

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



Andrew Xiong, Zhao Ma, Qi Yang, Chris Peng

摘要

峰值电流模式 (PCM) 控制具有动态性能好且易于补偿的优势，因而广泛用于降压控制器和转换器。TPS62933 是一款峰值电流模式降压转换器，输入电压为 3.8-30V，最大输出电流为 3A。为简化 BOM 并减少应用设计工作量，该器件集成了内部补偿功能。对于常见应用，推荐表中的电感和电容范围可用于指导元件选择。本应用手册探讨针对较大或较小输出电容值的特殊应用设计所采用的稳定性分析与设计方法。

本应用手册所提方法仅供参考。由于推导过程的简化和实际存在的非理想因素，计算结果与基准测试之间存在差异。此外，本应用手册不包含采用带前馈电容器的转换器的应用设计方法。

内容

1 引言.....	2
2 峰值电流模式转换器的环路响应.....	2
3 内部补偿 PCM 降压转换器的输出电容上限值.....	4
4 内部补偿 PCM 降压转换器的输出电容下限值.....	7
5 TPS62933 的设计示例与实验验证.....	8
6 总结.....	9
7 参考文献.....	9
A 计算并验证输出电容上限值.....	10

插图清单

图 2-1. PCM 降压转换器的简化原理图.....	2
图 2-2. PCM 降压转换器开环响应波特图.....	2
图 3-1. 增加零点 f_{z_EA} 的 TPS62933 转换器环路增益：(a) 超出带宽范围；(b) 在带宽范围内.....	4
图 3-2. PCM 降压转换器开环响应波特图.....	5
图 5-1. TPS62933 应用设计流程图.....	8
图 5-2. 输出电容下限值验证波特图.....	9

表格清单

表 A-1. 验证电感限值和电容上限值.....	10
--------------------------	----

商标

Microsoft® and Excel® are registered trademarks of Microsoft Corporation.

MATLAB® is a registered trademark of The MathWorks, Inc..

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

峰值电流模式控制具有动态性能好且易于补偿的优势，因而广泛用于降压控制器和转换器。大多数峰值电流模式转换器都有一个 COMP 引脚，客户可通过调整外部电阻器和电容器来实现 2 类或 3 类外部补偿。近年来，为缩小解决方案尺寸并简化应用设计，内部补偿日益受到关注。TPS62933 是一款内部补偿峰值电流模式降压转换器，支持的输入电压为 3.8-30V，最大输出电流为 3A。该器件特性出色，比如低 I_Q 和宽输出电压范围。与传统 PCM 器件相比，该器件无需外部电阻器或电容器补偿设置，但其稳定性限制条件能够限制电感和输出电容的范围。

对于常见应用，可根据推荐表选择元件，快速实现应用设计。对于需要选择较大或较小输出电容值的特殊应用设计，本应用报告提出了一种稳定性设计方法。采用前馈电容器的应用不在分析之列。

2 峰值电流模式转换器的环路响应

图 2-1 所示为 PCM 降压转换器的原理图。2 类补偿用于确保转换器的稳定性。

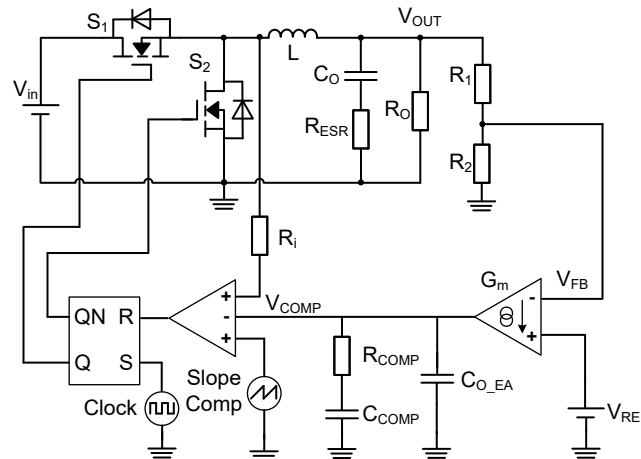


图 2-1. PCM 降压转换器的简化原理图

应用报告 (2) 介绍了 PCM 降压转换器的环路响应模型。图 2-2 所示为波特图。

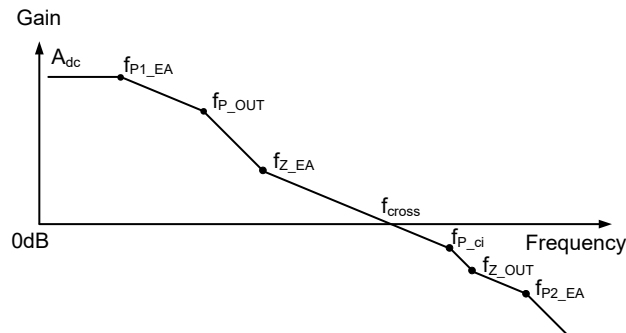


图 2-2. PCM 降压转换器开环响应波特图

PCM 转换器环路响应中，直流增益受输出电流影响。

- f_{P1_EA} 、 f_{P2_EA} 和 f_{Z_EA} 是 2 类补偿所产生极点和零点的频率
- f_{P1_EA} 是初始低频极点，旨在增大直流增益，从而提高输出电压精度
- f_{Z_EA} 为零点，旨在扩大带宽范围并提高相位裕度
- f_{P2_EA} 是高频极点，旨在提高增益裕度并衰减高频噪声

在 TPS62933 中，直流增益、 f_{P1_EA} 、 f_{P2_EA} 和 f_{Z_EA} 均由器件内部补偿电路决定，如 [方程式 1](#) 和 [方程式 2](#) 所示。

$$A_{DC} = \frac{352000}{I_{OUT}} \quad (1)$$

其中

- I_{OUT} 是转换器输出电流

$$\begin{cases} f_{P1_EA} = 1.2\text{Hz} \\ f_{P2_EA} = 275\text{kHz} \\ f_{Z_EA} = 10.6\text{kHz} \end{cases} \quad (2)$$

- f_{Z_OUT} 和 f_{P_OUT} 是由输出电容器和负载引入的零点和极点

对于全部采用 MLCC 或小型 ESR 输出电容器的应用， f_{Z_OUT} 处于高频范围，对转换器稳定性的影响有限。

$$f_{Z_OUT} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_O} \quad (3)$$

$$f_{P_OUT} = \frac{1}{2\pi (R_{ESR} + R_O) C_O} \quad (4)$$

其中

- C_O 是输出电容值
- R_{ESR} 是输出电容器的 ESR
- R_O 是输出电阻值，等于 V_{OUT}/I_{OUT}

f_{P_ci} 是由内部电流环路引入的极点，与器件斜坡补偿相关。对于 TPS62933，其表达式如 [方程式 5](#) 所示。

$$f_{P_ci} = \frac{V_{IN} f_{sw}}{\pi (4356000L + V_{IN} - 2V_O)} \quad (5)$$

3 内部补偿 PCM 降压转换器的输出电容上限值

1. 增益交叉频率处斜率为 -20dB/dec 时的限值

为确保系统环路的稳定性，交叉频率附近斜率为 -20dB/dec 是理想的环路增益条件，因为这通常能够产生足够的相位裕度⁽³⁾。

如图 2-2 所示，在初始极点频率 f_{P1_EA} 处，PCM 转换器的环路增益斜率从 0 变为 -20dB/dec 。在极点 f_{P_OUT} 处，环路增益斜率变为 -40dB/dec 。由零点 f_{Z_EA} 补偿之后，增益斜率变为 -20dB/dec ，增益曲线以该斜率与 0dB 相交，从而使转换器具有足够相位裕度。

如图 3-1 (a) 所示，转换器交叉频率 f_c 随着极点频率 f_{P_OUT} 的降低而降低。如果 $f_c < f_{Z_EA}$ ，则零点 f_{Z_EA} 超出交叉频率范围，环路增益以斜率 -40dB/dec 与 0dB 相交。如果出现这些情况，可能会导致相位裕度不足。

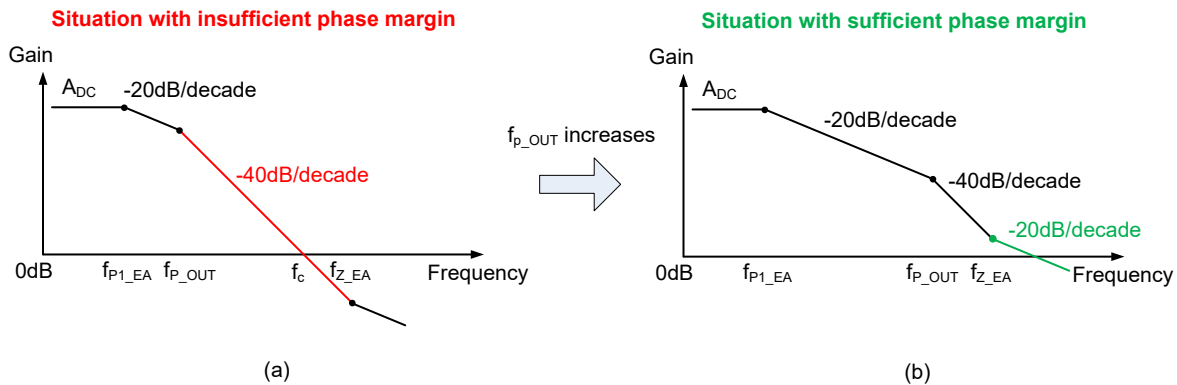


图 3-1. 增加零点 f_{Z_EA} 的 TPS62933 转换器环路增益：(a) 超出带宽范围；(b) 在带宽范围内

如方程式 4 所示，极点 f_{P_OUT} 与输出电容 C_O 成反比。减小 C_O ，可使 f_{P_OUT} 和 f_c 都增大。如图 3-1 (b) 所示，增大极点频率 f_{P_OUT} 之后， f_{Z_EA} 可能会小于交叉频率 f_c ，且环路增益以斜率 -20dB/dec 与 0dB 相交。这些条件通常可确保转换器具有足够相位裕度。

根据以上分析，使用方程式 6 计算增益交叉频率处斜率为 -20dB/dec 时的限值：

$$f_c > f_{Z_EA} \quad (6)$$

如方程式 2 所示，对于 TPS62933， f_{Z_EA} 为固定值 10.6kHz 。为获得输出电容 C_O 与 f_c 之间的关系，首先根据方程式 7 和方程式 8 计算增益与频率之间的关系。

$$\frac{20\lg(A_{DC}) - 20\lg(A_{P_OUT})}{\lg(f_{P1_EA}) - \lg(f_{P_OUT})} = -20\text{dB/decade} \quad (7)$$

$$\frac{20\lg(A_{P_OUT}) - 0}{\lg(f_{P_OUT}) - \lg(f_c)} = -40\text{dB/decade} \quad (8)$$

其中

- A_{P_OUT} 是频率 f_{P_OUT} 处的环路增益

方程式 7 和 方程式 8 可简化为：

$$A_{P_OUT} = \frac{A_{DC} f_{P1_EA}}{f_{P_OUT}} \quad (9)$$

$$f_c = f_{P_OUT} \sqrt{A_{P_OUT}} = \sqrt{f_{P_OUT} A_{DC} f_{P1_EA}} \quad (10)$$

根据 方程式 4、方程式 6 和 方程式 10，使用 方程式 11 计算输出电容上限值。

$$C_O < \frac{A_{DC} f_{P1_EA}}{2\pi(R_{ESR} + R_O) f_{Z_EA}^2} \quad (11)$$

代入 方程式 1 和 方程式 2 中的参数，TPS62933 的上限值为：

$$C_O < \frac{5.98 \times 10^{-4}}{I_{OUT} R_{ESR} + V_{OUT}} \quad (12)$$

2. 45° 相位裕度的限值

通常情况下，对于降压转换器，增益交叉频率处斜率为 -20dB/dec 时，可实现 45° 相位裕度。但是，对于峰值电流模式控制降压稳压器，如果所用电感增大，内部电流环路极点的频率 f_{P_ci} 就会降低，并增大增益交叉频率处的相位降幅。即使以斜率 -20dB/dec 相交，这些条件也可能导致相位裕度低于 45° 。因此，本节还推导了 45° 相位裕度的电容上限值。

图 3-2 是 PCM 降压转换器的波特图，相交斜率为 -20dB/dec 。 f_{Z_OUT} 和 f_{P2_EA} 处通常为极高频率，因此可首先忽略其在增益交叉频率处对相位裕度的影响。极点 f_{P1_EA} 为超低频率，在增益交叉频率处产生约 -90° 相位降幅。

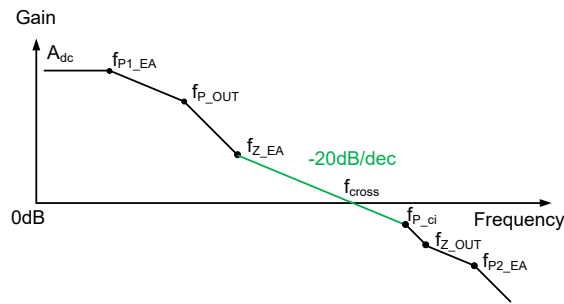


图 3-2. PCM 降压转换器开环响应波特图

接下来，根据 方程式 13 计算相位裕度。方程式 14 构成使相位裕度大于 45° 的限制条件。

$$PM = 180 + \text{Phase}_{P1_EA}(f_{cross}) + \text{Phase}_{P_OUT}(f_{cross}) + \text{Phase}_{Z_EA}(f_{cross}) + \text{Phase}_{P_ci}(f_{cross}) \quad (13)$$

$$PM = 90 + \tan^{-1}\left(\frac{f_{cross}}{f_{P_OUT}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{f_{cross}}{f_{Z_EA}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{f_{cross}}{f_{P_ci}}\right) > 45 \quad (14)$$

根据 图 3-2，使用 方程式 15、方程式 16 和 方程式 17 计算增益交叉频率 f_{cross} 。

$$\frac{20\lg(A_{\text{DC}})-20\lg(A_{\text{P_OUT}})}{\lg(f_{\text{P1_EA}})-\lg(f_{\text{P_OUT}})} = -20\text{dB/decade} \quad (15)$$

$$\frac{20\lg(A_{\text{P_OUT}})-20\lg(A_{\text{Z_EA}})}{\lg(f_{\text{P_OUT}})-\lg(f_{\text{Z_EA}})} = -40\text{dB/decade} \quad (16)$$

$$\frac{20\lg(A_{\text{Z_EA}})-0}{\lg(f_{\text{Z_EA}})-\lg(f_{\text{cross}})} = -20\text{dB/decade} \quad (17)$$

根据 方程式 18 导出 f_{cross} ：

$$f_{\text{cross}} = \frac{A_{\text{DC}}f_{\text{P1_EA}}f_{\text{P_OUT}}}{f_{\text{Z_EA}}} \quad (18)$$

将 方程式 1、方程式 2 和 方程式 4 代入 方程式 18， f_{cross} 表示为：

$$f_{\text{cross}} = \frac{6.35}{(I_{\text{OUT}}R_{\text{ESR}}+V_{\text{OUT}})C_{\text{O}}} \quad (19)$$

将 方程式 2、方程式 4、方程式 5 和 方程式 19 代入 方程式 14，并忽略 ESR 影响，使用如下示例公式计算相位裕度限制条件的输出电容上限值：

$$\frac{(50*(111936*I_{\text{OUT}} - 4460544))/(441013* I_{\text{OUT}} *V_{\text{OUT}}*(422400/ I_{\text{OUT}} + (8954880000/ I_{\text{OUT}} + 178421760000/ I_{\text{OUT}}^2 + (2500* V_{\text{IN}}^2* f_{\text{sw}}^2)/(24649*(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})^2) - (3180000* V_{\text{IN}} *f_{\text{sw}})/(157*(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})) + (84480000* V_{\text{IN}} * f_{\text{sw}})/(157* I_{\text{OUT}} *(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})) - (267632640000* V_{\text{IN}} * f_{\text{sw}})/(8321* I_{\text{OUT}}^2*(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})) + (10560000* V_{\text{IN}}^2* f_{\text{sw}}^2)/(1306397* I_{\text{OUT}} *(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})^2) + (11151360000* V_{\text{IN}}^2* f_{\text{sw}}^2)/(69239041* I_{\text{OUT}}^2*(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})^2) + 112360000)^{(1/2)} - (50* V_{\text{IN}} * f_{\text{sw}})/(157*(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})) - (105600* V_{\text{IN}} * f_{\text{sw}})/(8321* I_{\text{OUT}} *(4356000*L + V_{\text{IN}} - 2* V_{\text{OUT}})) + 10600))$$

由于具有相位裕度限制条件的输出电容上限值表达式非常复杂，有关如何使用 Microsoft® Excel® 或 MATLAB® 进行计算的示例，请参阅 附录 A。

4 内部补偿 PCM 降压转换器的输出电容下限值

所选电容 C_O 不能太小。如果输出电容值太小，就可能降低负载瞬态性能，同时导致环路不稳定。就峰值电流模式转换器而言，通常情况下，能够确保环路稳定性的下限值远小于负载瞬态性能限制条件的下限值。因此，本节介绍通过负载瞬态限制条件推导下限值的唯一方法。

如要计算负载瞬态中指定 V_{OUT} 过冲和下冲的输出电容下限值，请参阅 [TPS62933 SOT583 封装 3.8-30V 3A 同步降压转换器](#) 数据表⁽¹⁾的 [选择输出电容器](#) 部分。

$$C_O > \frac{\Delta I_{OUT}}{f_{SW} \Delta V_{OUT} K} \left[(1-D)(1+K) + \frac{K^2}{12}(2-D) \right] \quad (20)$$

其中

- $D = V_{OUT}/V_{IN}$ ，稳定状态的占空比
- ΔV_{OUT} 是负载瞬态的目标输出电压变化量
- ΔI_{OUT} 是负载瞬态的输出电流变化量
- K 是电感器电流的纹波比 ($\Delta I_L/I_{OUT_MAX}$)

如果根据 [方程式 20](#) 计算出的 C_O 下限值大于根据 [方程式 12](#) 计算出的上限值，则在限制条件下无可选输出电容。在这种情况下，必须采用前馈电容器来增加相位裕度，相关介绍见 [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。

5 TPS62933 的设计示例与实验验证

图 5-1 总结了应用设计方法。

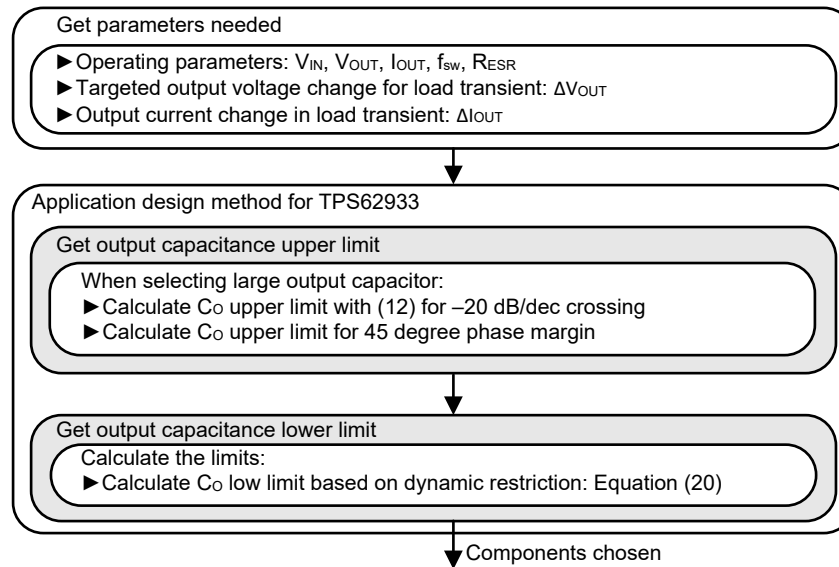


图 5-1. TPS62933 应用设计流程图

以典型应用为例： $V_{in} = 24V$ ， $V_{out} = 5V$ ， $I_{out} = 3A$ ， $f_{sw} = 1200kHz$ 。

根据数据表中介绍的电感器选择方法，为应用选择 $3.3\mu H$ 电感。

实验验证了输出电容的上限值。根据 [方程式 12](#) 计算出相交斜率为 $-20dB/dec$ 的 C_O 上限值为 $119.6\mu F$ ，还得出 45° 相位裕度限制条件下的 C_O 上限值为 $131\mu F$ 。

请注意，该计算中的 C_O 为有效值。

该示例在 EVM 上验证。选择 C3216X5R1V226M160AC ($22\mu F$) 和 CGA5L1X7R1H106K160AC ($10\mu F$) 作为 C_O 。偏置电压为 $5V$ 时，C3216X5R1V226M160AC 有效值约为 $13.2\mu F$ ，CGA5L1X7R1H106K160AC 有效值约为 $9.4\mu F$ 。

选择 $C_O = 8 \times 22 \mu F$ 来验证输出电容上限值。有效电容约为 $105.6 \mu F$ ，略低于上限值 $119.6 \mu F$ 。图 5-2 所示相位裕度为 45.827° 。

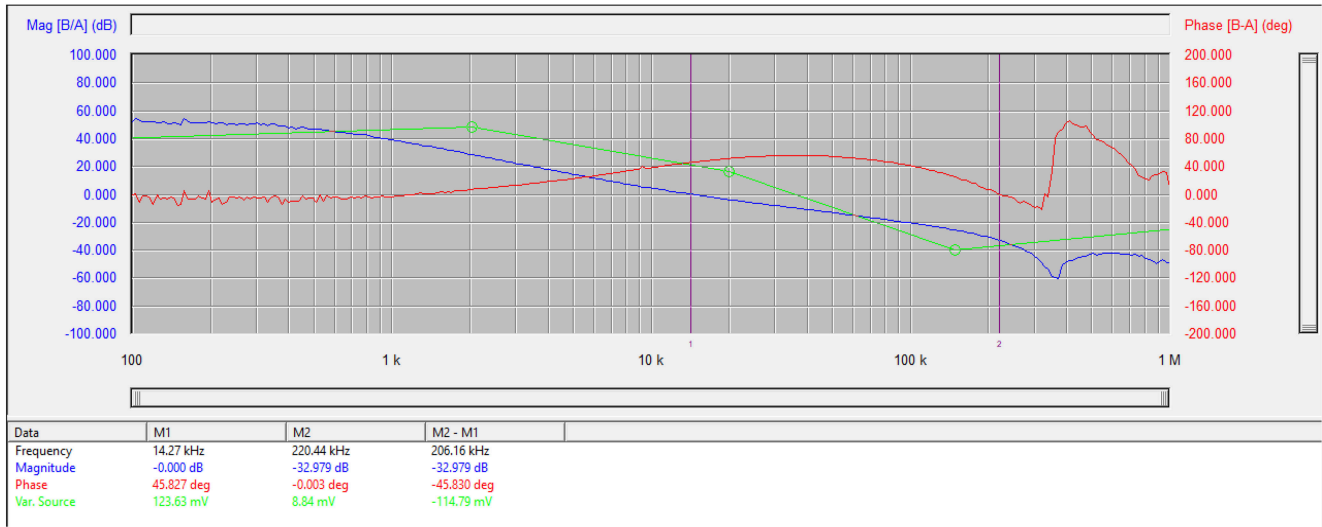


图 5-2. 输出电容下限值验证波特图

图 5-2 所示测试结果证明所提方法非常有效。详细验证结果见 附录 A。

6 总结

本应用手册介绍一种为 TPS62933 内部补偿峰值电流模式转换器选择输出电容器的方法。输出电容限值的推导受限于环路稳定性和负载瞬态性能。最后，所提方法在 EVM 上得到了验证。

7 参考文献

- 德州仪器 (TI), [TPS62933 SOT583 封装 3.8-30V 3A 同步降压转换器](#) 数据表
- 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](#) 应用报告
- Franklin, G. F.、Powell, J. D. 和 Emami-Naeini, A. F. (2019 年)。 *动态系统反馈控制* (第八版) .Pearson。

A 计算并验证输出电容上限值

本附录包含本文所提方法的 [验证结果表](#)，以及使用 [Excel](#) 或 [MATLAB](#) 计算输出电容上限值的示例。

表 A-1. 验证电感限值和电容上限值

V _{IN} (V)	V _{OUT} (V)	f _{sw} (kHz)	L _{choose} (μH)	C _O 上限值 (μF), 无 C _{ff}	C _{choose} (μF)	PM _{bench}
24	5	500	6.8	106	7 × 22 μF (C _{effective} : 92.4 μF)	45.034
24	5	1200	3.3	119.6	8 × 22 μF (C _{effective} : 105.6 μF)	45.827
24	12	500	12	40.7	7 × 22 μF (C _{effective} : 34.475 μF)	46.153

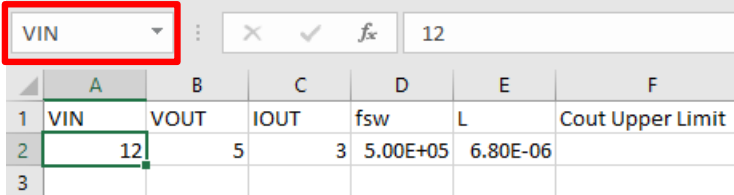
备注

对于 V_{OUT} = 12V 的应用，如果 C_O 大于上限值，则添加前馈电容器 C_{ff} 来提高相位裕度。如需了解 C_{ff} 选择，请参阅 [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。

如果使用 Microsoft Excel 计算输出电容上限值，则首先根据如下格式输入参数：

	A	B	C	D	E	F
1	VIN	VOUT	IOUT	fsw	L	Cout Upper Limit
2	12	5	3	5.00E+05	6.80E-06	
3						

- 将值 A2-E2 的变量名称更改为名称 A1-E1。



	A	B	C	D	E	F
1	VIN	VOUT	IOUT	fsw	L	Cout Upper Limit
2	12	5	3	5.00E+05	6.80E-06	
3						

- 在 F2 中输入如下公式。首先输入 "=", 然后复制粘贴 45° 相位裕度的输出电容上限值表达式：

$$\begin{aligned} & (50 * (111936 * IOUT - 4460544)) / (441013 * IOUT * VOUT * (422400 / IOUT + (8954880000 / IOUT + \\ & 178421760000 / IOUT ^ 2 + (2500 * VIN ^ 2 * fsw ^ 2) / (24649 * (4356000 * L + VIN - 2 * VOUT) ^ 2) - (3180000 * \\ & VIN * fsw) / (157 * (4356000 * L + VIN - 2 * VOUT)) + (84480000 * VIN * fsw) / (157 * IOUT * (4356000 * L + VIN \\ & - 2 * VOUT)) - (267632640000 * VIN * fsw) / (8321 * IOUT ^ 2 * (4356000 * L + VIN - 2 * VOUT)) + (10560000 * \\ & VIN ^ 2 * fsw ^ 2) / (1306397 * IOUT * (4356000 * L + VIN - 2 * VOUT) ^ 2) + (11151360000 * VIN ^ 2 * fsw ^ 2) / \\ & (69239041 * IOUT ^ 2 * (4356000 * L + VIN - 2 * VOUT) ^ 2) + 112360000 ^ (1/2) - (50 * VIN * fsw) / \\ & (157 * (4356000 * L + VIN - 2 * VOUT)) - (105600 * VIN * fsw) / (8321 * IOUT * (4356000 * L + VIN - 2 * \\ & VOUT)) + 10600) \end{aligned}$$

	A	B	C	D	E	F
1	VIN	VOUT	IOUT	fsw	L	Cout Upper Limit
2	12	5	3	5.00E+05	6.80E-06	8.53334E-05
3						

- 现在，可以用 Excel 计算 45° 相位裕度的输出电容上限值。

如果使用 MATLAB，请执行以下代码（作为示例）：

```
VIN=12;
VOUT=5;
IOUT=3;
fsw=500e3;
L=6.8e-6;
Cout_upper=(50*(111936*IOUT - 4460544))/(441013* IOUT *VOUT*(422400/ IOUT + (8954880000/ IOUT +
178421760000/ IOUT ^2 + (2500* VIN ^2* fsw ^2)/(24649*(4356000*L + VIN - 2* VOUT)^2) - (3180000*
VIN *fsw)/(157*(4356000*L + VIN - 2* VOUT)) + (84480000* VIN * fsw)/(157* IOUT *(4356000*L + VIN -
2* VOUT)) - (267632640000* VIN * fsw)/(8321* IOUT ^2*(4356000*L + VIN - 2* VOUT)) + (10560000* VIN
^2* fsw ^2)/(1306397* IOUT *(4356000*L + VIN - 2* VOUT)^2) + (11151360000* VIN ^2* fsw ^2)/
(69239041* IOUT ^2*(4356000*L + VIN - 2* VOUT)^2) + 112360000)^(1/2) - (50* VIN * fsw)/
(157*(4356000*L + VIN - 2* VOUT)) - (105600* VIN * fsw)/(8321* IOUT *(4356000*L + VIN - 2* VOUT)) +
10600))
```

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