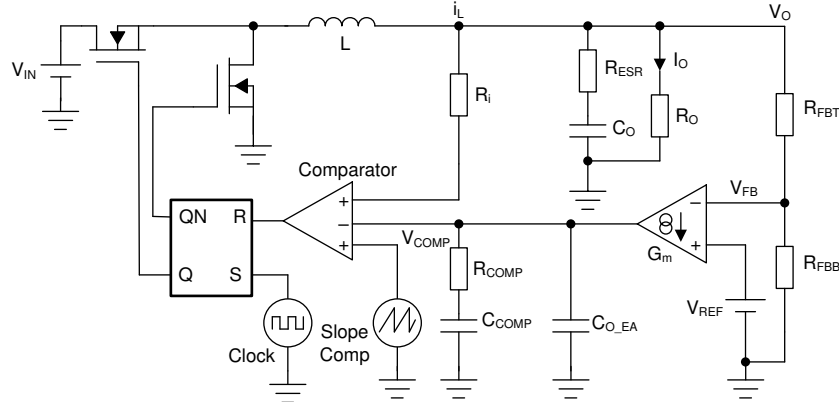


图 2-1. PCM 降压转换器简化示意图

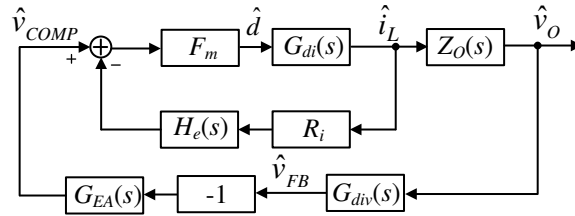


图 2-2. 总体控制实现

图 2-2 所示为总体控制块状模型，其中：

- $G_{di}(s)$ 为占空比到 i_L 的传递函数。
- $Z_O(s)$ 为输出阻抗的传递函数。
- $G_{div}(s)$ 为反馈电阻器网络的增益。
- $G_{EA}(s)$ 为具有特定补偿的误差放大器的传递函数。
- F_m 为 PCM PWM 比较器的增益。
- R_i 为电流检测电阻器。
- $H_e(s)$ 为电感器电流采样保持效应的传递函数模型。

方程式 1 所示为从电感电流到输出电压的传递函数。

$$Z_O(s) = \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{i}_L(s)} = R_O \frac{1 + sR_{ESR}C_O}{1 + s(R_{ESR} + R_O)C_O} \quad (1)$$

$G_{di}(s)$ 为占空比到 i_L 的传递函数。

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{IN}(1 + sC_O R_O)}{R_O + sL + s^2 LC_O R_O} \quad (2)$$

内部环路补偿的设计可确保交叉频率远远高于转角频率 $1/(2\pi\sqrt{LC_O})$ 。对于交叉频率和更高频率，方程式 2 可简化为方程式 3。

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \approx \frac{V_{IN}}{sL} \quad (3)$$

通过比较感测到的电感电流、外部斜坡和误差放大器输出 V_{COMP} ，确定何时关闭高侧 MOSFET，进而确定占空比。 F_m 为比较器增益。 f_{SW} 为开关频率。 S_n 为感测到的电流波形的即时斜坡， S_e 为外部斜坡坡度。

$$F_m = \frac{f_{SW}}{S_n + S_e} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} S_n &= R_i \frac{V_{IN} - V_O}{L} \\ S_e &= V_{Se} \times f_{SW} \end{aligned}$$

$H_e(s)$ 为电感器电流采样保持效应的传递函数模型。[2] 2：

$$H_e(s) = \frac{\frac{s}{f_{SW}}}{e^{\frac{s}{f_{SW}}} - 1} \approx 1 - \frac{s}{2f_{SW}} + \frac{s^2}{(\pi f_{SW})^2} \quad (5)$$

方程式 6 为反馈的传递函数。

$$G_{\text{div}}(s) = \frac{\hat{V}_{\text{FB}}(s)}{\hat{V}_{\text{O}}(s)} = \frac{V_{\text{REF}}}{V_{\text{O}}} \quad (6)$$

方程式 7 为具有特定补偿的误差放大器的传递函数。

$$G_{\text{EA}}(s) = \frac{\hat{V}_{\text{COMP}}(s)}{-\hat{V}_{\text{FB}}(s)} = \frac{G_m}{C_{\text{COMP}}} \frac{1 + sR_{\text{COMP}} C_{\text{COMP}}}{s(1 + sR_{\text{COMP}} C_{\text{O_EA}})} \quad (7)$$

2.2 内部电流环路模型

根据方程式 3 至方程式 5 和图 2-2，从控制至电感器电流的传递函数为 $G_{\text{ci}}(s)$ ：

$$G_{\text{ci}}(s) = \frac{\hat{i}_{\text{L}}(s)}{\hat{V}_{\text{COMP}}(s)} = \frac{1}{R_i} \frac{1}{1 + s \times \left[\frac{V_{\text{Se}} f_{\text{SW}} L + (0.5V_{\text{IN}} - V_{\text{O}}) R_i}{V_{\text{IN}} R_i f_{\text{SW}}} \right] + s^2 \times \frac{1}{(\pi f_{\text{SW}})^2}} \quad (8)$$

对于 PCM 降压转换器，交叉频率远小于开关频率的一半，因此，交叉频率方程式 8 可简化为方程式 9。内部电流环路被简化为单个极点，在对 PCM 降压转换器进行环路响应分析时，这种简化方法非常有效。

$$G_{\text{ci}}(s) = \frac{\hat{i}_{\text{L}}(s)}{\hat{V}_{\text{COMP}}(s)} = \frac{1}{R_i} \frac{1}{1 + s \times \left[\frac{V_{\text{Se}} f_{\text{SW}} L + (0.5V_{\text{IN}} - V_{\text{O}}) R_i}{V_{\text{IN}} R_i f_{\text{SW}}} \right]} \quad (9)$$

若内部电流环路 $G_{\text{ci}}(s)$ 不稳定，就会出现次谐波振荡的问题。只要闭环传递函数的每个极点位于左半平面内，系统就会稳定。为防止发生次谐波振荡，计算了最小电感值：

$$L > \frac{R_i (V_{\text{O}} - 0.5V_{\text{IN}})}{V_{\text{Se}} f_{\text{SW}}} \quad (10)$$

2.3 总体环路模型

$f_{\text{Z_EA}}$ 和 $f_{\text{P_EA}}$ 是误差放大器（具有特定补偿）引入的零点和极点。 $f_{\text{Z_OUT}}$ 和 $f_{\text{P_OUT}}$ 是输出电容器和负载引入的零点和极点。 $f_{\text{P_ci}}$ 是内部电流环路引入的极点。可通过方程式 1、方程式 6、方程式 7 和方程式 9 求得交叉频率周围的开环传递函数 $L(s)$ ：

$$L(s) = Z_{\text{O}}(s) \times G_{\text{div}}(s) \times G_{\text{EA}}(s) \times G_{\text{ci}}(s) = K \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{\text{Z_EA}}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2\pi f_{\text{Z_OUT}}}\right)}{s \times \left(1 + \frac{s}{2\pi f_{\text{P_EA}}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2\pi f_{\text{P_ci}}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2\pi f_{\text{P_OUT}}}\right)} \quad (11)$$

其中

$$K = \frac{R_O V_{REF} G_m}{R_i V_O C_{COMP}}$$

$$f_{Z_EA} = \frac{1}{2\pi R_{COMP} C_{COMP}}$$

$$f_{P_EA} = \frac{1}{2\pi R_{COMP} C_{O_EA}}$$

$$f_{P_ci} = \frac{V_{IN} R_i f_{SW}}{2\pi [V_{Se} f_{SW} L + (0.5V_{IN} - V_O) R_i]}$$

$$f_{Z_OUT} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_O}$$

$$f_{P_OUT} = \frac{1}{2\pi (R_{ESR} + R_O) C_O}$$

2.4 电感器和输出电容器设计限值

图 2-3 所示为采用合适电感器和输出电容器设计下的波特图。其中， $f_c \gg f_{P_OUT}$ ， $f_c \gg f_{Z_EA}$ ， $f_c \ll f_{P_EA}$ ， $f_c \ll f_{P_ci}$ ， $f_c \ll f_{Z_OUT}$ 。

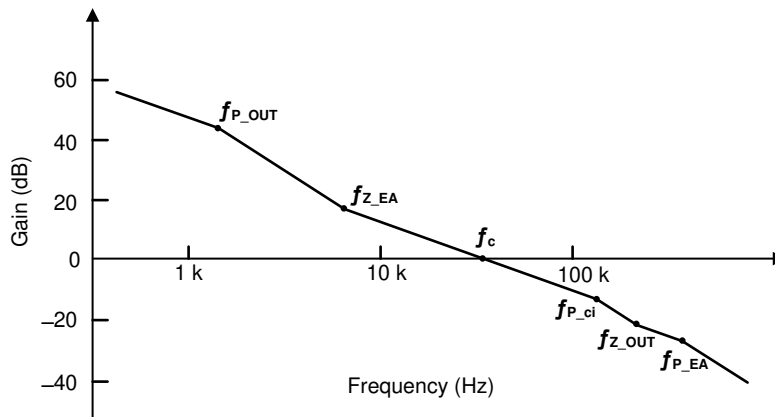


图 2-3. PCM 降压转换器的波特图模型

增益曲线必须经过 0dB，且斜率为 -20dB/dec，从而预留足够的相位裕度。补偿网络 f_{Z_EA} 引入的零点抵消了输出阻抗 f_{P_OUT} 的极点，它们远远小于交叉频率： $f_{P_OUT} \ll f_c$ ， $f_{Z_EA} \ll f_c$ 。误差放大器的寄生电容 C_{O_EA} 很小，因此 $f_{P_EA} \gg f_c$ 。

若 L 太大，电流环路 f_{P_ci} 引入的极点会小于交叉频率 f_c 。增益曲线经过 0dB，斜率为 -40dB/dec，但相位裕度不够。此外， f_{P_ci} 会受 V_{IN} 的影响，因此环路响应会受到 V_{IN} 的影响。为防止出现这种情况， L 必须合理设计，确保 $f_{P_ci} \gg f_c$ 。可通过方程式 12 计算最大电感值。

$$L \ll \frac{V_{IN} R_i}{2\pi f_c V_{Se}} + \frac{R_i (V_O - 0.5V_{IN})}{V_{Se} f_{SW}} \quad (12)$$

若输出电容器的等效串联电阻 (ESR) 太大，则输出电容器 f_{Z_OUT} 引入的零点小于交叉频率 f_c 。在 f_{Z_OUT} 之后，增益曲线的斜率为 0dB/dec，使交叉频率过大。IC 中的寄生参数引入的某些高频极点会影响相位裕度，因此，相位裕度不够。为防止这种情况，输出电容器的 ESR 必须合理设计，确保 $f_{Z_OUT} \gg f_c$ 。可通过方程式 13 计算最大 ESR。

$$R_{ESR} \ll \frac{1}{2\pi f_c C_o} \quad (13)$$

2.5 计算带宽和相位裕度的公式

根据方程式 11 并假设 $f_c \gg f_{P_OUT}$ 、 $f_c \gg f_{Z_EA}$ 、 $f_c \ll f_{P_EA}$ 、 $f_c \ll f_{P_ci}$ 且 $f_c \ll f_{Z_OUT}$ ，交叉频率 f_c 下的开环传递函数幅值如方程式 14 所示。

$$\left| L(j2\pi f_c) \right| = K \frac{\left| 1 + j \frac{f_c}{f_{Z_EA}} \right| \times \left| 1 + j \frac{f_c}{f_{Z_OUT}} \right|}{2\pi f_c \times \left| 1 + j \frac{f_c}{f_{P_EA}} \right| \times \left| 1 + j \frac{f_c}{f_{P_ci}} \right| \times \left| 1 + j \frac{f_c}{f_{P_OUT}} \right|} \approx K \times \frac{\frac{f_c}{f_{Z_EA}}}{2\pi f_c \times \frac{f_c}{f_{P_OUT}}} = 1 \quad (14)$$

假设 $R_{ESR} \ll R_o$ ，可求得 f_c ：方程式 15

$$f_c = \frac{V_{REF} G_m R_{COMP}}{2\pi V_o R_i C_o} \quad (15)$$

相位裕度是 f_c 下开环传递函数的相位减去 -180° ：方程式 16

PhaseMargin

$$\begin{aligned} &= 90^\circ - \arctan(2\pi f_c R_o C_o) \times \frac{180^\circ}{\pi} + \arctan(2\pi f_c R_{COMP} C_{COMP}) \times \frac{180^\circ}{\pi} \\ &- \arctan(2\pi f_c R_{COMP} C_{O_EA}) \times \frac{180^\circ}{\pi} - \arctan\left(\frac{2\pi f_c [V_{Se} f_{SW} L + (0.5V_{IN} - V_o) R_i]}{V_{IN} R_i f_{SW}}\right) \times \frac{180^\circ}{\pi} \\ &+ \arctan(2\pi f_c R_{ESR} C_o) \times \frac{180^\circ}{\pi} \end{aligned} \quad (16)$$

3 电感器和输出电容器设计

本部分使用 TPS560430XF 在实际应用中进行了电感器和输出电容器设计。在此过程中，考虑了环路响应。表 3-1 列出了设计规格。

表 3-1. 设计示例规格

V_{IN} (V)	V_O (V)	I_O (A)	I_{O_min} (A)	f_{SW} (kHz)	输出纹波 (mV)	V_{REF} (V)
7V 至 36V, 典型值为 12V	5	0.6	0.1	1100	< 30	1

3.1 电感器设计

方程式 17 计算了输出导体的数值。 K_{IND} 是表示电感纹波电流值相对于器件最大输出电流的系数。 K_{IND} 的合理值为 0.2 至 0.4。因为纹波电流随输入电压的增大而增大，所以使用最大输入电压计算最小电感值 L_{MIN} ，同时选择 $K_{IND} = 0.4$ 。经过计算可知，最小电感值为 $16.3 \mu H$ 。选择数值最接近的标准电感器： $L = 18 \mu H$ 。

$$L_{min} = \frac{V_{IN_max} - V_O}{I_O \times K_{IND}} \times \frac{V_O}{V_{IN_max} \times f_{SW}} \quad (17)$$

可根据方程式 12 计算最大电感值，从而获得足够的相位裕度。建议采用 3 倍裕度，限值为方程式 18 (采用 TPS560430 内部参数)。若假设目标交叉频率 f_c 约为 20kHz，则结果为 $L < 40 \mu H$ (在最小 V_{IN} 下)。所选的 $18 \mu H$ 电感器符合要求。

$$L < \frac{1}{3} \left[\frac{V_{IN}}{2\pi f_c \times 0.476} + \frac{(V_O - 0.5V_{IN})}{f_{SW} \times 0.476} \right] \quad (18)$$

TPS560430 可通过逐周期电流限制特性获得过流保护。为防止短路时电感器饱和，电感器饱和电流必须大于器件的峰值电流限值，对于 TPS560430，该限值为 1.4A。

3.2 输出电容器设计

根据输出纹波和环路响应，设计输出电容器。输出电压纹波由两部分组成：一部分是电感电流纹波流过输出电容器的 ESR 所导致的，见方程式 19；另一部分是由电感电流纹波对输出电容器充放电造成的，见方程式 20。目标输出纹波为 30mV，因此 $\Delta V_{O_ESR} < 30mV$ 且 $\Delta V_{O_C} < 30mV$ ，进而 $R_{ESR} < 125m\Omega$ 且 $C_O > 0.91 \mu F$ 。

$$\Delta V_{O_ESR} = I_O \times K_{IND} \times R_{ESR} \quad (19)$$

$$\Delta V_{O_C} = \frac{I_O \times K_{IND}}{8 \times f_{SW} \times C_O} \quad (20)$$

可通过方程式 13 计算最大 ESR 值，从而得到合理的交叉频率和足够的相位裕度。若假设目标交叉频率 f_c 约为 20kHz，则结果为 $R_{ESR} \ll 612m\Omega$ 。建议采用 3 倍裕度，结果为 $R_{ESR} < 204m\Omega$ 。

输出电容器值决定内部补偿式 PCM 降压转换器的环路响应，如方程式 15 和方程式 16 所示。使用 TPS560430 内部参数，计算公式为方程式 21 和方程式 22。目标 f_c 约为 20kHz，所以 C_O 约为 $15 \mu F$ 。考虑到降额，使用 ESR 为 $4m\Omega$ 的 $22 \mu F$ 、16V 陶瓷电容器。降额后，电容为 $13 \mu F$ ： $C_O = 13 \mu F$ ， $R_{ESR} = 4m\Omega$ 。交叉频率为 $f_c = 23.4kHz$ ，在 $V_{IN} = 12V$ 、 $I_O = 0.6A$ 时，相位裕度计算值为 64.2° 。该公式还表明，当 V_{IN} 和 I_O 最小时，相位裕度最差；而在 $V_{IN} = 7V$ 、 $I_O = 0.1A$ 时，计算结果为 59.2° ，符合设计规格。

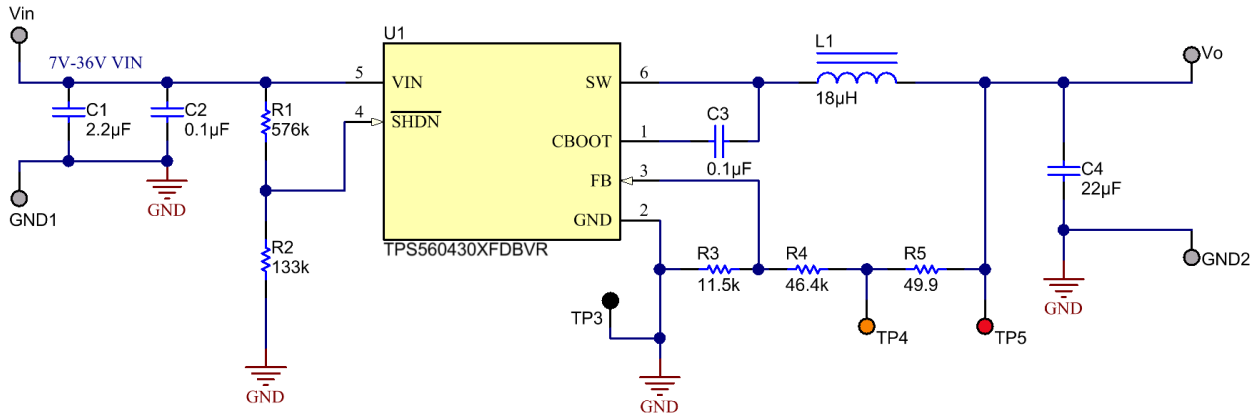
$$f_c = \frac{9.54}{2\pi V_O C_O} \quad (21)$$

PhaseMargin

$$= 90^\circ - \arctan(2\pi f_c R_o C_o) \times \frac{180^\circ}{\pi} + \arctan(2\pi f_c \times 26.5 \mu) \times \frac{180^\circ}{\pi} - \arctan(2\pi f_c \times 1.06 \mu) \times \frac{180^\circ}{\pi} - \arctan\left(\frac{2\pi f_c (f_{sw} L \times 0.476 + 0.5V_{IN} - V_o)}{V_{IN} f_{sw}}\right) \times \frac{180^\circ}{\pi} + \arctan(2\pi f_c R_{ESR} C_o) \times \frac{180^\circ}{\pi} \quad (22)$$

3.3 仿真和平台验证

图 3-1 所示为平台验证的示意图。SIMPLIS 用于对环路响应进行仿真，如图 3-2 所示。图 3-3 和图 3-4 为 SIMPLIS 仿真和平台测试的环路响应（其中， $V_{IN} = 12V$ ， $V_o = 5V$ ， $I_o = 0.6V$ ， $f_{sw} = 1.1MHz$ ）。表 3-2 对不同 V_{IN} 下的计算结果、仿真结果和平台测量值进行了比较，可以看出，本应用报告中拟用的模型是准确的。



Copyright © 2018, Texas Instruments Incorporated

图 3-1. TPS560430XF 设计 (输出为 5V)

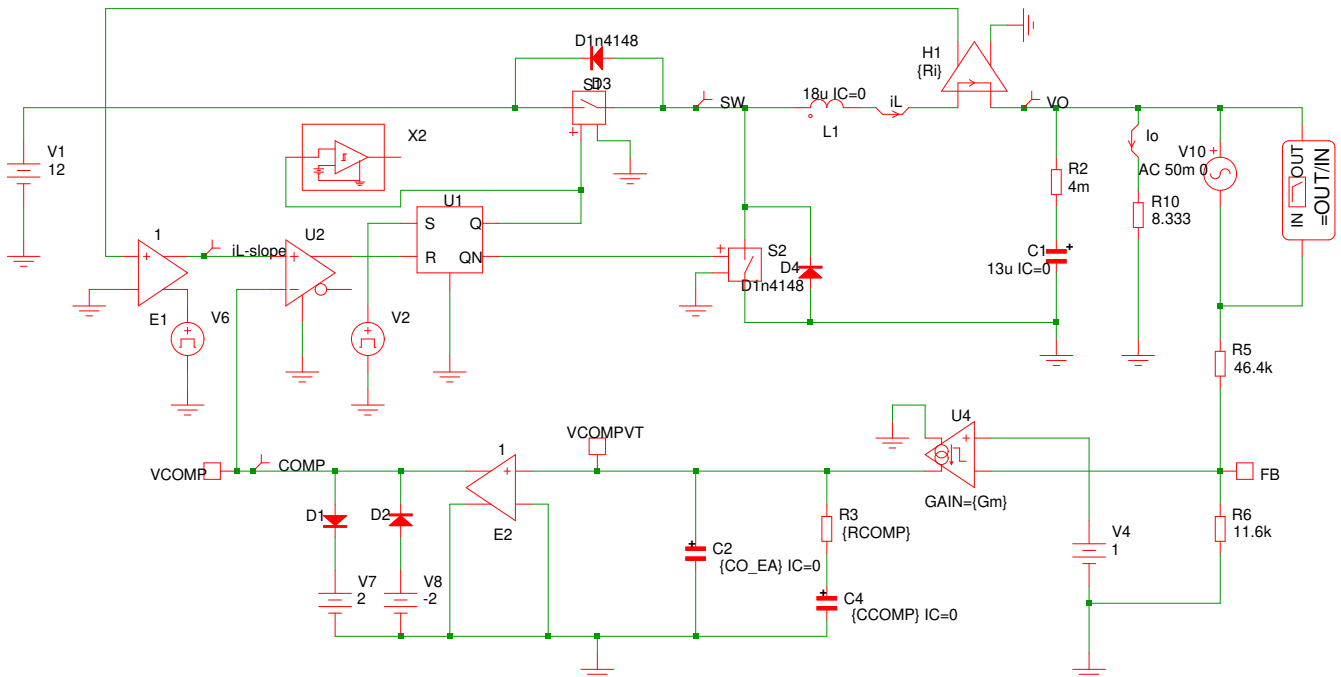


图 3-2. SIMPLIS 简化模型的示意图

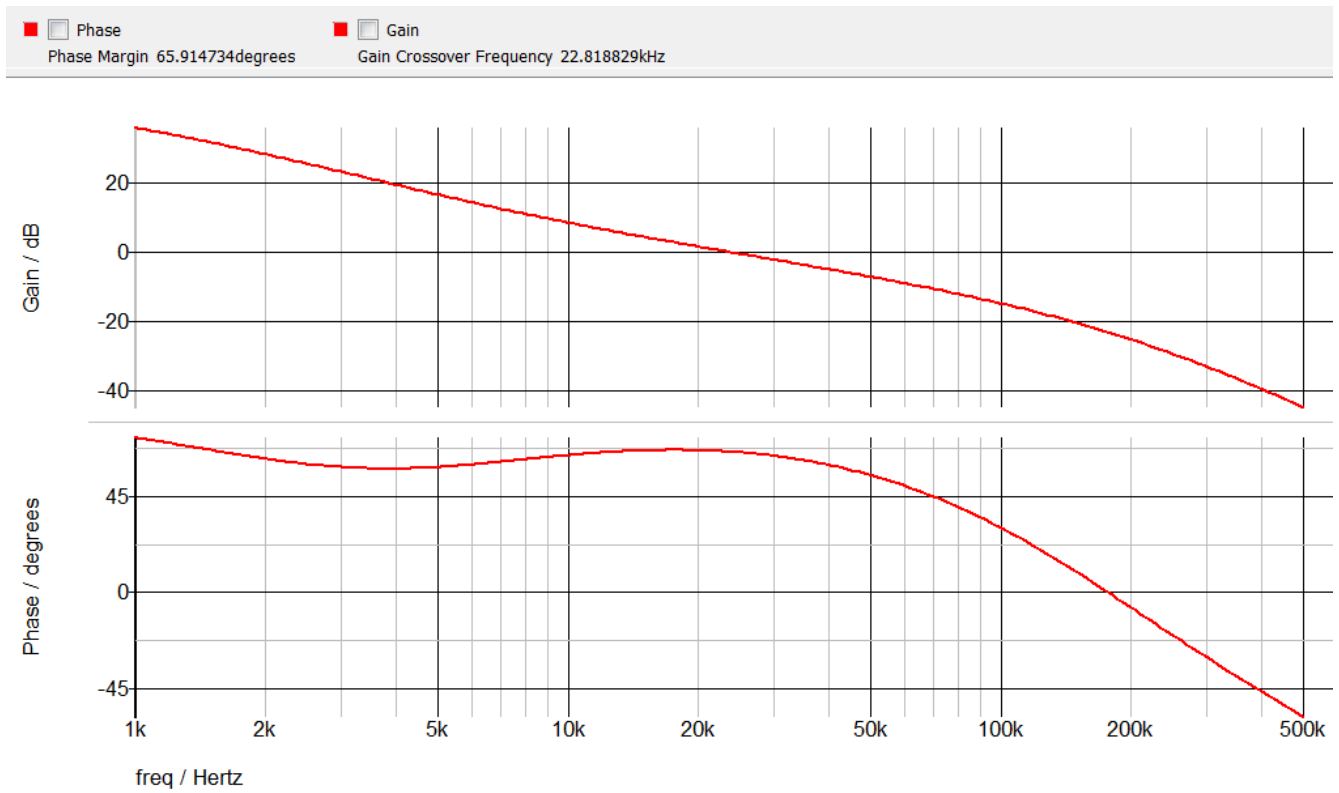


图 3-3. $V_{IN} = 12V$ 、 $I_O = 0.6A$ 时的波特图仿真结果

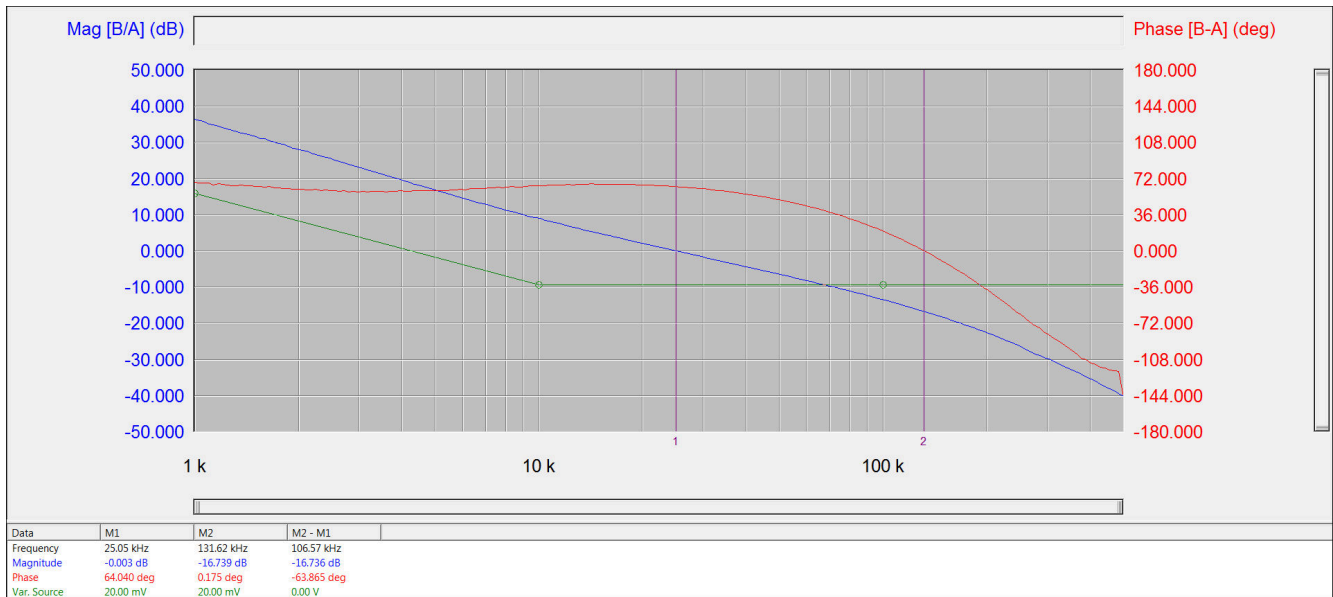


图 3-4. $V_{IN} = 12V$ 、 $I_O = 0.6A$ 时的波特图测试结果

表 3-2. 计算、仿真和平台测量结果比较

V_{IN} (V)	I_O (A)	计算结果		仿真结果		平台测量值	
		f_c (kHz)	相位裕度 (°)	f_c (kHz)	相位裕度 (°)	f_c (kHz)	相位裕度 (°)
7	0.1	23.4	59.2	22.8	61.3	23.6	58.4
7	0.6	23.4	62.2	22.7	64.4	24.7	61.7
12	0.1	23.4	61.2	22.9	62.8	24.6	60.3
12	0.6	23.4	64.2	22.8	65.9	25.1	64

表 3-2. 计算、仿真和平台测量结果比较 (continued)

V _{IN} (V)	I _O (A)	计算结果		仿真结果		平台测量值	
		f _c (kHz)	相位裕度 (°)	f _c (kHz)	相位裕度 (°)	f _c (kHz)	相位裕度 (°)
36	0.1	23.4	63	22.9	64.3	23.7	61.1
36	0.6	23.4	66	22.9	67.4	23.9	66.3

4 总结

对于具有内部补偿的峰值电流模式降压转换器，在设计电感器和输出电容器时，需要考虑环路响应。本应用报告将内部电流环路简化为单个极点，提供了用于确保环路稳定性的相关约束条件，并给出了计算带宽和相位裕度的公式。最后分步介绍了考虑环路响应的电感器和输出电容器设计。该设计还通过仿真和平台测量结果进行了验证。

5 参考文献

- 德州仪器 (TI), 《TPS560430 4V 至 36V、600mA 同步降压转换器》数据表
- R.B.Ridley, A New Small-Signal Model for Current-Mode Control, PhD Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, November, 1990.
- 德州仪器 (TI), 《TPS65270 环路补偿设计注意事项》应用报告
- 德州仪器 (TI), 《如何评估内部补偿 PCM 降压转换器中的最大电感器》应用报告

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 A (April 2019) to Revision B (August 2021)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式。.....	2
Changes from Revision * (July 2018) to Revision A (April 2019)	Page
• 编辑了应用报告，使之更清晰.....	1

重要声明和免责声明

TI 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安全、安保或其他要求。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 (<https://www.ti.com/legal/termsofsale.html>) 或 [ti.com](https://www.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。

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

Copyright © 2021, 德州仪器 (TI) 公司

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