

Application Note

采用前馈电容器优化内部补偿 DC-DC 转换器的瞬态响应



Brian Butterfield

PMP- Portable Power

摘要

此应用报告描述了如何选择具有内部补偿功能的直流/直流电源的前馈电容值 (C_{ff}) 来实现理想瞬态响应。此应用报告中所述的步骤针对通过提高转换器带宽和保持可接受的相位裕度来优化瞬态响应，提供了相关指南。本文档适用于所有电源设计人员，帮助其优化处于运行状态且具有内部补偿功能的 DC-DC 转换器的瞬态响应。

内容

1 简介.....	2
2 带和不带前馈电容器的反馈网络.....	3
2.1 前馈电容器值优化过程.....	5
2.2 确定交叉频率.....	5
2.3 使用频率分析确定交叉频率.....	7
2.4 计算前馈电容器以实现最佳环路响应.....	7
2.5 改进.....	9
2.6 以减小相位裕度为代价针对更快的环路进行优化.....	9
2.7 针对更大的相位裕度进行优化以减少振铃.....	10
3 结语.....	12
4 参考资料.....	12
5 修订历史记录.....	12

插图清单

图 2-1. 由两个用于设置输出电压的偏置电阻器组成的反馈网络.....	3
图 2-2. 标准反馈分压器传递函数.....	3
图 2-3. 添加前馈电容器后的反馈网络.....	3
图 2-4. 带前馈电容器的标准反馈分压器传递函数.....	4
图 2-5. 不带前馈电容器的内部补偿转换器.....	5
图 2-6. 尖端和接地简测量技术.....	5
图 2-7. 在不使用前馈电容器的情况下响应负载瞬态的电压瞬态.....	6
图 2-8. 阶跃响应与环路相位裕度.....	6
图 2-9. 不带前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图.....	7
图 2-10. 使用 82pF 前馈电容器时响应负载瞬态的电压瞬态.....	9
图 2-11. 使用 82pF 前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图.....	9
图 2-12. 使用 1000pF 前馈电容器时响应 0 到 100% 负载瞬态的电压瞬态.....	10
图 2-13. 使用 1000pF 前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图.....	10
图 2-14. 使用 33pF 前馈电容器时响应负载瞬态的电压瞬态.....	11
图 2-15. 使用 33pF 前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图.....	11

1 简介

内部补偿直流/直流转换器可尽可能地减少设计人员必须选择的外部元件数量，从而帮助设计人员节省设计和调试过程的时间。这种简化本质上限制了设计人员优化转换器瞬态响应的能力。然而，对于一些内部补偿转换器，建议在反馈网络中使用前馈电容器，但针对如何选择该电容器值以改善瞬态响应，通常只提供了通用指导。根据测得的正常 **DC-DC** 转换器的瞬态或环路特性，可以选择一个前馈电容器值，以使转换器带宽显著改善，同时仍保持足够的相位裕度。此外，为了更好地了解前馈电容器，设计人员可以进一步针对更高的带宽或更大的相位裕度进行优化，以满足特定的性能要求。

2 带和不带前馈电容器的反馈网络

如果没有前馈电容器，内部补偿 DC-DC 转换器的反馈网络由两个反馈电阻器组成，用于设置转换器的输出电压，如图 2-1 所示。图 2-2 展示了相应的增益和相位图。

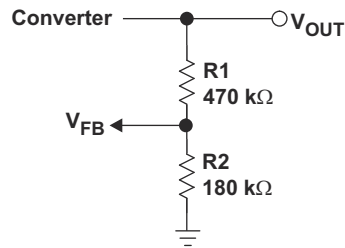


图 2-1. 由两个用于设置输出电压的偏置电阻器组成的反馈网络

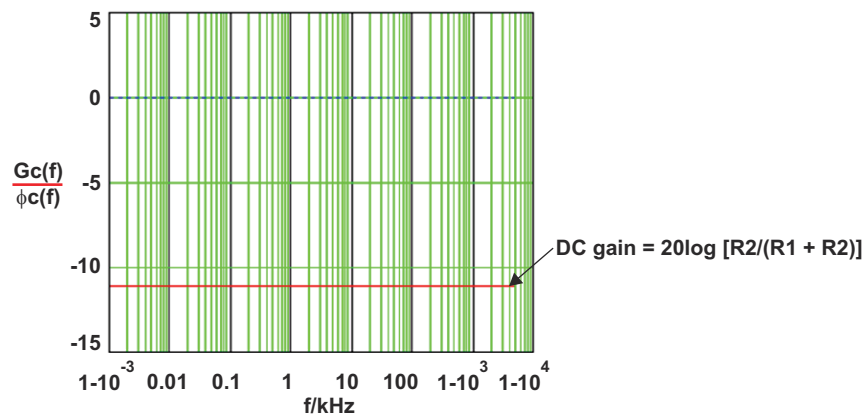


图 2-2. 标准反馈分压器传递函数

图 2-3 展示了反馈网络中添加的前馈电容器 C1 (Cff)，图 2-4 展示了相应的增益和相位图。通过添加前馈电容器网络，转换器可以更有效地响应输出电压轨上的高频干扰。图 2-2 和图 2-4 中的波特图表明，每个反馈网络的响应在较低频率下是相同的。在中高频下，随着通过 C1 的阻抗路径减小并有效地带来增益和相位提升，输出轨上的干扰衰减更少。在工作电源中，增益和相位的增加意味着转换器对瞬态负载的响应速度更快，因为在反馈节点处检测到的电压偏差在较高频率下衰减更少。转换器会通过调整占空比来做出反应，以便更快地校正输出电压偏差。

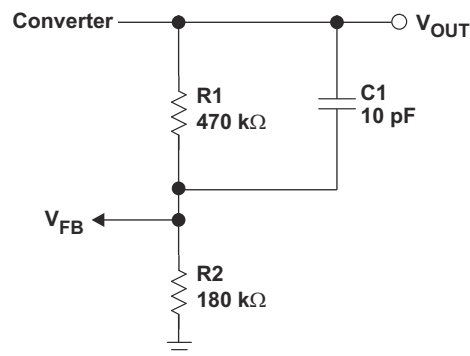


图 2-3. 添加前馈电容器后的反馈网络

虽然 Cff 在零点频率后会带来增益提升，但环路相位提升在零点频率和极点频率之间达到最大值；请参见下面的方程式 1 和方程式 2。增加 Cff 值会将方程式 1 中的零点和极点移至较低的频率，而减小 Cff 值会将零点和极点移至较高的频率。直流增益由 R1 和 R2 设置。以下公式计算反馈网络的极点、零点和直流增益，如图 2-4 所示。

$$f_z = \frac{1}{2\pi \times R1 \times Cff} \quad (1)$$

方程式 1 根据前馈电容器值和顶部偏置电阻器 R1 计算零点频率。Fz 如图 2-4 中的图所示。

$$f_p = \frac{1}{2\pi \times Cff \left(\frac{1}{R2} + \frac{1}{R1} \right)} \quad (2)$$

方程式 2 根据前馈电容器值以及顶部和底部偏置电阻器 R1 和 R2 计算极点频率。图 2-4 中的图中显示了 fp。

The transfer function is plotted as:

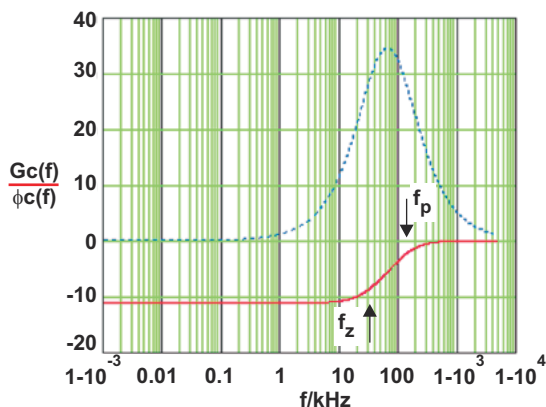


图 2-4. 带前馈电容器的标准反馈分压器传递函数

为了优化瞬态响应，选择了 Cff 值，以便反馈的增益和相位提升可以增加转换器的带宽，同时仍保持可接受的相位裕度。通常，Cff 值越大，带宽改善就越大。但是，如果 Cff 过大，前馈电容器会导致环路增益交叉频率过高，并且 Cff 的相位提升贡献不足，从而导致不可接受的相位裕度或不稳定性。本文档后面部分将讨论 Cff 的建议限制。

2.1 前馈电容器值优化过程

以下过程概述了优化前馈电容器的分步程序。

1. 确定带有未组装前馈电容器 (f_{nocff}) 的内部补偿 DC-DC 转换器的交叉频率。在某些情况下，可以计算出这一值，但对于本应用报告，此优化程序基于测得的转换器特性。您可以通过瞬态分析或使用网络分析器来确定交叉频率（转换器带宽）。两种方法均有展示。
2. 在交叉频率已知后，可以通过几个公式来计算前馈电容值，从而在带宽改善和可接受的相位裕度之间取得良好折中。通过瞬态分析和频率分析展示瞬态响应和环路响应的改善，以确认设计。
3. 如果设计人员选择针对更高带宽或更大相位裕度（更多阻尼）进行优化，则提供了相应指导。

2.2 确定交叉频率

本示例中使用 TPS61081 来确定交叉频率。该示例可应用于推荐在反馈网络中使用外部前馈电容器的其他内部补偿 DC-DC 转换器。

按照数据表指南选择所有合适的外部元件后移除前馈电容器，并使用瞬态分析或网络分析器测量转换器交叉频率。请注意，要确定交叉频率 f_{nocff} ，前馈电容器必须保持开路，如图 2-5 所示。

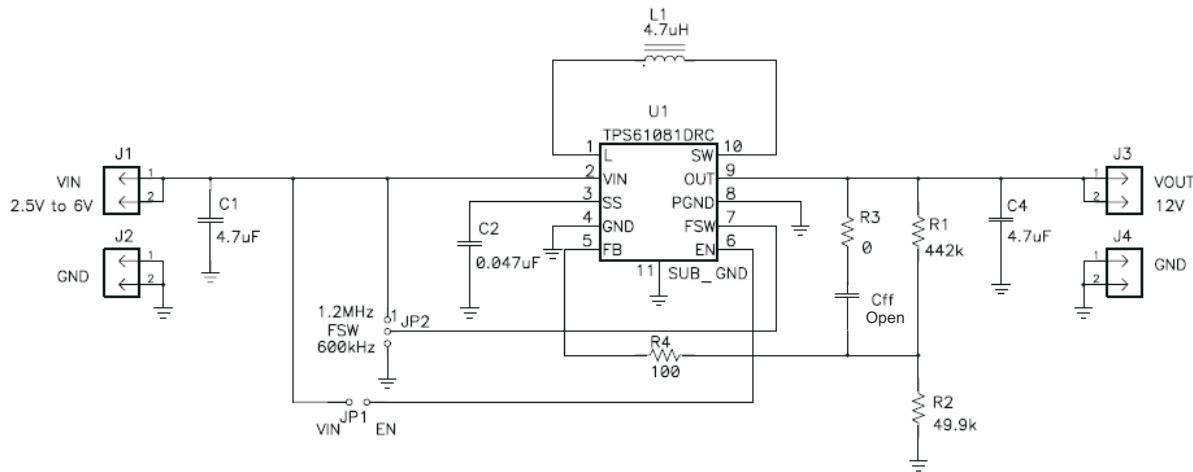


图 2-5. 不带前馈电容器的内部补偿转换器

图 2-6 显示了用于瞬态分析的尖端和接地筒测量方法设置。瞬态负载连接到电源电路的输出，而电流探头测量瞬态负载电流，尖端和接地筒电压探头测量输出端瞬态负载条件下的电压偏差。

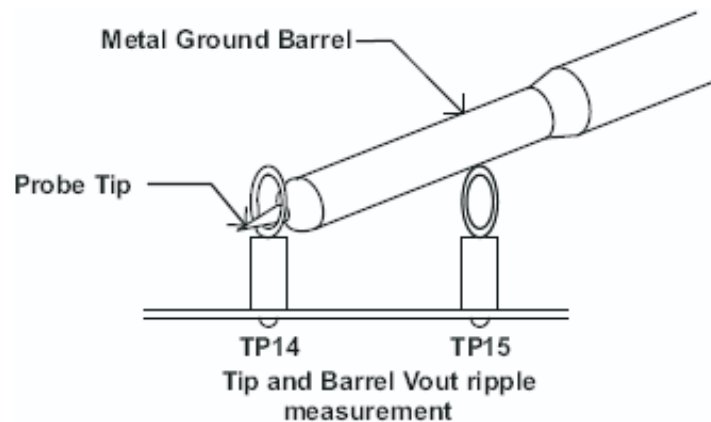


图 2-6. 尖端和接地筒测量技术

图 2-6 中的尖端和接地筒测量技术用于尽可能地减少耦合磁场，并在瞬态负载转换期间获得更准确的电压波形。TP14 连接到测量的信号，而 TP15 接地。TP14 和 TP15 未在图 2-5 中显示。如果电源不包含适当的测试点，则

可以使用总线导线策略性地放置测试点。建议将总线导线测试点固定在最靠近负载的转换器输出电容器上。图 2-7 展示了使用尖端和接地筒技术测量的 TPS61081 瞬态响应。这些图是使用 TPS61081EVM-147 在 $V_{in} = 5V$ 、 $V_{out} = 12V$ 且负载瞬态为 $0mA$ 到 $160mA$ 的条件下绘制的。

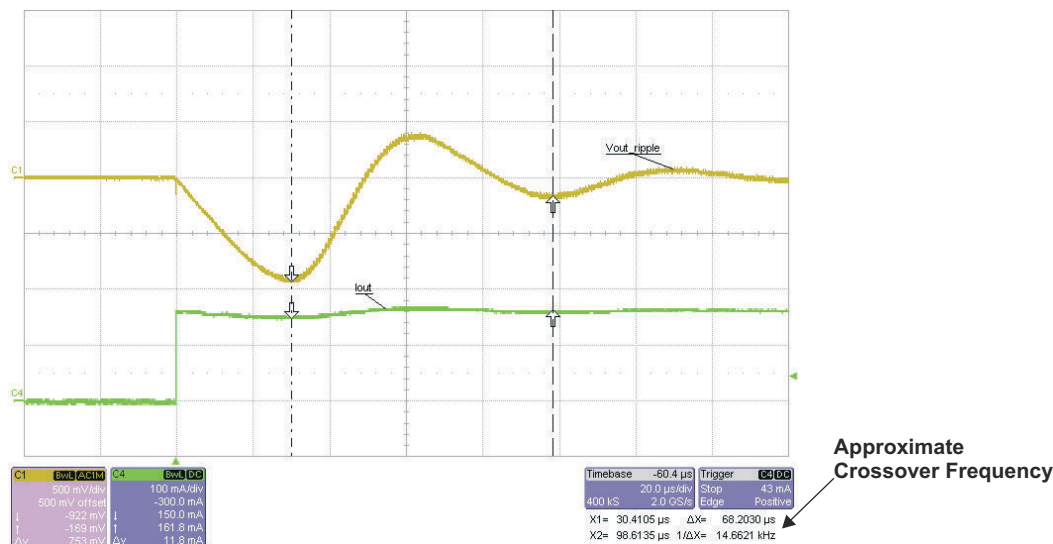


图 2-7. 在不使用前馈电容器的情况下响应负载瞬态的电压瞬态

观察到输出电压相对于直流电压设定点的偏差约为 $0.9V$ 。图 2-7 中的电压波形展示了完全集成式 DC/DC 转换器的评估和性能优化 (2006 年便携式电源设计研讨会主题 7) 中所述的转换器交叉频率。响应负载瞬态时的电压偏差波形的频率与转换器的交叉频率有关。使用示波器的光标来近似计算交叉频率。本示例中的瞬态纹波频率约为 $15kHz$ 。请注意，电压偏差在瞬态发生后 $30 \mu s$ 开始校正。随着转换器交叉频率的提高，可以确认转换器响应得到改善，因为电压偏差在更短时间内开始校正，从而带来更小的电压偏差。

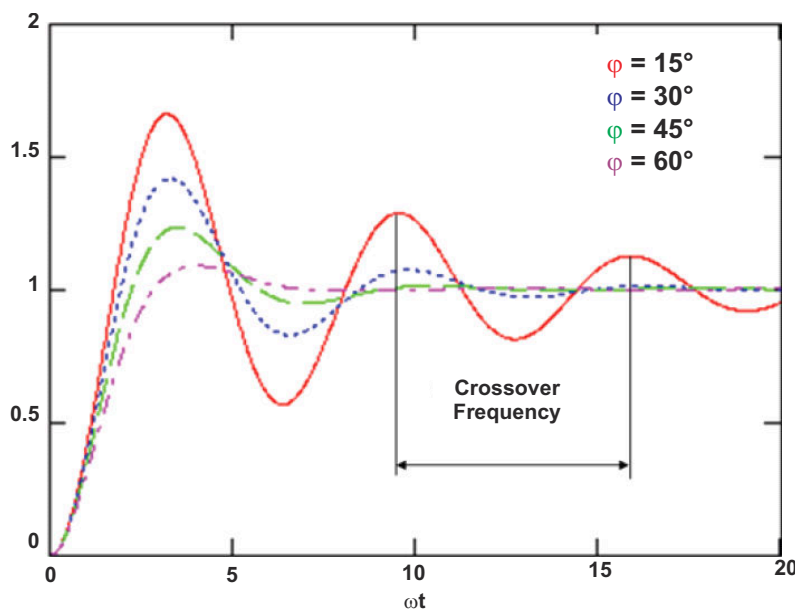


图 2-8. 阶跃响应与环路相位裕度

根据 2006 年便携式电源设计研讨会主题论文完全集成式 DC/DC 转换器的评估和性能优化 中的图 2-8，可以充分近似计算环路的相位裕度。比较这两张图，TPS61081 测量的瞬态响应最接近蓝色迹线的振荡次数，只是振荡略多一点。这意味着测得的环路相位裕度略小于 30° 。

2.3 使用频率分析确定交叉频率

由于频率分析设备成本高昂，因此使用此类设备并不总是可行。但是，当此类设备可用时，可以快速测量交叉频率。该方法比瞬态分析近似值更准确，应尽可能使用。图 2-9 展示了图 2-5 中示例电路的控制环路频率分析。

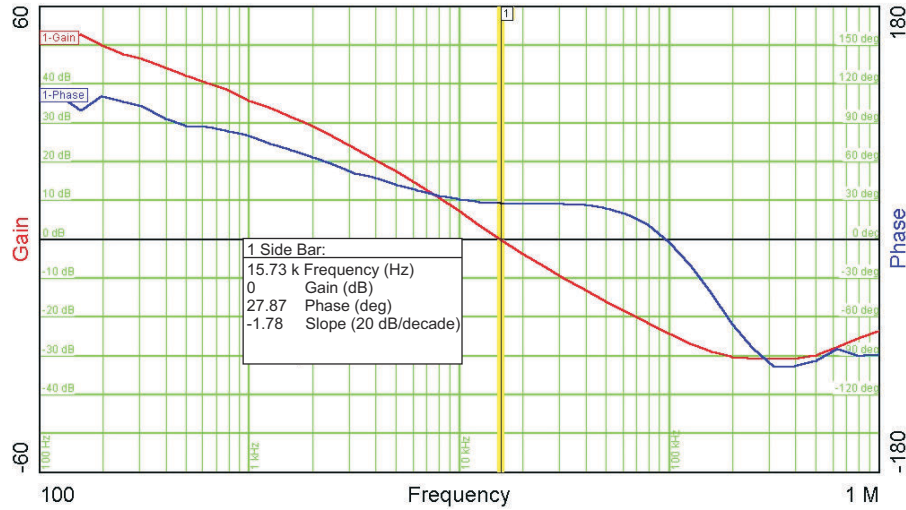


图 2-9. 不带前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图

使用网络分析器获得环路增益和相位图后，即可快速读出交叉频率。相位裕度为 28° ，这证实了瞬态分析近似值略小于 30° 。交叉频率实测为 16 kHz，接近 15 kHz 近似值。

2.4 计算前馈电容器以实现最佳环路响应

在确定无 C_{ff} 时的交叉频率 (f_{nocff}) 后，可以通过选择 C_{ff} ，使零点和极点频率以几何方式跨月 f_{nocff} ，从而计算出可获得最佳瞬态响应的 C_{ff} 值。

$f_{nocff} = 16 \text{ kHz}$ 无 C_{ff} 时的转换器交叉频率

$R1 = 442 \text{ k}\Omega$ $R2 = 49.9 \text{ k}\Omega$

$R1$ 和 $R2$ 是用于设置转换器输出电压的反馈偏置电阻器，如图 2-5 所示。

方程式 3 计算反馈网络零点和极点频率的几何平均值。几何平均频率公式用于计算零点和极点带来的相位提升处于最大值时的频率。然而，由于 C_{ff} 目前未知，公式 f_z 和 f_p 仍以变量形式表示。

$$F_{\text{geometric_mean}} = \sqrt{f_z \times f_p} \quad (3)$$

方程式 4 将几何平均频率设置为等于无 C_{ff} 时的转换器交叉频率。

$$f_{\text{noCff}} = \sqrt{f_z \times f_p} \quad (4)$$

将几何平均频率设置为等于无 C_{ff} 时的转换器交叉频率，可使 C_{ff} 的最大相位提升位于 f_{nocff} 。但是，由于 C_{ff} 同时引入相位提升和增益提升，新的交叉频率出现在高于几何平均频率的频率处。因此，新的转换器交叉频率并不出现在 C_{ff} 带来的最大相位提升频率处，而是在更高的频率下交叉，这有助于缩短转换器响应时间，同时仍受益于额外的相位提升。以下各图证实，转换器响应时间确实有所改善，因此观察到的瞬态电压偏差更小。

将方程式 1 和方程式 2 代入方程式 4 可得到方程式 5，它现在是 $R1$ 、 $R2$ 和 C_{ff} 的函数。

$$f_{_noCff} = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \times R1 \times Cff}\right) \left[\frac{1}{2\pi \times Cff} \left(\frac{1}{R2} + \frac{1}{R1}\right)\right]} \quad (5)$$

求解 Cff 可得出实现最佳瞬态响应的前馈电容值 Cff_op。

$$Cff_op = \frac{1}{2\pi \times f_{_nocff}} \times \sqrt{\frac{1}{R1} \times \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)}$$

$$Cff_op = 7.066 \times 10^{-11} \quad (6)$$

其中 $f_{_nocff} = 16\text{kHz}$ 、 $R1 = 442\text{kHz}$ 、 $R2 = 49.9\text{kHz}$ 。将计算出的 Cff 值向上舍入到下一个最接近的标准电容值，得到 82pF。

Cff_std = 82pF

2.5 改进

图 2-10 展示了添加 82pF Cff 电容器后改善的瞬态响应。Cff = 82pF 时，转换器在 14 μ s 内响应，而没有 Cff 时为 30 μ s。有 Cff 时的最大瞬态电压偏差为 377mV，而没有 Cff 时的最大瞬态电压偏差为 900mV。

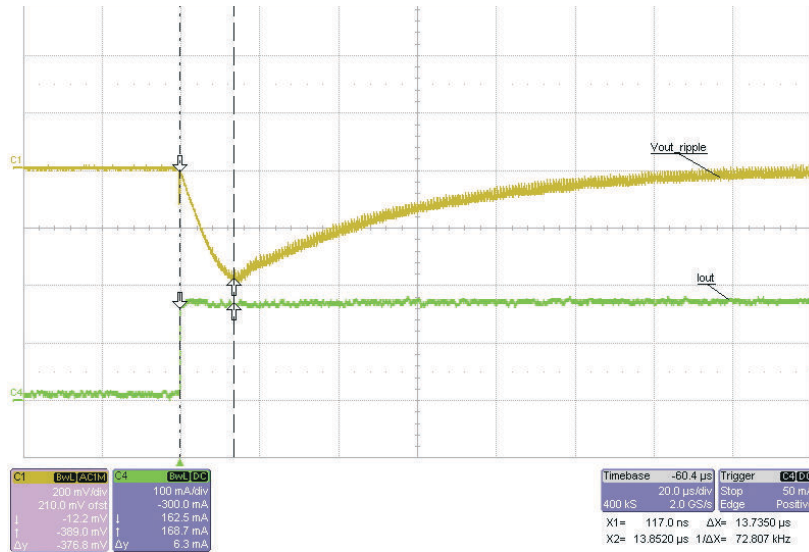


图 2-10. 使用 82pF 前馈电容器时响应负载瞬态的电压瞬态

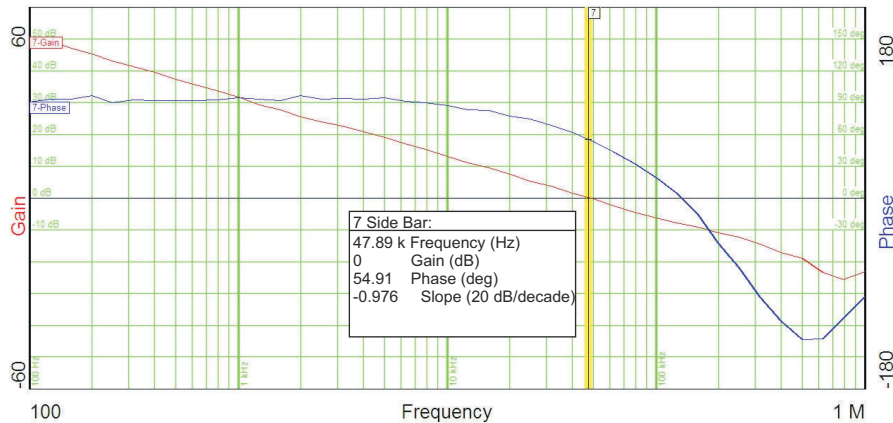


图 2-11. 使用 82pF 前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图

图 2-11 表明网络分析器也证实了带宽得到改善且相位裕度足够。对于此示例，添加 Cff 电容器使带宽增加了 3 倍，从 16kHz 增加到 48kHz，并将相位裕度增加到可接受的 55°。

对于大多数应用，这是前馈电容器响应的理想放置位置。增大前馈电容值会将零点和极点频率都推向更接近原点的位置，这会提高交叉频率，但可能导致总体相位裕度降低。这意味着以较低相位裕度为代价实现更快的环路。减小 Cff 值会得到相反的结果，直到在某个时刻，前馈电容器增益和相位提升的贡献减弱并接近没有 Cff 的响应。Cff 值过小会将零点和极点注入到过高频率处，在环路响应中实际上过晚，导致性能改善很小或没有改善。

2.6 以减小相位裕度为代价针对更快的环路进行优化

为了进一步减少瞬态纹波，可以增大前馈电容值以将交叉频率推向更高水平。尽管这可以进一步降低电压偏差并加快环路响应速度，但由于在新的交叉频率下前馈电容器带来的相位提升较少，因此观察到更多的振铃。Cff 值越大，相位提升就越少，因为增加 Cff 会导致转换器在更高频率下交叉，而最大相位提升则移向更低频率。建议保持前馈电容值小于对应 30° 相位裕度的值，以便将相位裕度 $\geq 30^\circ$ 作为最小相位裕度目标。如果需要，必须根据经验确定相应的 Cff 值限制。通常不建议将 Cff 显著增大到超过计算出的优化 Cff。

图 2-12 和图 2-13 展示了使用 1000pF 前馈电容器的同一转换器，该电容器远大于初始优化的电容值，目的是加快环路响应。可以看到，转换器开始更快地校正相对于直流的偏差，从而产生更小的电压偏差 (258mV)。使用网络分析器，产生的交叉频率从 48kHz 提高到 73kHz，但代价是相位裕度降低，现在为 22°，低于通常建议的值。在该瞬态响应中，与电压偏差在 9 μ s 内开始校正，而优化后的响应为 14 μ s。

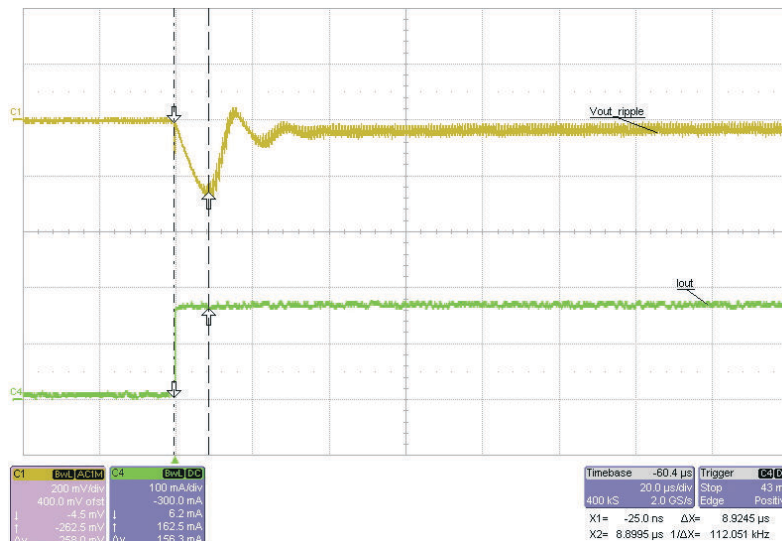


图 2-12. 使用 1000pF 前馈电容器时响应 0 到 100% 负载瞬态的电压瞬态

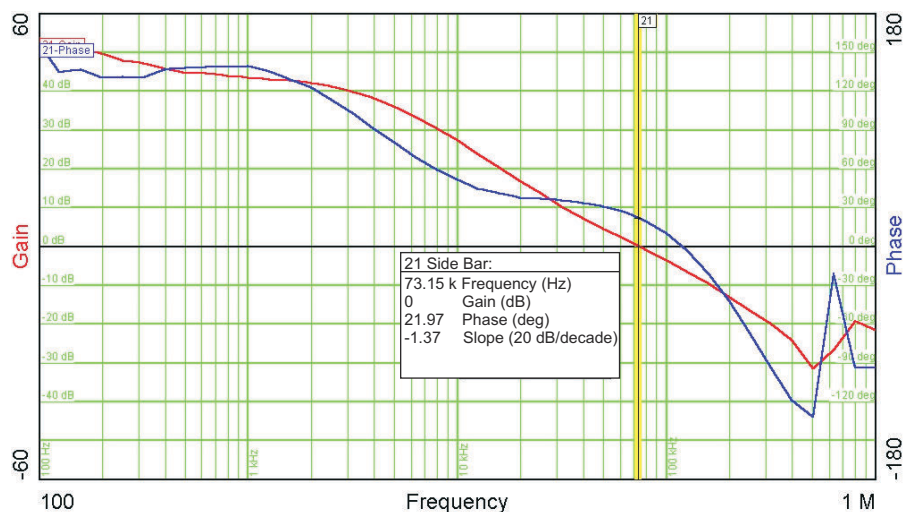


图 2-13. 使用 1000pF 前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图

2.7 针对更大的相位裕度进行优化以减少振铃

相反，如果需要更大的相位裕度，较小的前馈电容器可使环路在更低的频率下交叉，并使前馈电容器带来的最大相位提升更接近新的交叉频率，但代价是带宽较低。随着 Cff 电容器值的减小，转换器的带宽会趋近于没有前馈电容器时的转换器带宽。图 2-14 和图 2-15 显示了将 82pF Cff 替换为 33pF Cff 时的转换器瞬态和环路响应。仅使用 33pF 时，转换器响应时间增加到 22 μ s，从而导致更大的瞬态电压偏差，为 613mV。不过，这仍然优于转换器在没有前馈电容器时 30 μ s 响应、900mV 电压偏差的表现。另请注意，0A 到满负载的瞬态是非常激进的测试，在本应用报告中用于更清楚地展示优化过程。

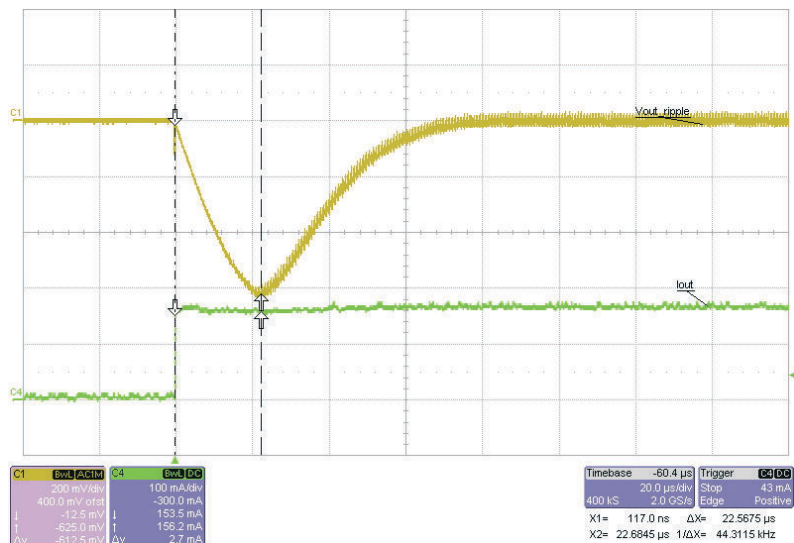


图 2-14. 使用 33pF 前馈电容器时响应负载瞬态的电压瞬态

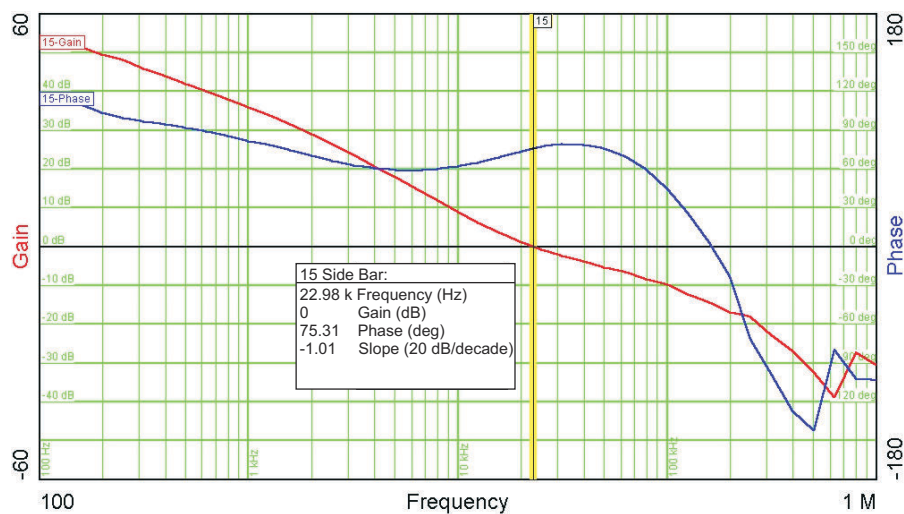


图 2-15. 使用 33pF 前馈电容器的 TPS61081 电路环路增益和相位图

3 结语

反馈网络中使用的前馈电容器可改善内部补偿 DC-DC 转换器的性能。相应的数据表介绍了如何大致确定前馈电容器的大小以改善环路响应。但是，根据有效设计的测量响应特性，可以确定前馈电容器的大小，以促进瞬态响应的改善。计算得出的最优 C_{ff} 值可以增大或减小，从而针对最小电压偏差或更高相位裕度来优化转换器的瞬态响应。

4 参考资料

1. 完全集成式 DC/DC 转换器的评估和性能优化 (2006 年便携式电源设计研讨会主题 7)
2. 使用 TPS40040EVM-001 : 12V 输入、1.8V 输出、10A 同步降压转换器用户指南 (SLUU266)
3. TPS6108xEVM-147 用户指南 (SLVU144)
4. 具有 0.5A/1.3A 集成开关的高压 DC/DC 升压转换器 TPS61080/81 数据表 (SLVS644)

5 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 B (November 2017) to Revision C (October, 2026)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
Changes from Revision A (May 2015) to Revision B (November 2017)	Page
• 更改了图 2-8.....	5
Changes from Revision * (January 2008) to Revision A (May 2015)	Page
• 将 $[R2/(R1 \times R2)]$ 更改为图 2-2 中的 $[R2/(R1 + R2)]$	3

重要通知和免责声明

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、与某特定用途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、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月