

Application Note

低纹波电源的峰值电流模式转换器次级滤波器设计 - 第 II 部分：针对稳定性的混合检测网络设计



Andrew Xiong, Miranda Gu

摘要

在 ADC、射频收发器和模拟前端 (AFE) 等应用的电源设计中，输出电压纹波是评估电源质量的一项重要因素。以前的直流/直流电源通常使用两级电源设计（包含降压转换器和 LDO）来满足低输出电压纹波要求。近年来，一种采用降压转换器和次级无源滤波器的电源设计引起了广泛关注。与采用 LDO 的传统设计相比，该设计可以减小设计尺寸并提高总体效率。但增加的无源滤波器可能会引入一对共轭极点，而这会威胁环路稳定性。

低纹波电源的峰值电流模式转换器次级滤波器设计 - 第 I 部分：用于减少输出纹波的滤波器设计 应用手册介绍了实现所需输出电压纹波的第二级滤波器元件选择方法。第 II 部分将进一步研究用于实现稳定性的混合检测网络设计方法。首先，我们将分析具有第二级滤波器的峰值电流模式转换器的环路响应。在此基础上，我们将提出稳定性设计方法。最后，我们将提出一个应用设计流程，并通过使用 TPS62933F 进行实验来对其进行验证。

内容

1 引言.....	2
2 具有第二级滤波器时的不同反馈检测方法比较.....	2
3 具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 转换器的传递函数推导.....	4
4 总体环路模型.....	6
5 零点和极点分析.....	8
6 稳定性设计方法.....	9
7 采用 TPS62933F 的设计示例与实验验证.....	12
8 总结.....	14
9 参考资料.....	14
A 附录.....	15

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

对于采用 ADC、PLL 和射频收发器的信号处理系统设计的电源，低输出电压纹波是评估电源质量的一项重要因素。在一些旨在实现低输出电压纹波的电源设计中，通常第一级使用降压转换器进行降压，第二级使用 LDO 滤除纹波。然而，在一些紧凑或具有成本效益的应用中，BOM 成本、设计尺寸和转换效率可能会引起关切。

近年来，将次级无源 LC 滤波器与降压转换器相结合的新型低纹波电源设计引起了广泛的关注。与采用 LDO 的传统设计相比，该设计可以减小设计尺寸并提高效率。请参阅[通过 TPS62913 低纹波和低噪声降压转换器为 AFE7920 供电](#)应用手册。但增加的无源滤波器可能会引入一对共轭极点，而这会威胁环路稳定性。

添加第二级滤波器后，不同的反馈检测网络可能对环路稳定性产生不同的影响。在[低纹波电源的峰值电流模式转换器次级滤波器设计 - 第 I 部分：用于减少输出纹波的滤波器设计](#)应用手册中，反馈方案被分为三种类型：第一级检测、第二级检测和混合检测。本文首先比较了这三种反馈检测方法的优缺点。由于混合检测在负载调节和环路稳定性方面具有良好的性能，因此选择了混合检测作为建议的反馈检测网络。在此基础上，本文分析了具有混合检测功能的峰值电流模式降压稳压器的环路响应，并提出了稳定性设计方法。结合第 I 部分中关于第二级滤波器元件选择的限制，本文提出了基于 PCM 转换器的低纹波电源设计的应用设计流程。最后，我们通过使用 TPS62933F ([TPS6293x 采用 SOT583 封装的 3.8V 至 30V、2A/3A 同步降压转换器](#)) 进行实验，验证了本应用手册中提出的设计方法。[具有第二级滤波器的 TPS62933F 低输出纹波电源参考设计](#) 中包含基于建议设计方法的原理图和 PCB 布局设计。

需要注意的是，本应用手册所提方法仅供参考。由于推导过程存在简化并且未考虑现实中的一些因素，计算结果可能与基准测试存在差异。

2 具有第二级滤波器时的不同反馈检测方法比较

图 2-1 至图 2-3 展示了具有第二级滤波器的不同电源设计方案，分别对应于具有第一级检测、第二级检测和混合检测的电源设计。下面总结了每种设计的优缺点：

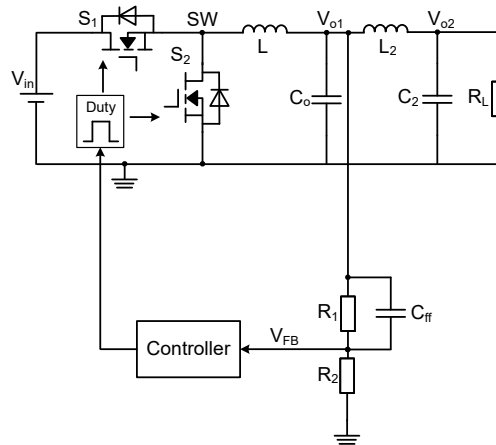


图 2-1. 采用第一级检测的转换器第二级滤波器设计方案

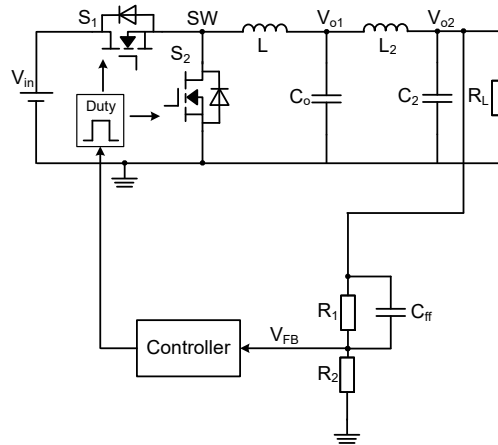


图 2-2. 采用第二级检测的转换器第二级滤波器设计方案

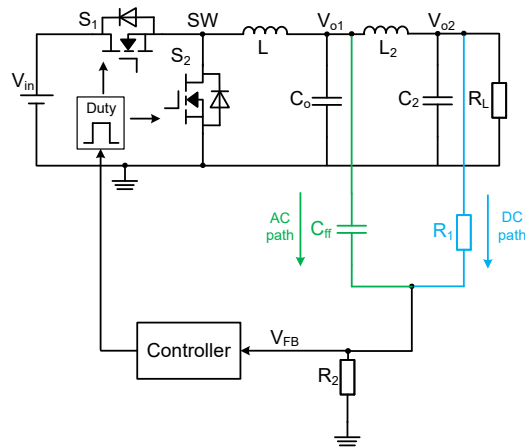


图 2-3. 采用混合检测的转换器第二级滤波器设计方案

- 采用第一级检测时，反馈检测点为 V_{o1} ，并且 L_2 的 DCR 上的压降无法补偿，因此负载调节性能更差。但稳定性不错，因为控制环路中不包含第二级滤波器的双极点。
- 采用第二级检测时， L_2 的 DCR 上的压降可以进行补偿。但是第二级滤波器的双极点可能对环路响应产生明显的影响。当 L_2 和 C_2 的值变大时，第二级滤波器的双极点频率会降低，可能更接近带宽，这可能导致相位裕度变小并可能出现不稳定情况。这限制了第二级滤波器元件选择的最大值以及减少输出纹波的能力。
- 采用混合检测时，前馈电容器 C_{ff} 与 V_{o1} 连接，上反馈电阻器 R_1 与 V_{o2} 连接。 V_{o1} 的交流干扰可以耦合到 V_{FB} ，并减小 V_{o2} 交流干扰在总反馈中的占比。这有助于减小第二级滤波器对环路稳定性的影响。由于直流调节基于来自 V_{o2} 的反馈，因此负载调节性能也很好。因此，混合反馈检测可以同时确保环路稳定性和输出精度。

鉴于混合检测的明显优势，本应用手册中的应用设计方法采用了这种检测方法。

3 具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 转换器的传递函数推导

图 3-1 展示了具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 降压转换器。

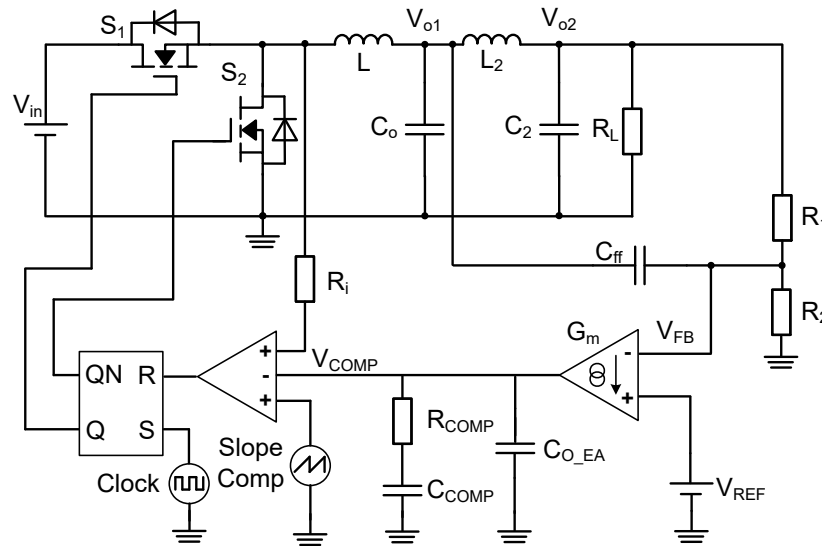


图 3-1. 具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 降压转换器简化原理图

图 3-2 是具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 降压转换器的总体控制方框图。变量表示法请参考应用手册^[5]。

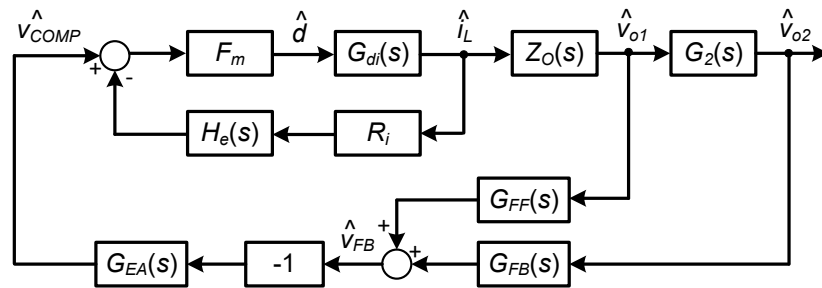


图 3-2. 具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 降压转换器的控制实现

在所有这些变量中，以下各项的含义与没有第二级滤波器的普通 PCM 降压转换器相同：

- G_{di} 为占空比到 i_L 的传递函数。
- G_{EA} 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 为电感器电流采样保持效应的传递函数模型。

以下传递函数相对于没有第二级滤波器的普通降压转换器而言是新增的或其含义发生了改变：

- Z_O 为输出阻抗（第 1 级与第 2 级滤波器相结合）的传递函数。
- G_2 为第二级滤波器的传递函数。
- G_{FF} 为反馈网络中 v_{o1} 的前馈路径的传递函数。
- G_{FB} 为反馈网络中 v_{o2} 的反馈路径的传递函数。

对于那些与没有第二级滤波器的普通 PCM 降压转换器具有相同含义的传递函数，本应用手册没有介绍这些传递函数表达式的推导方法。这些表达式如方程式 1 至方程式 4 所列。

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \approx \frac{V_{IN}}{sL} \quad (1)$$

$$G_{EA}(s) = \frac{\hat{v}_{COMP}(s)}{-\hat{v}_{FB}(s)} \approx \frac{G_m}{C_{COMP}} \frac{1+sR_{COMP}C_{COMP}}{s(1+sR_{COMP}C_{O_EA})} \quad (2)$$

$$F_m = \frac{f_{SW}}{s_n + s_e} \quad (3)$$

$$H_e(s) = \frac{s/f_{SW}}{e^{s/f_{SW}} - 1} \approx 1 - \frac{s}{2f_{SW}} + \frac{s^2}{(\pi f_{SW})^2} \quad (4)$$

其中， s_n 为检测电流波形的即时斜坡， s_e 为外部斜坡坡度。

$$s_n = R_i \frac{V_{IN} - V_O}{L} \quad (5)$$

$$s_e = V_{Se} \times f_{SW} \quad (6)$$

添加第二级滤波器后，降压转换器的输出阻抗结构从图 3-3 更改为图 3-4。

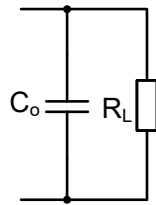


图 3-3. 采用一级滤波器时的输出阻抗结构

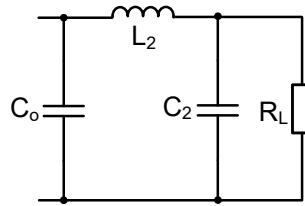


图 3-4. 采用两级滤波器时的输出阻抗结构

由于低纹波设计中使用的输出电容器通常是低 ESR MLCC，因此为了简化环路模型的推导，此处忽略了电容器 ESR 效应。从图 3-4 可以得到，两级滤波器的输出阻抗 Z_O 表达式如下：

$$Z_O(s) = \frac{C_2 L_2 R_L s^2 + L_2 s + R_L}{C_2 C_0 L_2 R_L s^3 + C_0 L_2 s^2 + (C_2 + C_0) R_L s + 1} \quad (7)$$

G_2 反映了第二级滤波器 L_2 和 C_2 的低通滤波器效应。表达式为：

$$G_2(s) = \frac{R_L}{C_2 L_2 R_L s^2 + L_2 s + R_L} \quad (8)$$

反馈信号 V_{FB} 包括通过前馈路径耦合的 V_{O1} 信息，以及通过反馈分压器耦合的 V_{O2} 信息。根据叠加原理，我们可以得到：

$$G_{FF}(s) = \frac{\hat{v}_{FB}(s)}{\hat{v}_{O1}(s)} \Big|_{\hat{v}_{O2}(s)=0} = \frac{C_{ff} R_1 R_2 s}{C_{ff} R_1 R_2 s + R_1 + R_2} \quad (9)$$

$$G_{FB}(s) = \frac{\hat{v}_{FB}(s)}{\hat{v}_{O2}(s)} \Big|_{\hat{v}_{O1}(s)=0} = \frac{R_2}{C_{ff} R_1 R_2 s + R_1 + R_2} \quad (10)$$

根据图 3-2 所示的关系，可以推导出：

$$G_{\text{FB-TOTAL}}(s) = \frac{\hat{v}_{\text{FB}}(s)}{\hat{v}_{\text{O1}}(s)} = G_{\text{FF}}(s) + G_{\text{FB}}(s)G_2(s) \quad (11)$$

4 总体环路模型

添加第二级滤波器后，内部电流环路的传递函数与普通 PCM 降压转换器相比并未发生变化。从控制到电感器电流的传递函数表达式 G_{ci} 可在[峰值电流模式降压转换器设计中的环路响应注意事项](#)应用手册中找到：

$$G_{\text{ci}}(s) = \frac{\hat{i}_{\text{L}}(s)}{\hat{v}_{\text{COMP}}(s)} = \frac{1}{R_i} \frac{1}{1 + s \times \left[\frac{V_{\text{Se}}f_{\text{SW}}L + (0.5V_{\text{IN}} - V_{\text{O}})R_i}{V_{\text{IN}}R_i f_{\text{SW}}} \right]} \quad (12)$$

为了防止次谐波振荡，有必要避免内部环路闭环传递函数中存在右半平面极点，因此根据[方程式 12](#)得到的电感约束范围为：

$$L > \frac{R_i(V_{\text{O}} - 0.5V_{\text{IN}})}{V_{\text{Se}}f_{\text{SW}}} \quad (13)$$

根据图 3-2，具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 降压转换器的开环响应如下：

$$G_{\text{open}}(s) = G_{\text{EA}}(s) \times G_{\text{ci}}(s) \times Z_{\text{O}}(s) \times G_{\text{FB-TOTAL}}(s) \quad (14)$$

将[方程式 11](#)代入[方程式 14](#)，可以得到如下开环传递函数：

$$G_{\text{open}}(s) = G_{\text{EA}}(s) \times G_{\text{ci}}(s) \times Z_{\text{O}}(s) \times [G_{\text{FF}}(s) + G_{\text{FB}}(s)G_2(s)] \quad (15)$$

该小信号模型的推导过程进行了一些简化，但它大致上能够反映实际的环路响应，尤其是影响稳定性的、接近带宽的中频范围内的响应。

我们在以下运行条件下，使用 TPS62933F 验证了小信号建模的准确性： $V_{\text{in}}=24\text{V}$ 、 $V_{\text{out}}=1.2\text{V}$ 、 $I_{\text{out}}=3\text{A}$ 、 $F_{\text{sw}}=500\text{kHz}$ 、 $L=2.2\mu\text{H}$ 、 $C_{\text{O}}=90\mu\text{F}$ 、 $L_2=20\text{nH}$ 、 $C_2=47\mu\text{F}$ 、 $R_1=5\text{k}\Omega$ 、 $R_2=10\text{k}\Omega$ 且 $C_{\text{ff}}=680\text{pF}$ 。

[图 4-1](#) 展示了具有第二级滤波器的转换器在小信号模型和 **simplis** 仿真之间的环路响应比较。

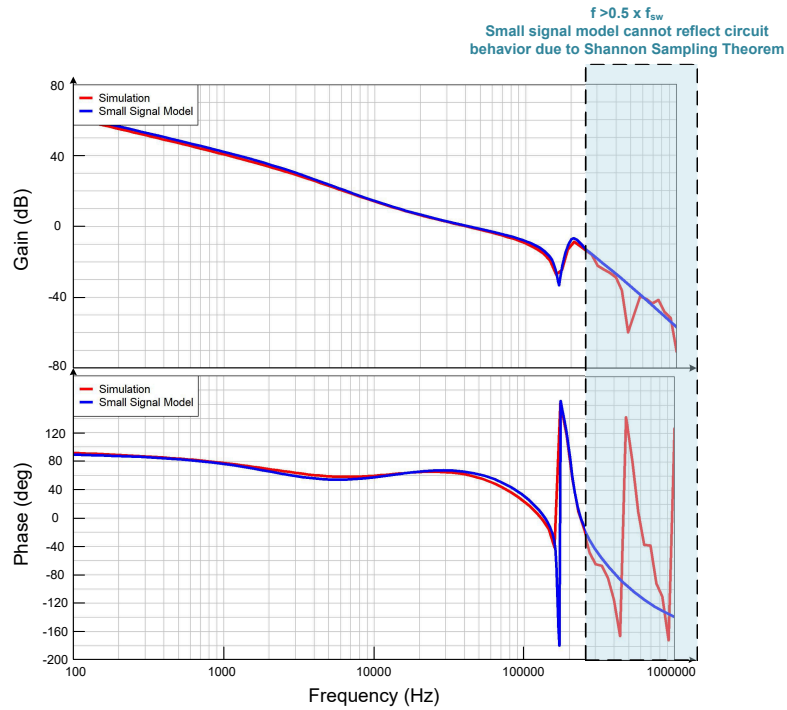


图 4-1. 小信号模型和 **Simplis** 仿真之间的环路响应比较

5 零点和极点分析

下面对极点和零点进行了分析。在开环传递函数 **方程式 15** 中， $G_{EA}(s)$ 和 $G_{ci}(s)$ 生成的极点和零点与没有第二级滤波器的通用 PCM 降压转换器中的极点和零点相同。

带有 II 型补偿的 $G_{EA}(s)$ 由一个频率接近零的初始极点 f_{P1-EA} 、一个中频零点 f_{Z-EA} 和一个高频极点 f_{P2-EA} 组成：

$$f_{Z-EA} = \frac{1}{2\pi R_{COMP} C_{COMP}} \quad (16)$$

$$f_{P2-EA} = \frac{1}{2\pi R_{COMP} C_{O_EA}} \quad (17)$$

一个极点由 $G_{ci}(s)$ 生成，频率为：

$$f_{P-ci} = \frac{V_{IN} R_i f_{sw}}{2\pi [V_{Se} f_{sw} L + (0.5 V_{IN} - V_O) R_i]} \quad (18)$$

对 **方程式 15** 中的其余部分计算 $Z_O(s) \times G_{FB-TOTAL}(s)$ ，可以得到：

$$Z_O(s) \times G_{FB-TOTAL}(s) = \frac{R_2 (R_L + C_{ff} R_1 R_L s + C_{ff} L_2 R_1 s^2 + C_2 C_{ff} L_2 R_1 R_L s^3)}{(R_1 + R_2 + C_{ff} R_1 R_2 s) [C_2 C_O L_2 R_L s^3 + C_O L_2 s^2 + (C_2 + C_O) R_L s + 1]} \quad (19)$$

如前所述，先前的传递函数有四个极点和三个零点。在所有参数中，当负载电流变化时，输出负载电阻 R_L 会在运行过程中发生变化。**图 5-1** 展示了不同的 R_L 下的频率响应。

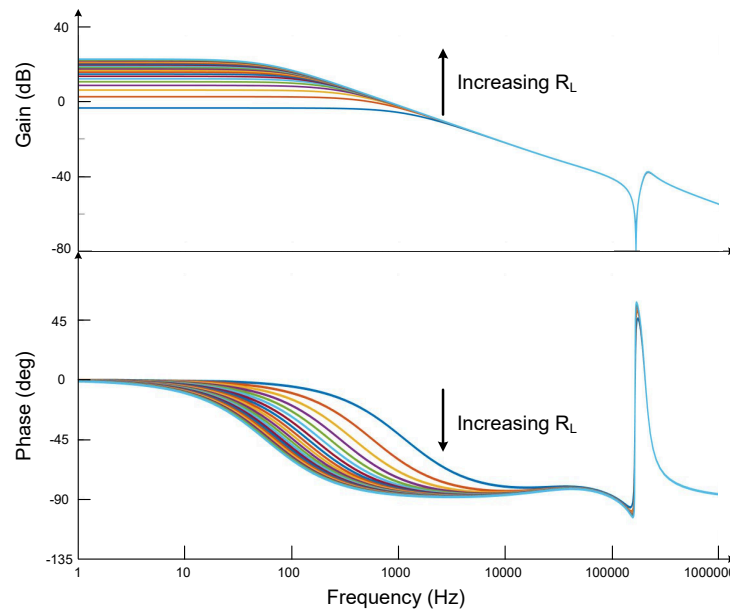


图 5-1. 不同 R_L 下公式 (19) 的频率响应

如**图 5-1**所示，不同 R_L 下的中频和高频响应几乎相同。然而，在低频范围内，较大 R_L 下的响应具有较小的相位。对于低带宽的电源解决方案设计，这可能会导致较小的相位裕度。因此，较大的 R_L 对应于较差的稳定性情况。

为了简化**方程式 19**，考虑输出电阻为无穷大（即 $R_L \rightarrow +\infty$ ）时的最坏情况：

$$Z_O(s) \times G_{FB-TOTAL}(s) |_{R_L \rightarrow +\infty} \approx \frac{R_2 (1 + C_{ff} R_1 s + C_2 C_{ff} L_2 R_1 s^3)}{s (R_1 + R_2 + C_{ff} R_1 R_2 s) [C_2 C_O L_2 s^2 + (C_2 + C_O)]} \quad (20)$$

图 5-2 展示了上述传递函数的零点和极点映射。

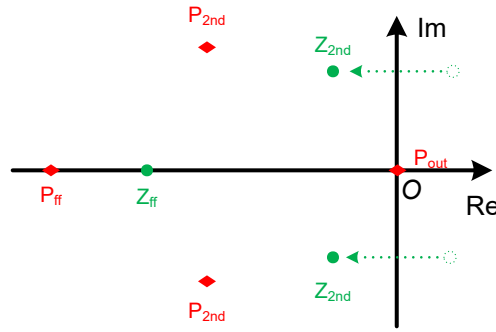


图 5-2. 公式 (20) 中零点和极点的位置

方程式 20 中的四个极点包括一个频率为 0Hz 的初始极点 P_{out} 、一个频率为 f_{Pff} 的极点 P_{ff} 和一对频率为 f_{P-2nd} 的共轭极点 P_{2nd} 。 f_{Pff} 和 f_{P-2nd} 的表达式如方程式 21 和方程式 22 所示：

$$f_{Pff} = \frac{1}{2\pi C_{ff}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (21)$$

$$f_{P-2nd} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_2 C_0}{C_2 + C_0}} L_2} \quad (22)$$

方程式 20 中的三个零点包括一个频率为 f_{Zff} 的零点 Z_{ff} 和一对频率为 f_{Z-2nd} 的共轭零点 Z_{2nd} 。

f_{Zff} 的表达式很复杂，如方程式 23 所示。可以证明 $f_{Zff} \leq f_{Pff}$ 。

$$f_{Zff} = \frac{1}{2\pi} \frac{5.67 \times 10^{15} \left(\sqrt{3} \sqrt{C_2^3 C_{ff}^4 L_2^3 R_1^4 (4C_{ff}^2 R_1^2 + 27C_2 L_2)} - 9C_2^2 C_{ff}^2 L_2^2 R_1^2 \right)^{\frac{2}{3}} - 1.3 \times 10^{16} C_2 C_{ff}^2 L_2 R_1^2}{1.49 \times 10^{16} C_2 C_{ff} L_2 R_1 \sqrt{3} \sqrt{C_2^3 C_{ff}^4 L_2^3 R_1^4 (4C_{ff}^2 R_1^2 + 27C_2 L_2)} - 9C_2^2 C_{ff}^2 L_2^2 R_1^2} \quad (23)$$

如果将 L_2 视为没有 DCR 的电感器设计，则共轭零点 Z_{2nd} 位于右半平面中。但对于 DCR 为几 $m\Omega$ 或更大的实际电感器或铁氧体磁珠来说，共轭零点通常会移到左半平面并具有正阻尼效应。

共轭零点频率 f_{Z-2nd} 的表达式非常复杂。作为指导应用设计的文章，由于下面的设计指南中未利用共轭零点 Z_2 来用于补偿相位裕度等任何重要目标，因此此处未进行详细的数学分析。

通常，频率 f_{Z-2nd} 小于 f_{P-2nd} ，并且它们非常接近。 C_{ff} 越大，频率 f_{Z-2nd} 就越接近 f_{P-2nd} 。图 5-3 展示了具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 转换器的典型增益响应。红色标记的极点和零点是在添加第二级滤波器后新增的。

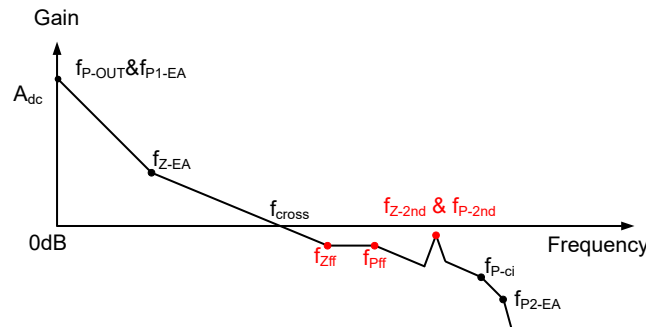


图 5-3. 具有第二级滤波器和混合检测的 PCM 转换器环路响应

6 稳定性设计方法

为了确保系统稳定性裕度，建议环路增益以 -20dB/dec 的斜率与 0dB 相交。通过调整图 5-3 中所示那些极点和零点的频率，可以有许多不同的方法来实现这个目标。本应用手册仅提出了一种简化的稳定性设计方法，以供参考。

1. $f_{Z-EA} < f_{cross}$ 、 $f_{P-ci} > f_{cross}$ 且 $f_{P2-EA} > f_{cross}$

在没有第二级滤波器的普通 PCM 降压转换器的稳定性设计中，建议使 f_{Z-EA} 小于带宽 f_{cross} ，并保持 f_{P-ci} 和 f_{P2-EA} 大于带宽，这可以使环路增益以 -20dB/dec 的斜率与 0dB 相交^[5-6]。此设计方法继承了这些设计限制。

2. 将第二级滤波器引入的所有零点和极点保持在带宽之外，包括：

- $f_{Zff} > f_{cross}$

如果零点 Z_{ff} 在带宽范围内，它可以进一步增加转换器带宽 f_{cross} 并改善动态响应。但这将使估算带宽变得更加困难，并导致更多的不确定性。为了简化稳定性设计，给定了 $f_{Zff} > f_{cross}$ 作为限制条件。通常，PCM 转换器的带宽设置为 $f_{cross} \leq f_{SW}/10$ 。

由于方程式 23 中 f_{Zff} 的表达式非常复杂，附录 A 中介绍了如何使用 Microsoft® Excel® 或 MATLAB® 来计算 f_{Zff} 的示例。

- $f_{P-2nd} > 2 \times f_{cross}$

建议保持 $f_{P-2nd} > 2 \times f_{cross}$ ，以避免共轭极点对相位裕度产生影响。结合方程式 22，可以得出第二级滤波器电容 C_2 的范围如下：

$$L_2 < \frac{\left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_0}\right)}{16\pi^2 f_{cross}^2} \quad (24)$$

使用方程式 25 可以计算出带有第二级滤波器时的带宽 f_{cross} 。

$$f_{cross} \approx \frac{V_{ref} G_m R_{comp}}{2\pi V_{out} R_i (C_0 + C_2)} \quad (25)$$

对于特定器件 TPS62933F，带宽 f_{cross} 为：

$$f_{cross} \approx \frac{6.35}{V_{out} (C_0 + C_2)} \quad (26)$$

 3. 通过 L_2 直流电阻的阻尼效应避免第二个增益交叉

如第 5 节所述，如果将 L_2 视为没有 DCR 的电感器设计，则共轭零点 Z_{2nd} 位于右半平面中并具有负阻尼。

没有阻尼也会对共轭极点 P_{2nd} 产生相同的影响。这些影响会导致谐振峰值，并且环路增益可能与 0dB 交叉两次，如图 6-1 中的 $\text{DCR}_{L_2}=0$ 情况所示。

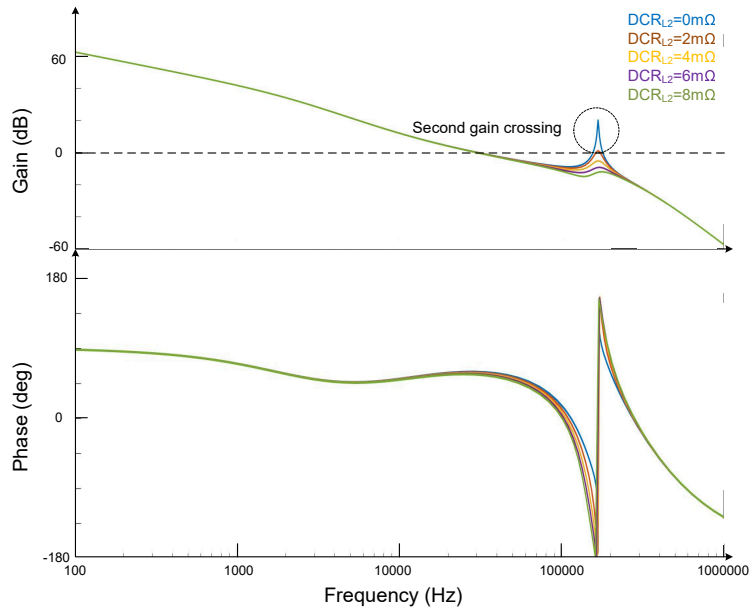


图 6-1. 更改 DCR_{L2} 时具有第二级滤波器的 PCM 转换器环路响应

第二个增益交叉有可能导致系统不稳定^[7]。如图 6-1 中的示例所示，增大 DCR_{L2} 可以有效地减小谐振峰值幅度并避免第二个增益交叉。增大共轭极点频率 f_{p-2nd} 是另一种避免第二个增益交叉的方法，如图 6-2 所示。

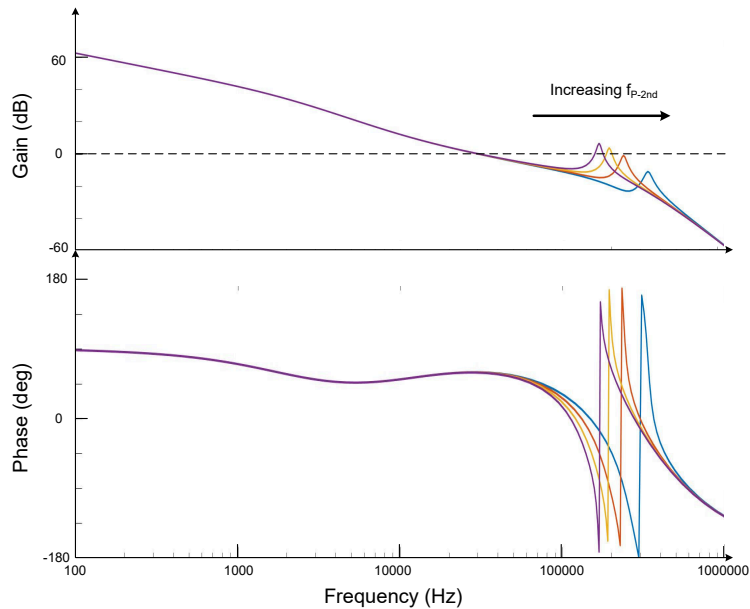


图 6-2. 更改 f_{p-2nd} 时具有第二级滤波器的 PCM 转换器环路响应

由于实际电感器或铁氧体磁珠的 DCR_{L2} 为几 $m\Omega$ 或更大，第二个增益交叉通常不会发生，因此本应用手册中不包含进一步的数学分析。但是，如果您已经按照下一节中的设计流程进行了设计，但仍存在不稳定性问题，则可以尝试上述两种方法。

7 采用 TPS62933F 的设计示例与实验验证

图 7-1 是具有第二级滤波器的 PCM 转换器的建议设计流程。考虑到性能下降，计算中使用的所有电感和电容均为有效值。

为了澄清，图 7-1 中用于 (C_o+C_2) 计算的 $f_{cross} \leq f_{sw}/10$ 是一种旨在简化设计流程的保守限制。可以根据实际情况将带宽设置得更高。

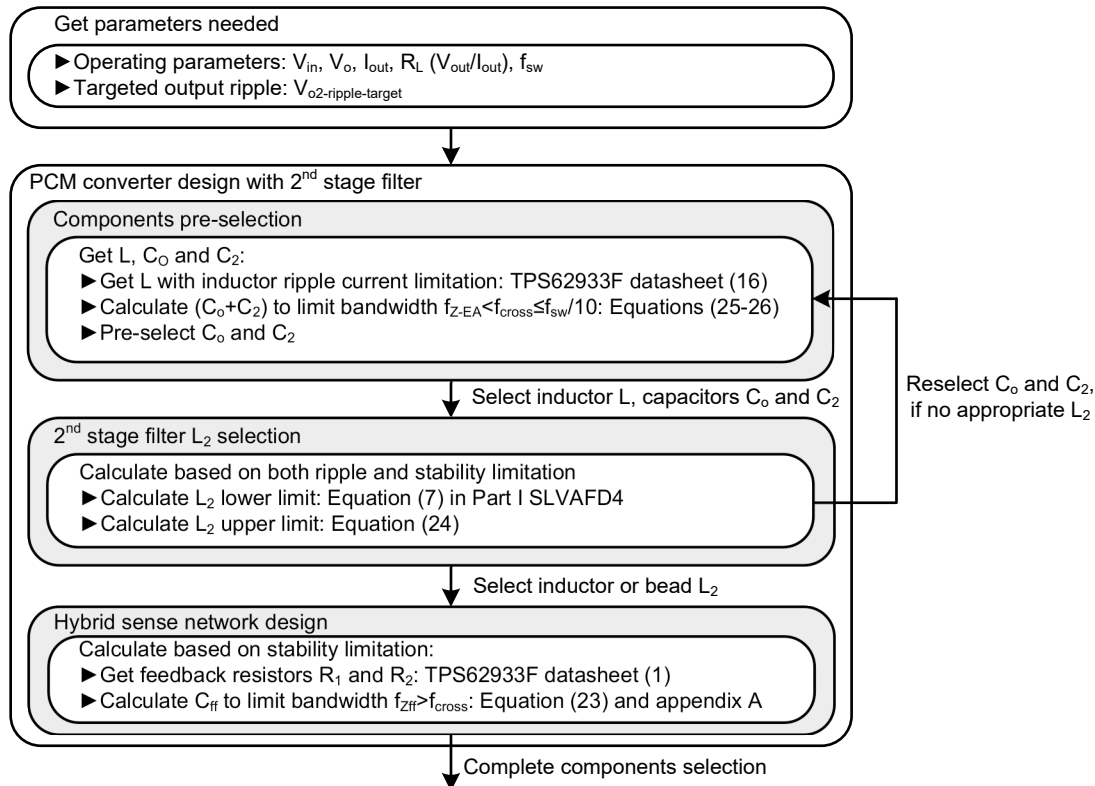


图 7-1. 具有第二级滤波器的 PCM 转换器设计流程图

本文给出了一个设计示例，其运行条件如下： $V_{in}=24V$ 、 $V_{out}=1.2V$ 、 $f_{sw}=500kHz$ 且 $I_{out}=3A$ 。目标输出纹波峰峰值幅度 $V_{o2-ripple-target}$ 小于 $1mV$ 。

根据 TPS62933F 数据表中的方程式 16，在 $K=0.345$ 的条件下选择 $L=2.2\mu H$ (K 是电感器电流的纹波比： $\Delta I_L/I_{OUT_MAX}$)。

借助适用于 TPS62933F 的方程式 26，通过设置 $f_{cross}=50kHz$ ，我们可以得到 (C_o+C_2) 的下限为 $105.8\mu F$ ，这相当于 $f_{sw}/10$ 。这一设定带宽也远远大于 TPS62933F 的 f_{z-EA} (为 $10.6kHz$) [5]。

预先选择 $C_o=69\mu F$ ($47\mu F+22\mu F$) 且 $C_2=47\mu F$ 。使用方程式 26 估算得出的 f_{cross} $45.6kHz$ 。

使用第 I 部分 SLVAFD4 中的公式 7 来计算 L_2 下限值： $L_2 \geq 8.2nH$ 。

使用本应用手册中的方程式 24 来计算 L_2 上限值： $L_2 < 109nH$ 。

在这里，我们选择两个铁氧体磁珠来验证这两个限值：BLE18PS080SN1，其在 $1MHz$ 时为 $15.3nH$ ，接近下限；以及 BLM18SN220TN1，其在 $1MHz$ 时为 $103.4nH$ ，接近上限。

对于反馈网络，首先根据 TPS62933F 数据表中的公式 (1) 选择 $R_1=5k\Omega$ 且 $R_2=10k\Omega$ 。通过使用附录 A 中的工具确保 $f_{zff} > f_{cross}$ ，我们可以得到当 $L_2=15.3nH$ 时，对应于 $f_{zff}=48.3kHz$ ， $C_{ff}=620pF$ ；当 $L_2=103.4nH$ 时，对应于 $f_{zff}=47.4kHz$ ， $C_{ff}=470pF$ 。

图 7-2 至图 7-4 展示了使用 BLE18PS080SN1 进行电源设计的实验测试结果。图 7-3 中的纹波幅度在 1mVpp 范围内，符合要求。图 7-4 是输出电流从 0.75A (3A 的 25%) 变为 2.25A (3A 的 75%) 且压摆率为 2.5A/us 时的负载瞬态波形，其中显示了良好的环路响应。

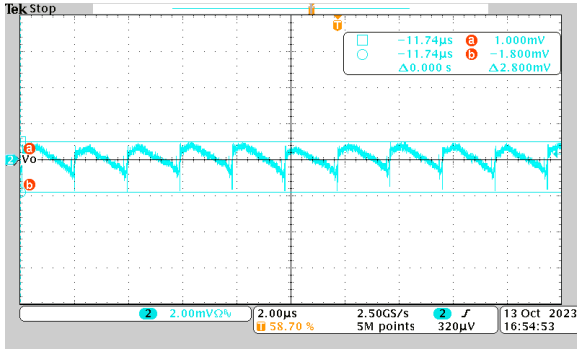


图 7-2. 使用 BLE18PS080SN1 时的第一级输出电压纹波 (1MHz 时 $L_2=15.3\text{nH}$)

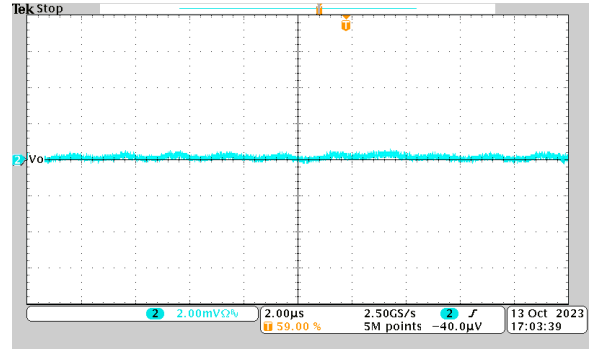


图 7-3. 使用 BLE18PS080SN1 时的第二级输出电压纹波 (1MHz 时 $L_2=15.3\text{nH}$)

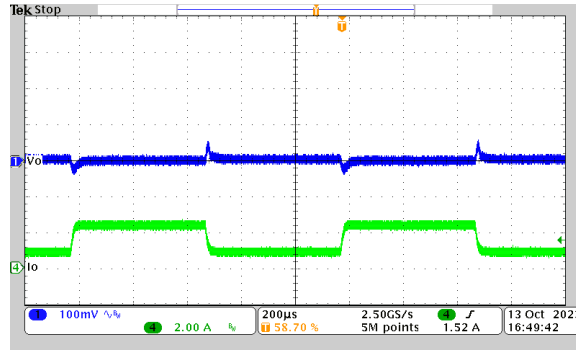


图 7-4. 使用 BLE18PS080SN1 时的负载瞬态性能 (0.75A/2.25A) (1MHz 时 $L_2=15.3\text{nH}$)

图 7-5 至图 7-7 展示了使用 BLM18SN220TN1 进行电源设计的实验测试结果。当 L_2 值较大时，纹波幅度会进一步降至 1mVpp 以内，如图 7-6 中所示。图 7-7 是输出电流从 0.75A (3A 的 25%) 变为 2.25A (3A 的 75%) 且压摆率为 2.5A/us 时的负载瞬态波形，其中显示了良好的环路响应。详细信息可在 TI 参考设计[具有第二级滤波器的 3.8V 至 30V 输入、3A、1.2V 低输出纹波电源参考设计](#)中找到。

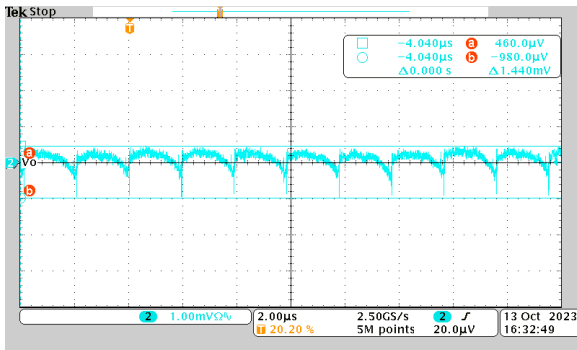


图 7-5. 使用 BLM18SN220TN1 时的第一级输出电压纹波 (1MHz 时 $L_2=103.4\text{nH}$)

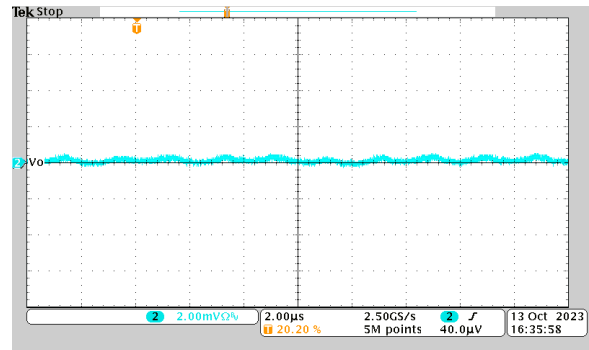


图 7-6. 使用 BLM18SN220TN1 时的第二级输出电压纹波 (1MHz 时 $L_2=103.4\text{nH}$)

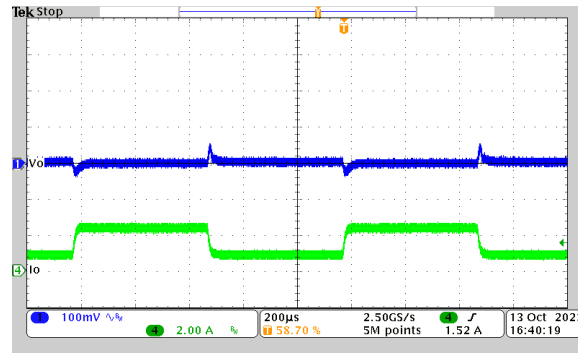


图 7-7. 使用 BLM18SN220TN1 时的负载瞬态性能 (0.75A/2.25A) (1MHz 时 $L_2=103.4\text{nH}$)

8 总结

本应用手册提出了一种第二级滤波器的元件选择方法，可确保转换器的稳定性。文中首先介绍了支持第二级滤波器的三种反馈网络设计，并强调了混合检测反馈的优势。在此基础上，本文首先分析了具有第二级滤波器的峰值电流模式转换器的环路响应。然后，通过小信号分析推导出了由第二级滤波器和混合检测引入的零点和极点的表达式，并进一步提出了稳定性设计方法和低纹波电源设计流程。最后，通过实验对建议的方法进行了验证。

9 参考资料

- 德州仪器 (TI), [低纹波电源的峰值电流模式转换器次级滤波器设计 - 第 I 部分：用于减少输出纹波的滤波器设计](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [通过 TPS62913 低纹波和低噪声降压转换器为 AFE7920 供电](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [TPS6293x 采用 SOT583 封装的 3.8V 至 30V、2A/3A 同步降压转换器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [具有第二级滤波器的 TPS62933F 低输出纹波电源参考设计](#)。
- 德州仪器 (TI), [峰值电流模式降压转换器设计中的环路响应注意事项](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [TPS62933 内部补偿峰值电流模式的稳定性分析与设计 - 第 I 部分：如何选择输出电容器](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [TPS62933 内部补偿峰值电流模式的稳定性分析与设计 - 第 II 部分：如何选择前馈电容器](#) 应用手册。
- <https://www.ridleyengineering.com/hardware/ap310-analyzer/ap300-application/loop-stability-requirements.html>

A 附录

使用 Excel 或 Matlab 计算 f_{zff} 的示例

如果使用 Excel，请首先按照以下格式输入参数。

	A	B	C	D	E
1	R_1	C_2	L_2	Cff	fzff
2	5.00E+03	4.70E-05	1.53E-08	6.2E-10	

图 A-1. 使用 Excel 计算 f_{zff} 步骤 1

将 A2-D2 值的变量名称更改为 A1-D1 的值。

	A	B	C	D	E
1	R_1	C_2	L_2	Cff	fzff
2	5.00E+03	4.70E-05	1.53E-08	6.2E-10	

图 A-2. 使用 Excel 计算 f_{zff} 步骤 2

在 E2 中输入公式。首先输入“=”，然后复制并粘贴以下内容：

$$\frac{-(5.67e15 * (\sqrt{3}) * \sqrt{C_2^3 * C_{ff}^4 * L_2^3 * R_1^4 * (4 * C_{ff}^2 * R_1^2 + 27 * C_2 * L_2)}) - 9 * C_2^2 * C_{ff}^2 * L_2^2 * R_1^2)^{2/3} - 1.3e16 * C_2 * C_{ff}^2 * L_2 * R_1^2}{(1.49e16 * C_2 * C_{ff} * L_2 * R_1 * (\sqrt{3}) * \sqrt{C_2^3 * C_{ff}^4 * L_2^3 * R_1^4 * (4 * C_{ff}^2 * R_1^2 + 27 * C_2 * L_2)}) - 9 * C_2^2 * C_{ff}^2 * L_2^2 * R_1^2)^{1/3}} / 2 / 3.14$$

然后计算 f_{zff} 。我们可以调整 C_{ff} 来使 $f_{zff} > f_{cross}$ 。

	A	B	C	D	E
1	R_1	C_2	L_2	Cff	fzff
2	5.00E+03	4.70E-05	1.53E-08	6.2E-10	48258.1

图 A-3. 使用 Excel 计算 f_{zff} 步骤 3

如果使用 Matlab，可以使用以下代码作为示例：

```

c1c
clear
R1=5e3;
C2=47e-6;
L2=15.3e-9;
Cff=620e-12;

fzff=-((5.67e15*(sqrt(3))*sqrt(C2^3*Cff^4*L2^3*R1^4*(4*Cff^2*R1^2+27*C2*L2))-9*C2^2*Cff^2*L2^2*R1^2)^(2/3)-1.3e16*C2*Cff^2*L2*R1^2)/
(1.49e16*C2*Cff*L2*R1*(sqrt(3))*sqrt(C2^3*Cff^4*L2^3*R1^4*(4*Cff^2*R1^2+27*C2*L2))-9*C2^2*Cff^2*L2^2*R1^2)^(1/3))/2/3.14

```

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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司