

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



Andrew Xiong, Zhao Ma, Qi Yang, Chris Peng

摘要

《TPS62933 内部补偿峰值电流模式的稳定性分析与设计》系列由两部分组成，本应用手册为第二部分。《第 I 部分：如何选择输出电容器》提出了输出电容器的选择方法，旨在确保 TPS62933 内部补偿峰值电流模式降压转换器的稳定性。在此基础上，本应用手册进一步介绍了前馈电容器 (C_{ff}) 的选择方法。首先，介绍了为高输出电压应用添加 C_{ff} 的必要性。接着，分析了 C_{ff} 对转换器相位裕度改善的影响。然后，结合 TPS62933 的环路特性，提出采用 C_{ff} 增强稳定性的方法。与传统 C_{ff} 选择方法相比，该方法无需不带 C_{ff} 的波特图即可进行设计，因此更适合整体系统设计。最后，通过应用设计示例验证所提方法的有效性。

内容

1 引言	2
2 高输出电压内部补偿 PCM 降压转换器的 C_{ff}	2
3 C_{ff} 对环路的影响	4
4 C_{ff} 的选择方法	5
5 TPS62933 的实验验证	7
6 总结	8
7 参考文献	8
A 所提方法的验证结果	9

插图清单

图 2-1. PCM 降压转换器开环响应波特图	2
图 2-2. 负载电阻 R_O 为固定值时的 TPS62933 环路增益：(a) 低 V_O ，相交斜率为 -20dB/dec ；(b) 高 V_O ，相交斜率为 -40dB/dec	3
图 2-3. 输出电流 I_{out} 恒定时的 TPS62933 环路增益：(a) 低 V_O ，相交斜率为 -20dB/dec ；(b) 高 V_O ，相交斜率为 -40dB/dec	3
图 3-1. 带前馈电容器的反馈分压器原理图	4
图 3-2. 带 C_{ff} 反馈分压器传递函数的波特图	4
图 4-1. 在带宽范围内仅添加 C_{ff} 零点的 C_{ff} 正确使用方法	5
图 4-2. 在带宽范围内添加 C_{ff} 零点和极点的 C_{ff} 正确使用方法	5
图 4-3. 在带宽范围内添加 C_{ff} 零点和极点的 C_{ff} 错误使用方法	5
图 5-1. 带所选前馈电容器的波特图	8

表格清单

表 A-1. 验证结果	9
-------------	---

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

峰值电流模式 (PCM) 控制具有动态性能好、易于补偿等优势，因此广泛用于降压转换器。通过内部补偿 PCM 控制，TPS62933 器件进一步精简客户应用的 BOM，有助于减小方案尺寸并降低设计复杂性。对于常见应用，可根据推荐表选择组件，快速实现设计应用⁽¹⁾。对于采用较大输出电容器的应用，其输出电容器的选择方法详见《TPS62933 内部补偿峰值电流模式的稳定性分析与设计一 第 I 部分：如何选择输出电容器》。

然而，根据《第 I 部分：如何选择输出电容器》中的推导结果，稳定性限制条件下的最大输出电容与输出电压成反比，因此很难为高输出电压应用选择大电容。这导致了电压纹波、电压噪声和稳定设计之间相互矛盾。本文首先基于理论分析解释了矛盾的根源。然后介绍了前馈电容器 (C_{ff}) 对环路的影响。通过在环路中引入一对零点和极点，可以增大相位裕度，进而提高稳定性，扩大高输出电压应用的输出电容选择范围。

2 高输出电压内部补偿 PCM 降压转换器的 C_{ff}

《峰值电流模式降压转换器设计中的环路响应考量》介绍了 PCM 降压转换器的环路响应模型，如 图 2-1 所示。PCM 转换器的初始环路增益斜率为 0，在初始极点频率 f_{P1_EA} 处，斜率由 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 ，增益曲线以斜率 -20dB/dec 与 0dB 相交，该斜率通常可使转换器具有足够相位裕度。

TPS62933 具有内部补偿， f_{P1_EA} 、 f_{Z_EA} 和 f_{P2_EA} 是由内部补偿所产生极点和零点的频率，其固定值如 方程式 1 所示：

$$\begin{cases} f_{P1_EA}=1.2\text{Hz} \\ f_{P2_EA}=275\text{kHz} \\ f_{Z_EA}=10.6\text{kHz} \end{cases} \quad (1)$$

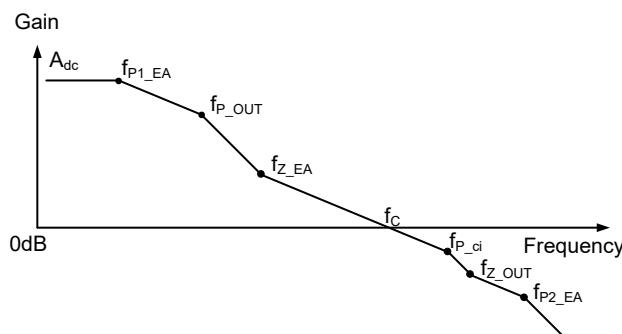


图 2-1. PCM 降压转换器开环响应波特图

直流增益 A_{dc} 与输出电流相关。TPS62933 的 A_{dc} 可表示为：

$$A_{dc} = \frac{352000}{I_{out}} \quad (2)$$

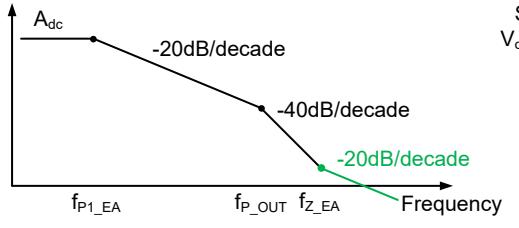
f_{P_OUT} 是输出电容和负载所形成极点的频率，可表示为：

$$f_{P_OUT} = \frac{1}{2\pi(R_{ESR}+R_0)C_0} \quad (3)$$

A_{dc} 和 f_{P_OUT} 的表达式分别包含输出电流 I_{out} 和负载电阻 R_O 。

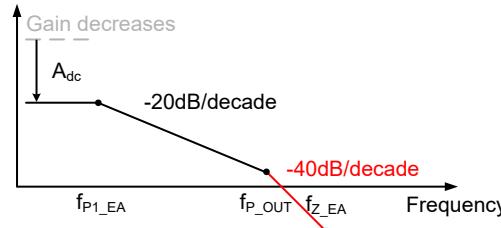
对于负载电阻 R_O 为固定值的应用，当输出电压增大时，输出电流随之增大，而直流增益 A_{dc} 则减小。如 图 2-2 所示，带宽会因此而减小。如果零点 f_{Z_EA} 超出带宽范围，增益交叉频率处的增益斜率就会变为 -40dB/decade ，并可能导致相位裕度不足。

Situation with sufficient phase margin



(a)

Situation with insufficient phase margin

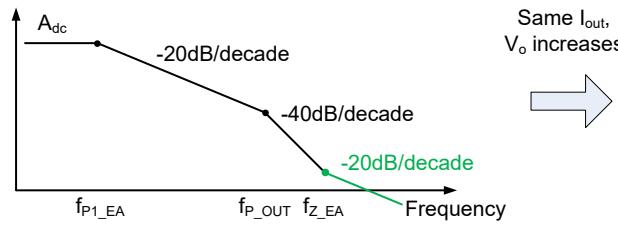


(b)

图 2-2. 负载电阻 R_o 为固定值时的 TPS62933 环路增益 : (a) 低 V_o , 相交斜率为 -20dB/dec ; (b) 高 V_o , 相交斜率为 -40dB/dec

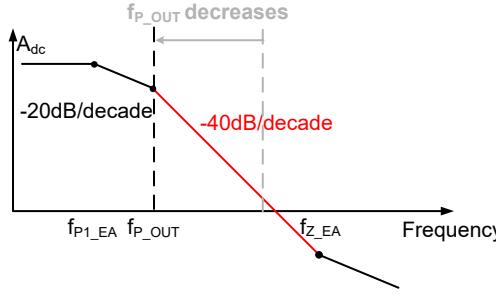
对于输出电流 I_{out} 为固定值的转换器，等效输出电阻 R_o 随输出电压的增大而增大，从而减小 方程式 3 中的频率 f_{P_OUT} 。如 图 2-3 所示，这会造成带宽减小，还可能导致所补偿零点 f_{Z_EA} 超出带宽范围。增益交叉频率处的增益斜率也会变为 -40dB/decade ，可能导致相位裕度不足。

Situation with sufficient phase margin



(a)

Situation with insufficient phase margin



(b)

图 2-3. 输出电流 I_{out} 恒定时的 TPS62933 环路增益 : (a) 低 V_o , 相交斜率为 -20dB/dec ; (b) 高 V_o , 相交斜率为 -40dB/dec

最重要的是，增加输出电压容易导致内部峰值电流模式转换器不稳定，因此很难设计高输出电压应用。

由于极点频率 f_{P_OUT} 与输出电容 C_o 成反比，因此，减小 C_o 有助于增大频率 f_{P_OUT} ，使得零点 f_{Z_EA} 再次处于带宽范围内，产生足够相位裕度。与 第 I 部分 中通过 方程式 4 得出的输出电容范围一样，可通过增大输出电压 V_o 来减小最大输出电容，从而保持稳定性。但是，减小输出电容有很多副作用，比如降低瞬态性能、增大纹波、增加噪声。

$$C_o < \frac{5.98 \times 10^{-4}}{I_{out} R_{ESR} + V_o} \quad (4)$$

该分析证明，在高电压应用中，内部补偿 PCM 降压转换器的性能与稳定性之间存在矛盾。在这种情况下，添加前馈电容器 (C_{ff}) 有助于解决问题。

3 C_{ff} 对环路的影响

《采用前馈电容器优化内部补偿直流/直流转换器的瞬态响应》应用报告详细介绍了添加前馈电容器对反馈分压器的影响。图 3-1 展示了带 C_{ff} 的反馈分压器。

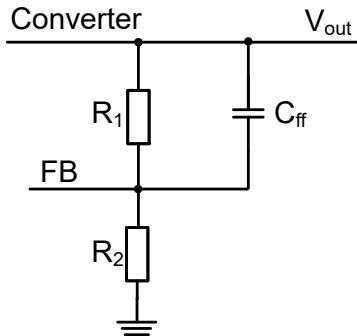


图 3-1. 带前馈电容器的反馈分压器原理图

C_{ff} 在转换器环路中引入了一对零点和极点。零点和极点的频率分别为：

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_1 C_{ff}} \quad (5)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_{ff}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (6)$$

图 3-2 展示了 C_{ff} 所引入零点和极点的影响。

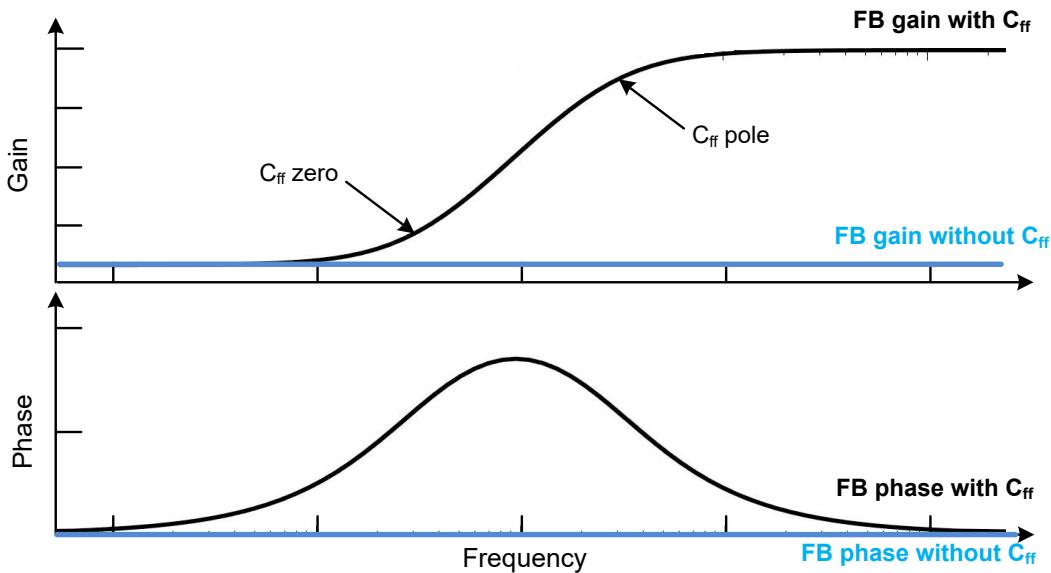


图 3-2. 带 C_{ff} 反馈分压器传递函数的波特图

C_{ff} 对环路增益和相位都有影响。环路增益增大，可扩大带宽范围，从而优化瞬态响应性能，另外，相位也会增加，进而增大相位裕度，提高系统稳定性。

《采用前馈电容器优化内部补偿直流/直流转换器的瞬态响应》等应用手册已提出一些采用 C_{ff} 增加相位裕度的方法。但是，这些方法往往需要不带 C_{ff} 的波特图结果才能获取 C_{ff} 推荐值。 C_{ff} 的选择方法更适合解决方案验证过程，而不是应用设计过程。

本应用报告提出了一种选择 C_{ff} 的新方法。该方法无需不带 C_{ff} 的波特图结果即可获得 C_{ff} 推荐值，更适合 TPS62933 应用设计。

4 C_{ff} 的选择方法

该方法的实现途径是让环路增益以斜率 -20dB/dec 与 0dB 相交。请注意， 0dB 增益时斜率为 -20dB/dec ，并不是稳定性的必要条件。因此，该方法仅提供 C_{ff} 的允许范围，并不表示如果 C_{ff} 超出该范围，转换器就会不稳定。

如 图 4-1(a) 所示，当 EA 零点频率 f_{Z_EA} 大于带宽时，可在带宽范围内添加 C_{ff} 零点 f_z ，环路增益就能以斜率 -20dB/dec 与 0dB 相交，如 图 4-1(b) 所示。

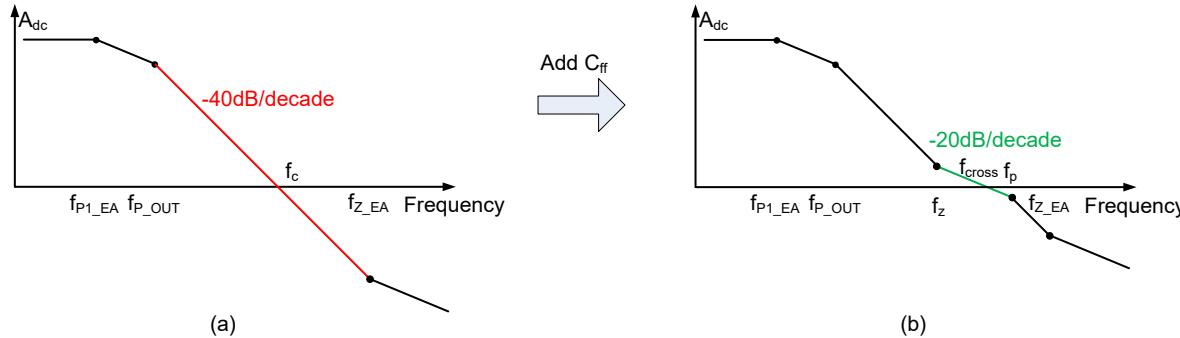


图 4-1. 在带宽范围内仅添加 C_{ff} 零点的 C_{ff} 正确使用方法

如 图 4-2 所示，在带宽范围内添加由 C_{ff} 引入的零点和极点，仍可保证系统稳定性。尽管环路增益的斜率在极点 f_p 之后再次变为 -40dB/dec ，但环路增益因 C_{ff} 而增加，使得带宽增加，且 f_{Z_EA} 小于带宽。斜率为 -20dB/dec 的相交得以实现，系统具有足够相位裕度。

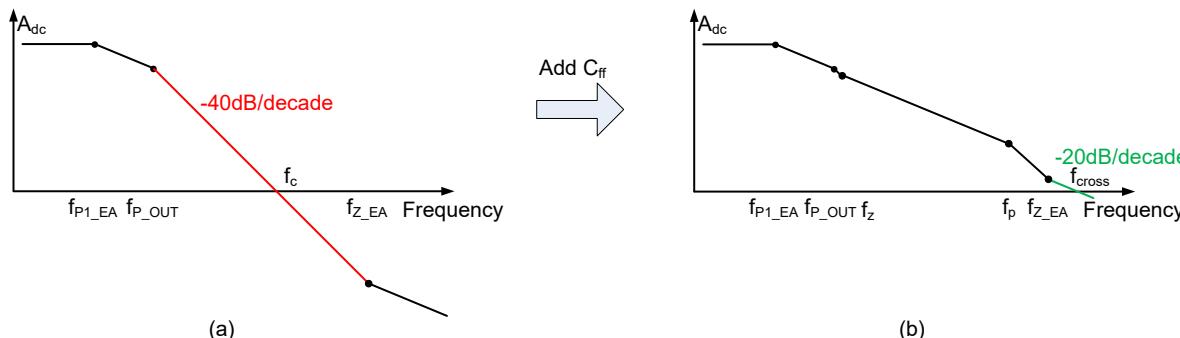


图 4-2. 在带宽范围内添加 C_{ff} 零点和极点的 C_{ff} 正确使用方法

如 图 4-3 所示，虽然由 C_{ff} 引入的零点和极点都在带宽范围内，但 EA 零点频率 f_{Z_EA} 仍大于带宽。在这种情况下，环路增益仍会以斜率 -40dB/dec 与 0dB 相交，不能保证系统相位裕度。

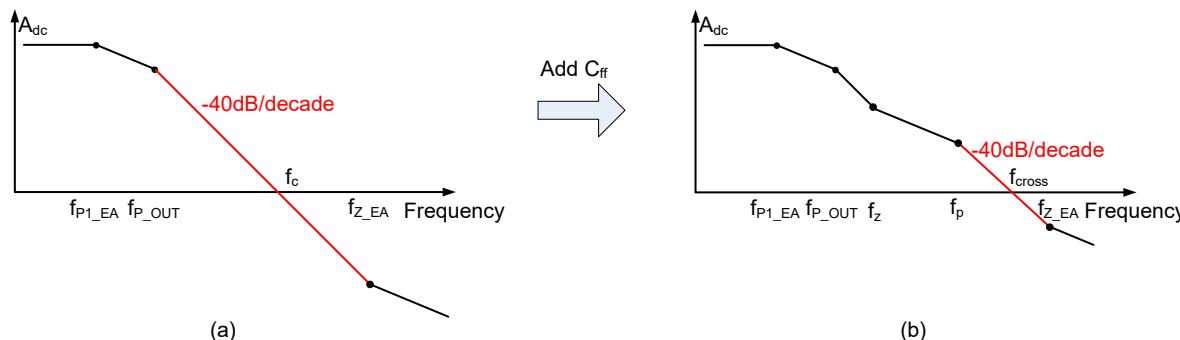


图 4-3. 在带宽范围内添加 C_{ff} 零点和极点的 C_{ff} 错误使用方法

因此，为了在添加前馈电容器之后实现以斜率 -20dB/dec 相交的稳定状态，推导出两个限制条件：(1) $f_z < f_c$ ；(2) 避免如 图 4-3 所示的情况。 f_c 为不添加 C_{ff} 时的增益交叉频率。

f_c 的推导过程见第 I 部分，其表达式如 方程式 7 所示。

$$f_c = f_{P_OUT} \sqrt{A_{P_OUT}} = \sqrt{A_{dc} f_{P_OUT} f_{P1_EA}} \quad (7)$$

在 $f_z < f_c$ 的限制条件下，根据 方程式 5 和 方程式 7 获得 C_{ff} 的下限值：

$$C_{ff} > \frac{\sqrt{C_0(V_O + I_{out}R_{ESR})}}{1629R_1} \quad (8)$$

该公式对应于限制条件 1 的限值。由于 方程式 9 对应于 图 4-3(b) 所示情况，所以避免该情况的限制条件 2 对应于 方程式 10。

$$20\lg(A_p) > 0\text{dB} \quad \text{and} \quad f_{Z_EA} > f_{cross} \quad (9)$$

$$20\lg(A_p) \leq 0\text{dB} \quad \text{or} \quad f_{Z_EA} \leq f_{cross} \quad (10)$$

其中， A_p 为 f_p 处的增益幅度。

为获得 A_p 和 f_{cross} 的表达式，首先确定增益与频率之间的关系，如 方程式 11、方程式 12 和 方程式 13 所示。

$$\frac{20\lg(A_{P_OUT}) - 20\lg(A_z)}{\lg(f_{P_OUT}) - \lg(f_z)} = -40\text{dB/decade} \quad (11)$$

$$\frac{20\lg(A_z) - 20\lg(A_p)}{\lg(f_z) - \lg(f_p)} = -20\text{dB/decade} \quad (12)$$

$$\frac{20\lg(A_p) - 0}{\lg(f_p) - \lg(f_{cross})} = -40\text{dB/decade} \quad (13)$$

接下来，得出 A_p 和 f_{cross} 的表达式，分别为 方程式 14 和 方程式 15。

$$A_p = \frac{A_{P_OUT} f_{P_OUT}}{f_z f_p}^2 \quad (14)$$

$$f_{cross} = f_p \sqrt{A_p} \quad (15)$$

将 A_{P_OUT} 、 f_{P_OUT} 、 f_z 和 f_p 的表达式代入 方程式 14 和 方程式 15，然后根据 方程式 10、方程式 14 和 方程式 15 计算得到 方程式 16，作为限制条件 2 的公式。

$$C_{ff} \leq \sqrt{\frac{C_o(R_1+R_2)(V_o+I_{out}R_{ESR})}{844800\pi R_1^2 R_2}} \text{ or } C_o \leq \frac{R_1+R_2}{1670(V_o+I_{out}R_{ESR})R_2} \quad (16)$$

结合限制条件 1 的 方程式 8 和限制条件 2 的 方程式 16，得到计算 C_{ff} 限值的 方程式 17 和 方程式 18。

$$C_{ff} > \frac{\sqrt{C_o(V_o+I_{out}R_{ESR})}}{1629R_1}, \text{ if } C_o \leq \frac{R_1+R_2}{1670(V_o+I_{out}R_{ESR})R_2} \quad (17)$$

$$\frac{\sqrt{C_o(V_o+I_{out}R_{ESR})}}{1629R_1} < C_{ff} \leq \sqrt{\frac{C_o(R_1+R_2)(V_o+I_{out}R_{ESR})}{844800\pi R_1^2 R_2}}, \text{ if } C_o > \frac{R_1+R_2}{1670(V_o+I_{out}R_{ESR})R_2} \quad (18)$$

5 TPS62933 的实验验证

以典型应用为例， $V_{in} = 24V$ ， $V_{out} = 5V$ ， $I_{out} = 3A$ ， $f_{sw} = 500kHz$ ， $L = 6.8 \mu H$ 。分压器电阻： $R_1 = 52.5k\Omega$ ， $R_2 = 10k\Omega$ 。

根据 第 I 部分 所述方法，计算出不带前馈电容器的输出电容上限值为 $106 \mu F$ 。为减小电压纹波并提高瞬态性能，实验选用 $20 \times C3216X5R1V226M160AC$ 电容器，其 C_o 有效值约为 $264 \mu F$ ，远高于不带 C_{ff} 时的上限值 $106 \mu F$ 。

该示例已在 TPS62933EVM 上得到验证。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 $9.4 \mu F$ 。

由于使用了 $20 \times$ 并联电容器，可忽略输出电容器的 ESR。根据 方程式 17 和 方程式 18 计算出 C_{ff} 的选择范围为 $C_{ff} > 425pF$ 。因此，为该应用选择 $470pF$ C_{ff} 。

图 5-1 展示了添加 470pF C_{ff} 后的波特图测试结果。相位裕度提高至 83.464° ，证明所提方法非常有效。详细验证结果见 [附录 A](#)。

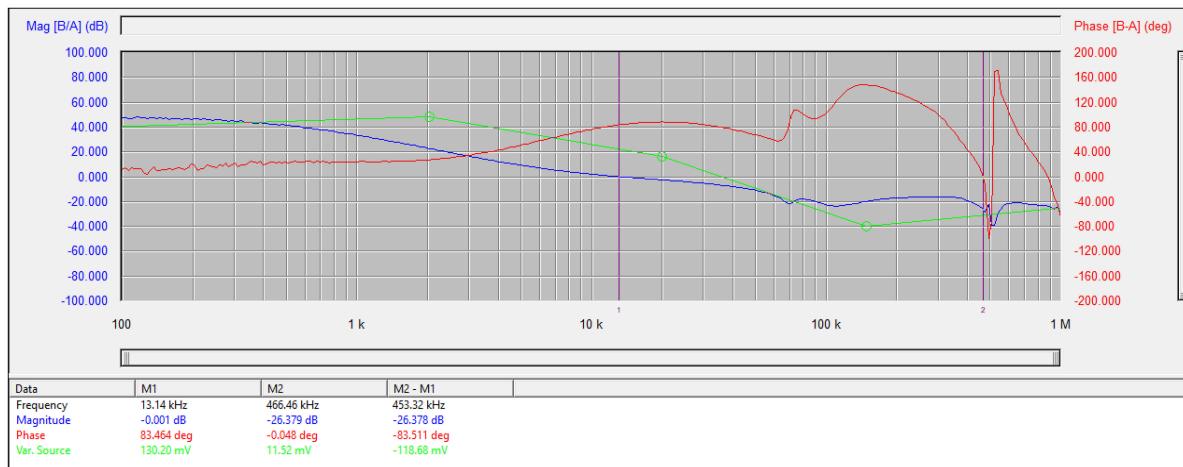


图 5-1. 带所选前馈电容器的波特图

6 总结

本应用手册基于环路稳定性分析，提出一种适合 TPS62933 的前馈电容器选择方法。首先，分析了为高输出电压应用添加 C_{ff} 的必要性。然后介绍 C_{ff} 对转换器环路的影响，并提出 C_{ff} 的选择方法，该方法通过确保增益交叉频率处的斜率为 -20dB/dec ，从而保证稳定性。与过往方法相比，该方法无需不带 C_{ff} 的波特图测试结果即可获得 C_{ff} 推荐值，更适合应用设计。本应用手册所提方法均已通过实验验证。

7 参考文献

1. 德州仪器 (TI)，《采用 SOT583 封装的 TPS62933 3.8-30V 3A 同步降压转换器》数据表
2. 德州仪器 (TI)，《峰值电流模式降压转换器设计中的环路响应考量》应用报告
3. 德州仪器 (TI)，《采用前馈电容器优化内部补偿直流/直流转换器的瞬态响应》应用报告。

A 所提方法的验证结果

表 A-1 详细介绍了前馈电容的验证结果。

表 A-1. 验证结果

V _{IN} (V)	V _{OUT} (V)	f _{sw} (kHz)	L _{choose} (μH)	C _O 上限值 (μF), 无 C _{ff}	C _{choose} (μF)	C _{ff} 限值	C _{ff} 选择值 (pF)	P _M _{bench} (°)
24	5	500	6.8	106	20 × 22 μF (C _{effective} : 264 μF)	C _{ff} > 425pF	470pF	83.464
24	5	1200	3.3	119.6	20 × 22 μF (C _{effective} : 264 μF)	C _{ff} > 425pF	470pF	86.143
24	12	500	12	40.7	20 × 22 μF (C _{effective} : 98.5 μF)	C _{ff} > 402pF	470pF	102.6

V_{out} 为 5V 时 , R_{upper} (R₁) 为 52.5kΩ , R_{lower} (R₂) 为 10kΩ 。

V_{out} 为 12V 时 , R_{upper} (R₁) 为 52.5kΩ , R_{lower} (R₂) 为 3.75kΩ 。

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出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