

优化带前馈电容的内置补偿 DC-DC转换器的瞬态响应

Brian Butterfield

PMP – 便携式电源

摘要

本应用报告阐述了如何选择内置补偿 dc-dc 电源的前馈电容值(Cff)以实现最优化的瞬态响应。应用报告的论述顺序提供了指向性，通过增加转换器的带宽，同时保持足够的相位裕量以实现瞬态响应的优化。本文档旨在辅助所有希望优化其内置补偿 dc-dc 转换器运转时的瞬态响应的电源设计人员。

目录

1 简介.....	1
2 带或不带前馈电容的反馈网络.....	2
3 结论.....	11
4 参考文献	11

图表目录

1 两个偏置电阻所组成的、用于设定输出电压的反馈网络	2
2 标准反馈分压器的传递函数	2
3 带附加前馈电容的反馈网络	3
4 带前馈电容的标准反馈分压器传递函数.....	3
5 不带前馈电容的内置补偿转换器	4
6 Tip && Barrel 测量方法	5
7 无前馈电容时电压瞬变对负载瞬变的响应.....	5
8 阶跃响应 vs 环路相位裕量	6
9 不带前馈电容的 TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图	6
10 带 82 pF前馈电容时电压瞬变对负载瞬变的响应	8
11 带 82 pF前馈电容时 TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图.....	8
12 带1000 pF前馈电容时电压瞬变对 0 至 100% 负载瞬变的响应.....	9
13 带1000 pF前馈电容时 TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图.....	9
14 带 33 pF前馈电容时电压瞬变对负载瞬变的响应	10
15 带 33 pF前馈电容时 TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图.....	10

1 简介

内置补偿 dc-dc 转换器尽可能的减少了设计人员必须选取的外部元件数量，从而节省了设计及调试流程的耗时。此类简化也从根本上制约了设计人员对转换器的瞬态响应进行优化的能力。尽管如此，对于某些内置补偿转换器而言，在反馈网络中采用前馈电容仍然是推荐的优化方式。本文仅提供一般性的指南以辅助选

取电容值，以改善瞬态响应。通过测量运作状态下的 dc-dc 转换器的瞬态或环路特性，可选定前馈电容值，从而极大的改善转换器带宽，同时仍保持足够的相位裕量。此外，若能对前馈电容有更深入的理解，设计人员便能做更进一步的优化——获取更大的带宽或更大的相位裕量以满足其特定的性能需求。

2 带或不带前馈电容的反馈网络

无前馈电容时，内置补偿 dc-dc 转换器的反馈网络由两个反馈电阻构成，用于设定转换器的输出电压，如图 1 所示。图 2 展示了相应的增益及相位图。

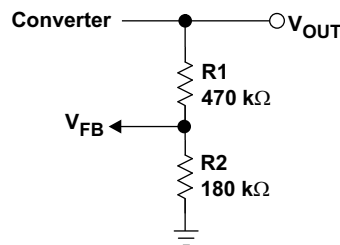


图 1. 由两个偏置电阻组成的、用于设定输出电压的反馈网络

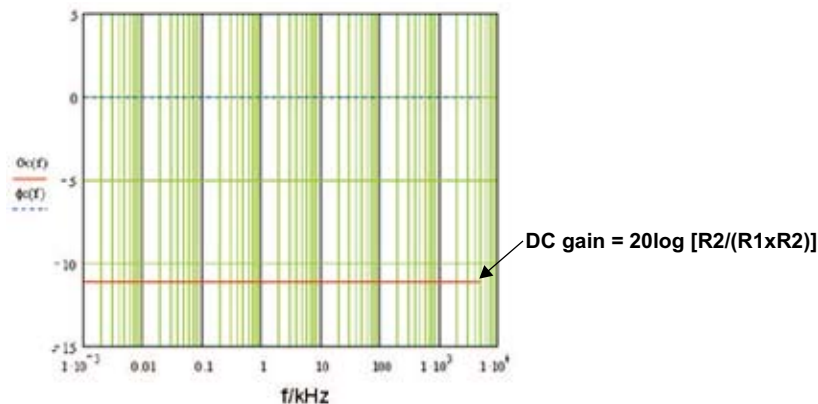


图 2. 标准反馈分压器的传递函数

图 3 展示了反馈网络及其附加的反馈电容 C_1 (C_{ff})，图 4 则展示了响应的增益及相位图。在网络中添加前馈电容后，转换器的输出电源轨可以更高效率的响应高频扰动。图 2 及图 4 所示的粗体曲线所指明了两类反馈网络在低频区域具有一致的响应。在中高频区域， C_1 通路的阻抗降低造成了输出电源轨上扰动被衰减至较低，并有效地提供了更高的增益及相位。对于处于运作状态下的电源而言，增益及相位的增加将促使转换器对瞬变负载产生更快的响应，因为反馈节点上所感应到的电压变化在更高的频率域被衰减至较低。转换器进而产生响应，调节责任周期以便更快的修正输出电压的偏差。

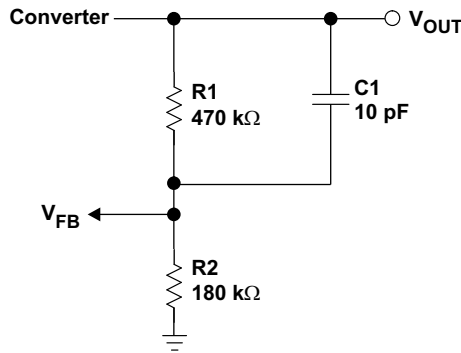


图3. 带附加前馈电容的反馈网络

C_{ff} 在零点频率之后引入了一个增益增量，而环路相位增量的最大值则介于零点与极点频率之间；敬请参见下方的公式 1 及公式 2。增加 C_{ff} 的值将使零点和极点向低频偏移，如公式 1 所示，降低 C_{ff} 的值则使得零点和极点向高频偏移。直流增益由 $R1$ 及 $R2$ 确定。下列公式可用于计算如图 4 所示反馈网络的极点、零点及直流增益。

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

公式 1 基于反馈电容值及上偏压电阻 $R1$ 计算零点频率。 f_z 如图 4 的曲线图所示。

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

公式 2 基于反馈电容值及上、下方的偏压电阻 ($R1$ 及 $R2$) 计算极点频率。 f_p 如图 4 的曲线图所示。

The transfer function is plotted as:

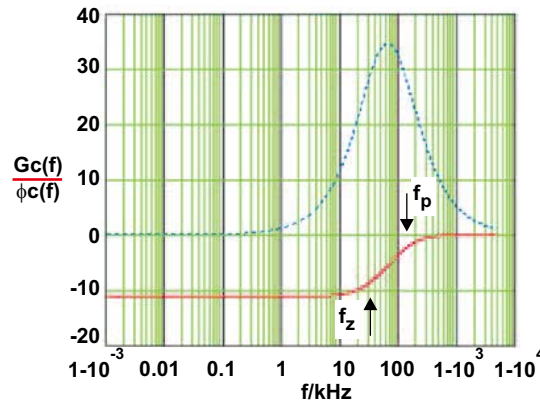


图 4. 带前馈电容的标准反馈分压器传递函数

为优化瞬态响应， C_{ff} 值是必须进行选择的，反馈的增益及相位增量在增大转换器带宽的同时，仍保持了可接受的相位裕量。一般来说，较大的 C_{ff} 值提供了更大的带宽改善。然而，若 C_{ff} 值过大，前馈电容将导致环路频域的增益穿越至太高的值，而 C_{ff} 相位增量的上涨则不够充分，导致相位裕量超过了可接受范围或不稳定。 C_{ff} 推荐的极限值将在本文档后续部分讨论。

2.1 前馈电容值的最优化流程

下列各项逐步列举了前馈电容的最优化流程。

1. 通过非固定的前馈电容(f_{nocff})确定内置补偿 dc-dc 转换器的穿越频率(crossover frequency)。在特定的情况下, 频率值可通过计算得到, 但对于该应用报告而言, 最优化流程是基于所测得的转换器特性。您可以通过瞬态分析或采用网络分析仪确定穿越频率(转换器带宽)。两类方法都将进行说明。
2. 一旦穿越频率被确认, 便可采用少数几个公式对前馈电容值进行计算, 此类公式在带宽改善及可接受的相位裕量之间做了很好的折衷权衡。瞬态响应及环路响应的改善将通过瞬态分析及频率分析得以展示, 并确认设计。
3. 如果设计人员选择针对更高的带宽或增加相位裕量(更多的衰减)进行优化, 本报告也提供了相应的指南。

2.2 确定穿越频率

此处的示例采用了 TPS61081 来确定穿越频率。对于推荐在反馈网络中采用前馈电容的其他内置补偿 dc-dc 转换器而言, 该示例的方法也同样适用。

在使用数据表指南选定所有适当的外部元件之后, 移除前馈电容, 并使用瞬态分析或网络分析仪测量转换器的穿越频率。在此需注意, 为了确定穿越频率, 前馈电容 f_{nocff} 必须保持开路, 如图 5 所示。

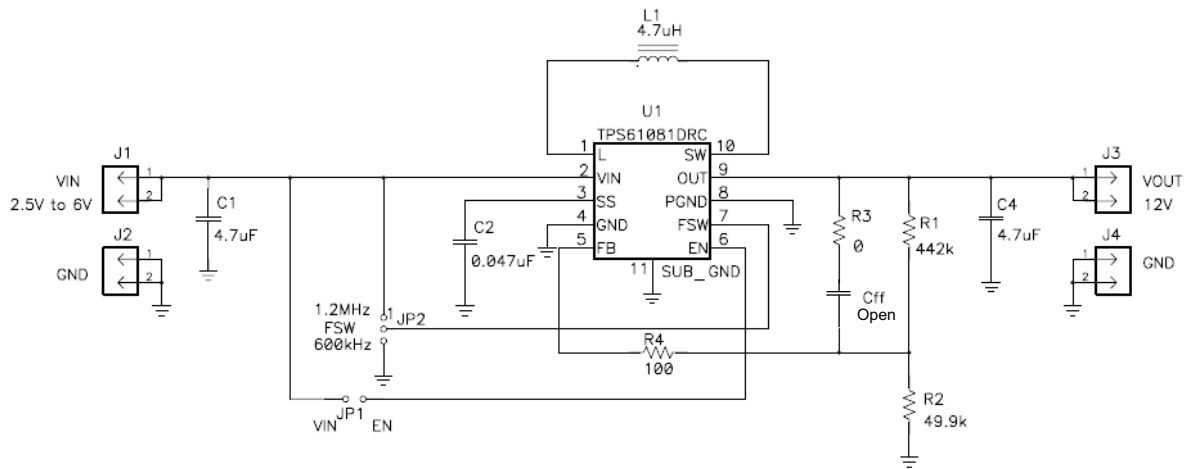


图 5. 不带前馈电容的内置补偿转换器

图 6 展示了瞬态分析所设定的 tip && barrel 测量方法。瞬变负载连接至电源电路的输出端, 同时采用电流探针测量瞬变负载的电流, tip && barrel 电压探针测量输出端负载瞬变状态下电压的偏移。

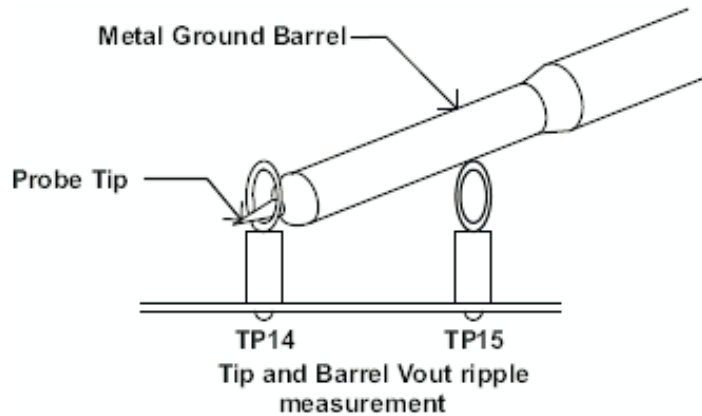


图 6. Tip & Barrel 测量方法

如图 6 所示的 tip & barrel 测量方法用于最小化耦合的磁场，并在瞬变负载改变期间获取更为精确的电压波形。TP14 联结至测量信号，而 TP15 则连接至地。TP14 及 TP15 在图 5 中并未标示。如果电源上没有包含适合的探针 (test point)，则可通过布置总线的策略生成探针。推荐的总线探针位于转换器输出电容上最靠近负载的位置。图 7 展示了通过 tip & barrel 测量方法所测得的 TPS61081 瞬态响应。图示曲线的测量采用了 TPS61081EVM-147 评估板，采用 $V_{in} = 5V$ 、 $V_{out} = 12V$ ，负载瞬变从 0 mA 至 160 mA。

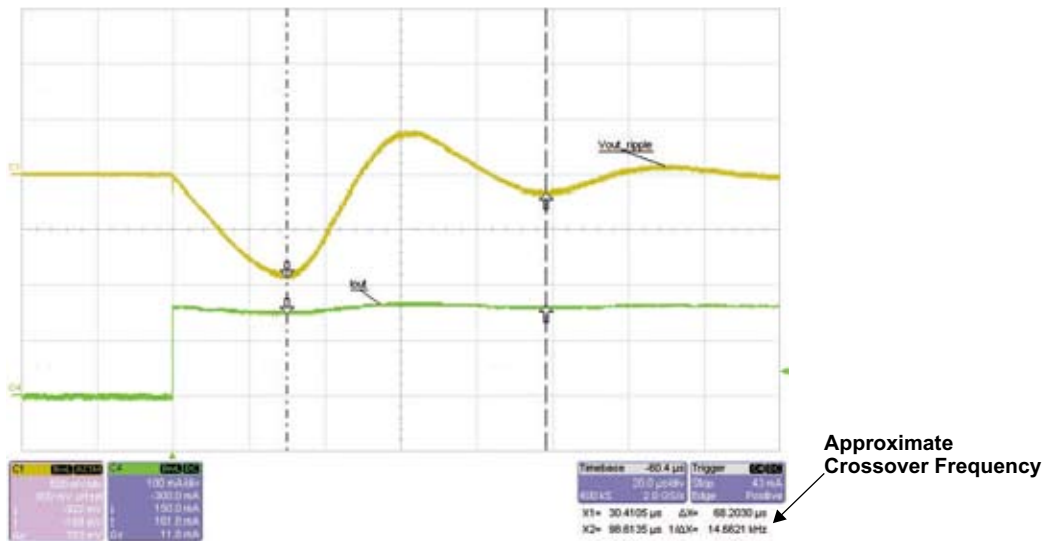


图 7. 无前馈电容时电压瞬变对负载瞬变的响应

可观察到输出电压从直流电平预设点偏移了约 0.9 V。图 7 所示的电压波形直观的展示了转换器的穿越频率，如《Evaluation and Performance Optimization of Fully Integrated DC/DC Converters》所述（全集成 DC/DC 转换器的评估及性能优化，2006 年便携式电源设计研讨会的第七项议题）。电压偏移波形对负载瞬变响应的频点与转换器的穿越频率相关。使用示波器探针所测得的穿越频率是近似的。在该示例中，瞬态纹波的频率约为 15 kHz。而注意到电压偏移在瞬变发生 30 ms 后即实现校正。随着转换器穿越频率的提升，由于电压的偏移在更短的时间内即实现校正，导致电压偏移减小，说明转换器响应切实得到了改善。

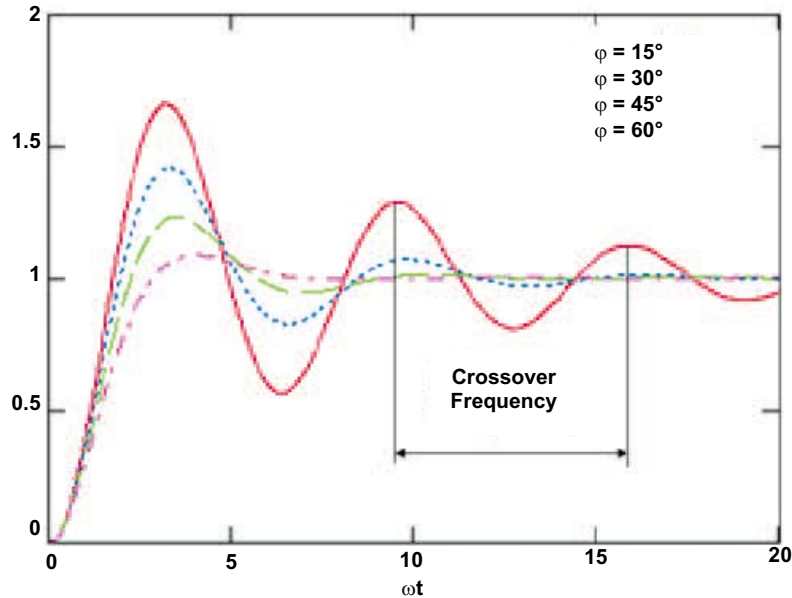


图 8. 阶跃响应 vs. 环路相位裕量

图8源自 2006 年便携式电源设计研讨会的主题论文——完全集成 DC/DC 转换器的评估及性能优化 (Evaluation and Performance Optimization of Fully Integrated DC/DC Converters)，环路的相位裕量可充分近似的估计。比较图 7 及图 8，可见 TPS61081 所测得的瞬态响应与蓝色迹线的振荡次数最为接近，仅具有少量的振荡。这就意味着所测量的环路具有比 30 略小的相位裕量。

2.3 采用频率分析确定穿越频率

由于频率分析设备较为昂贵，选用此类设备并非随时可行。然而，若能使用此类设备，穿越频率可快速的测定。与瞬态分析估算相比，频率分析的方法更为精确，应尽可能的采用。图 9 展示了针对图 5 所示示例电路的频率分析控制环路。

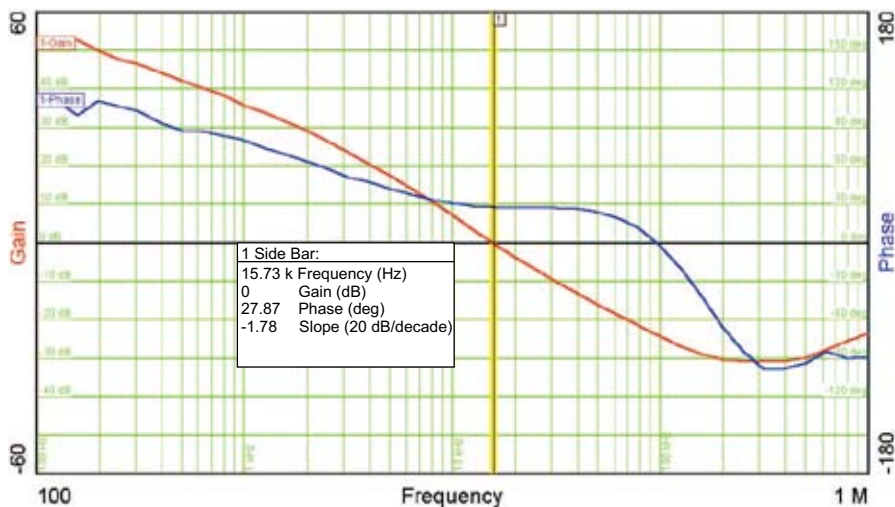


图9. 不带前馈电容的TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图

一旦通过网络分析仪获得环路增益及相位曲线图，穿越频率就可快速确知。相位裕量为 28° ，与瞬态分析估算的比 30° 略小的结果吻合。穿越频率测定为 16 kHz，与 15 kHz 的估算值吻合。

2.4 计算前馈电容以优化环路响应

无 C_{ff} 时的穿越频率确定(f_{nocff})后, 便可通过计算选定 C_{ff} 值, 使零点和极点频率在几何上横跨 f_{nocff} , 以实现瞬态响应的优化。

$f_{nocff} = 16 \text{ kHz}$ 无 C_{ff} 时转换器的穿越频率

$R1 = 442 \text{ kW}$ $R2 = 49.9 \text{ kW}$

$R1$ 及 $R2$ 是反馈偏压电阻, 用于设定转换器的输出电压, 如图 5 所示。

公式 3 计算反馈网络的零点和极点频率的几何平均值。该几何平均值频率公式用于计算零点和极点之间相位增量最大值的频点。然而, 由于 C_{ff} 尚无法确定, 公式中的 f_z 及 f_p 仍保留变量形式。

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

公式 4 设定无 C_{ff} 时转换器穿越频率等于几何均值频率。

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

设定无 C_{ff} 时转换器穿越频率等于几何均值频率即是定位 C_{ff} 所引起的最大相位增量频点处于 f_{nocff} 。然而, 由于 C_{ff} 引入了相位及增益的增量, 新的穿越频率出现在比几何均值频点更大的频点上。因此, 取决于 C_{ff} , 新的转换器穿越频率将不定位在相位增量最大的频点上, 而是穿越更高的频率, 促使转换器响应时间更短, 同时仍得益于附加的相位增量。通过下方的曲线图可切实确定转换器的响应时间得到了改善, 并因此观测到瞬变电压偏移量的减小。

将公式 1 及公式 2 代入公式 4, 得到公式 5, 该公式是 $R1$ 、 $R2$ 及 C_{ff} 的函数。

$$f_{\text{noCff}} = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \times R1 \times C_{ff}}\right) \left[\frac{1}{2\pi \times C_{ff}} \left(\frac{1}{R2} + \frac{1}{R1}\right)\right]} \quad (5)$$

求解 C_{ff} 即可获得前馈电容取值以用于优化瞬态响应, C_{ff_op} 。

$$C_{ff_op} = \frac{1}{2\pi \times f_{\text{nocff}}} \times \sqrt{\frac{1}{R1} \times \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)}$$

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

$f_{nocff} = 16 \text{ kHz}$ 、 $R1 = 442 \text{ kW}$ 且 $R2 = 49.9 \text{ kW}$ 。将计算所得的 值按舍入法进位到下一最接近的标准电容值, 取值为 82 pF 。

$C_{ff_std} = 82 \text{ pF}$

2.5 改善

图 10 展示了在添加 82 pF 的 C_{ff} 电容后瞬态响应的改善。转换器的响应时间从无 C_{ff} 时的 30 ms 缩短至 $C_{ff} = 82 \text{ pF}$ 时的 14 ms , 最大瞬变电压从无 C_{ff} 时的 900 mV 缩短至 $C_{ff} = 82 \text{ pF}$ 时的 377 mV 。

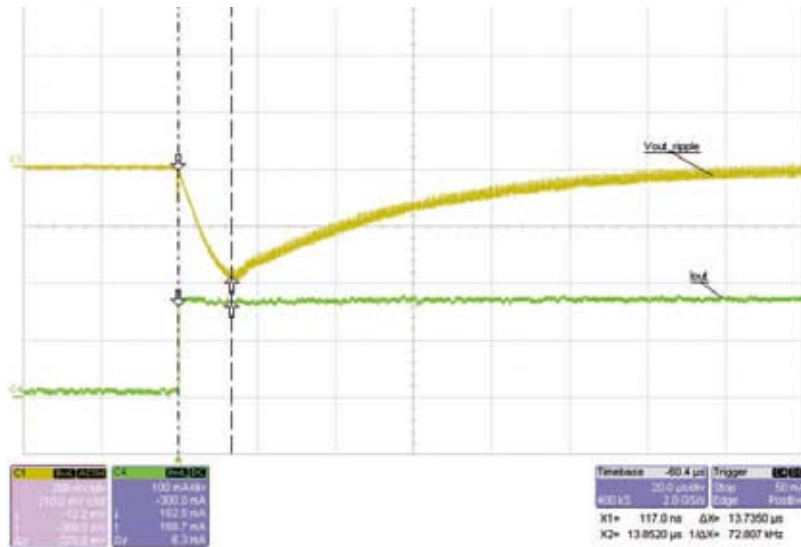


图10. 带82 pF前馈电容时电压瞬变对负载瞬变的响应

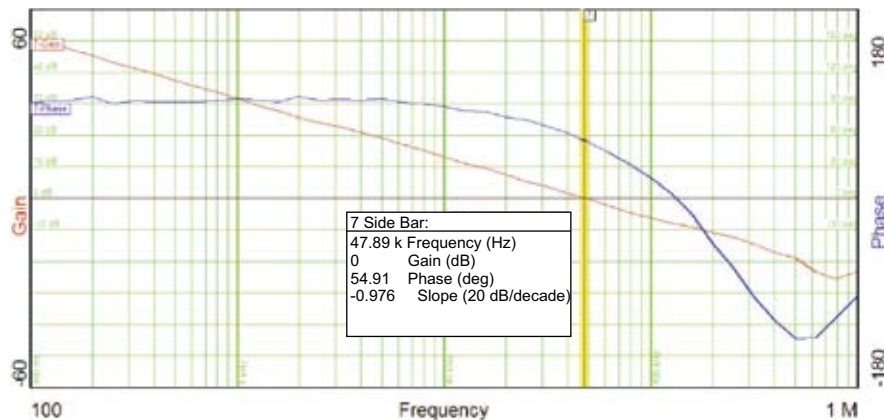


图11. 带82 pF前馈电容时TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图

图 11 所示的网络分析仪分析结果也验证了带宽的改善，并保持了足够的相位裕量。对于该示例而言，所添加的 C_{ff} 电容使带宽增加了 3 倍——从 16 kHz 到 48 kHz，并使相位裕量增加至可接受的 55° 。

对于大多数应用而言，这是前馈电容响应的最优化配比。增大前馈电容值将驱使零点和极点频率更靠近原点，从而提升了穿越频率，但会降低总体相位裕量，并以此为代价相应的提升环路的响应速度。降低 C_{ff} 值将会导致相反的结果——前馈电容提升增益及相位的效果不断减小，直至低于某个确定频点，响应已经逼近无 C_{ff} 的状态。采用过小的 C_{ff} 值将使得引入的零点和极点频率过高，实际上过多的削弱了对环路响应的影响，导致性能改善很小或无性能改善。

2.7 针对高速环路以损失相位裕量为代价进行优化

为了更多的抑制瞬变纹波，可增大前馈电容值以便提升穿越频率。尽管该方法可更多的降低电压偏移并提高环路的响应速度，但也因为新的穿越频率点上源自前馈电容的相位增量减少而导致更多的振铃(ringing)。增大 C_{ff} 值将导致转换器穿越频率升高，而最大相位增量则向低频移动，以至较大的 C_{ff} 值所提供的相位增量减少。在此

建议保持前馈电容小于 30° 相位裕量时所对应的电容值，从而以相位裕量 30° 作为最低的相位裕量指标。此时，如果有必要，响应的 C_{ff} 值将必须以经验的方法确定。一般来说，不推荐过多的增大 C_{ff} 值至大于所计算得到的最优化 C_{ff} 。

图 12 及图 13 展示了同一转换器采用 1000 pF 前馈电容的状况，由于试图加快环路相应，所采用的电容值比最初的最优化电容值大了许多。可见转换器修正电压偏差至直流的速度得到了提升，并导致电压偏差降低，偏差值为 258mV。采用网络分析仪分析，测量得到穿越频率从 48 kHz 改善至 73 kHz，但代价是使相位裕量降低至 22° ，低于一般的推荐值。与最优化的 14 ms 响应相比，此时的瞬态响应可在 9 ms 内实现电压偏差修正。

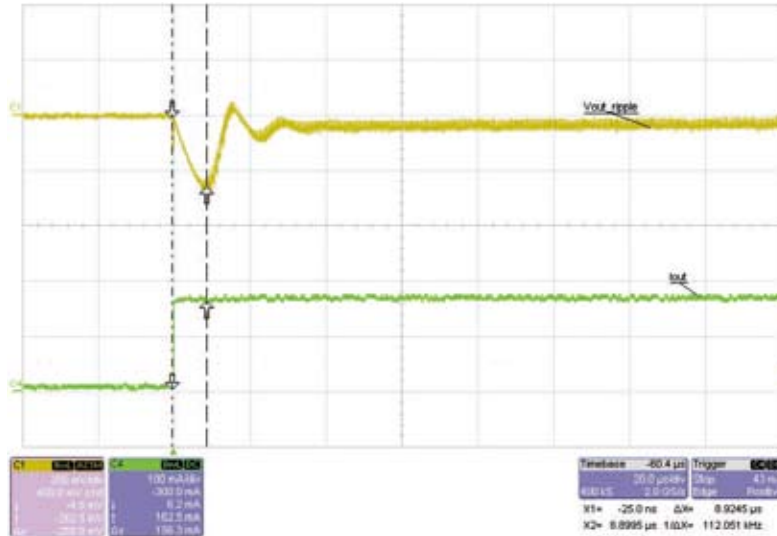


图12. 带1000 pF前馈电容时电压瞬变对 0 至 100% 负载瞬变的响应

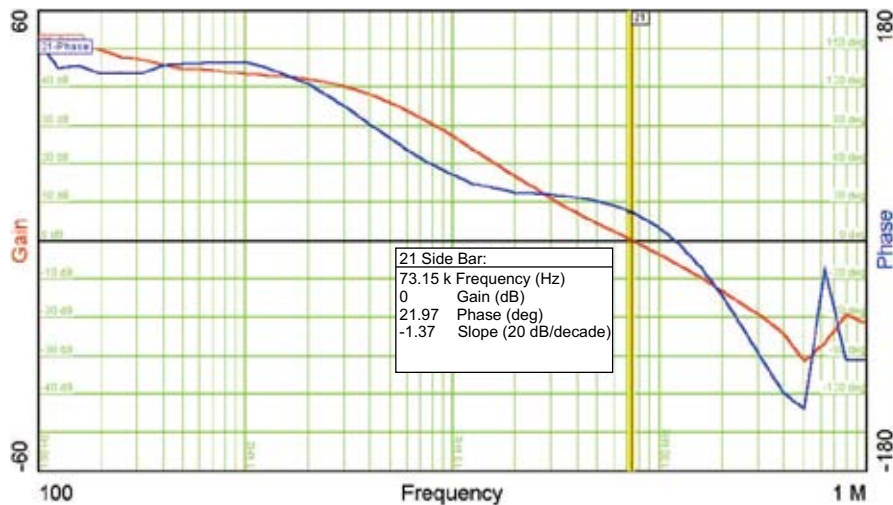


图13. 带1000 pF前馈电容时TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图

2.7 针对增大相位裕量进行优化以实现较小的振铃

相反的，如果需要更大的相位裕量，采用较小的前馈电容可降低环路的穿越频率，并使得源自前馈电容的最大相位增益频点更接近新的穿越频率点，从而对带宽的降低做了折衷。随着 C_{ff} 电容值的降低，转换器的带宽将逐步逼近无前馈电容时的带宽值。

图 14 及图 15 所示为采用 33 pF C_{ff} 替代 82 pF C_{ff} 时，转换器的瞬态及环路响应，此时转换器的响应时间增加至 22 ms，并导致瞬变电压偏移增大至 613 mV。尽管如此，此时的响应仍优于无前馈电容状况下转换器 30 ms 的响应时间及 900 mV 的电压偏移。同时，须注意到 0 A 至全负载瞬变是非常极端的测试，仅是用于通过本应用文档更为清晰的展示优化状况。

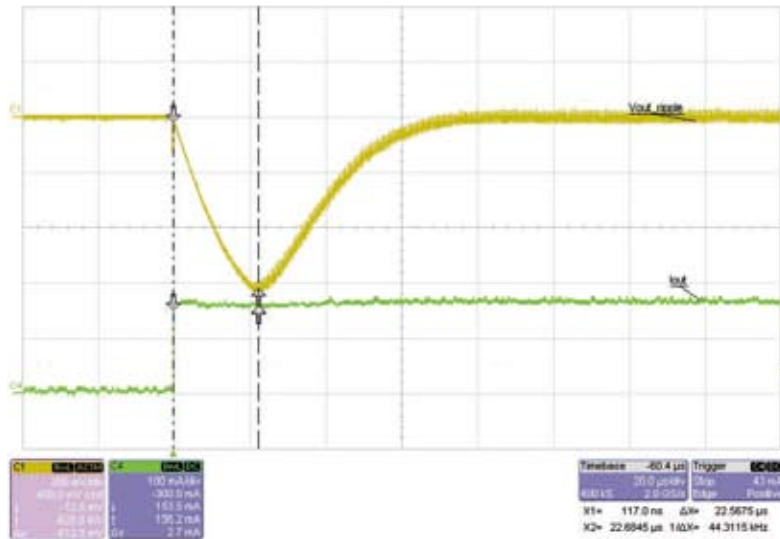


图14. 带33 pF前馈电容时电压瞬变对负载瞬变的响应

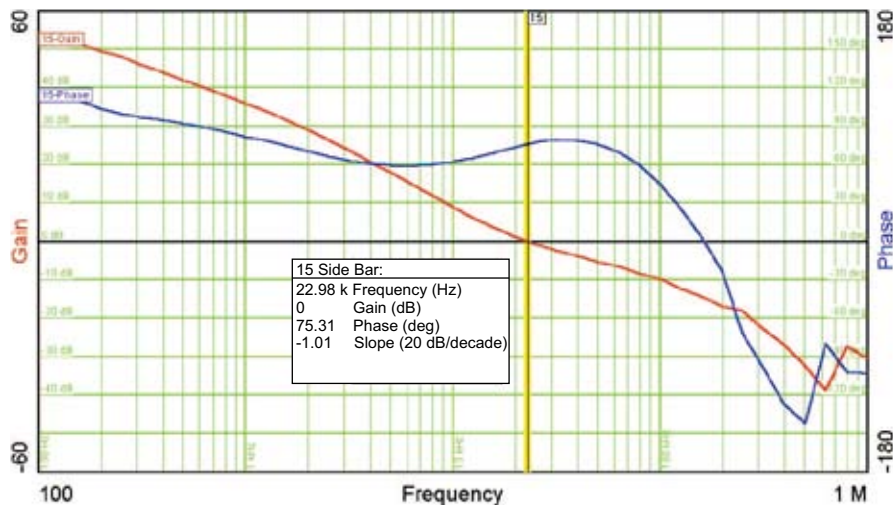


图15. 带33 pF前馈电容时 TPS61081 电路的环路增益及相位曲线图

3 结论

在反馈网络中添加前馈电容可改善内置补偿 dc-dc 转换器的性能。各转换器所对应的数据表描述了如何选取一般的前馈电容值以改善环路响应。然而，对于一个试行的设计而言，一旦测定了其响应特性，前馈电容值即可选定以便改善瞬态响应。所计算得到的最优化 C_{ff} 值可增加或降低以优化转换器的瞬态响应，实现电压偏移最小化或增大相位裕量的。

4 参考文献

1. *Evaluation and Performance Optimization of Fully Integrated DC/DC Converters (Topic 7 of 2006 Portable Power Design Seminar)*
2. *Using the TPS40040EVM-001: A 12-V Input, 1.8-V Output, 10-A Synchronous Buck Converter User's Guide (SLUU266)*
3. *TPS6108xEVM-147 User's Guide (SLVU144)*
4. *TPS61080/81, High Voltage DC/DC Boost Converter With 0.5-A/1.3-A Integrated Switch data sheet (SLVS644)*

想缩短研发时间、降低产品成本、并让产品快速投放市场？
TI产品信息中心训练有素的技术支持团队能在线提供您全方位的产品信息
无论是...

- 为您选择最佳的芯片和系统方案
- 为您找到获得样片的最快速度
- 为您分析并解决在开发调试中遇到的问题
- 为您提供产品设计开发的经验和技巧
- 为您推荐最佳授权代理商
- 为您递送免费的产品书籍/CD
- 为您所想，不遗余力.....

立刻拨免费热线：**800-820-8682** 获取免费的技术支持。
服务时间：星期一至五·上午 9:00 ~ 下午 6:00

欢迎您注册成为 **my.TI** 会员，以获得更快捷的服务和更全面的资料。
网站：<http://www.ti.com.cn/contactus>

my. TI

TI 创建了全新版本的 my.TI，提供全新的外观和新型的用户友好特性并为中国客户提供本地语言功能。

帐户设置优势：

- my.ti 主页上提供每周新闻稿摘要
- 订购免费样片
- 管理新闻简报和电子邮件警报
- 登记参加活动
- 注册电子邮件警报
- 更方便的电子邮件管理与订阅

网站：http://www.ti.com.cn/hdr_my_ti
新用户请现在就登录，享受多重服务，旧用户请登录更新信息！

SQS 小批量销售

TI于2007年与半导体代理商世平集团合作推出全新TI小批量器件销售服务，专门针对产品开发及研制初期对小批量IC产品需求而设，为顾客提供更全面的服务。

- 超过6000种器件，任君选购
- 网络订单，快捷方便
- 小批量销售，没有最低订购金额 (MOV) 的要求
- 没有原厂标准包装数(SPO)和最小订购数(MOQ)要求

- 订购热线：**+86-755-83580555**
- 电子信箱：spp@wpgchina.com
- 网站：<http://spp.wpgchina.com/sqs>

Safe Harbor Statement:

This publication may contain forward-looking statements that involve a number of risks and uncertainties. These "forward-looking statements" are intended to qualify for the safe harbor from liability established by the Private Securities Litigation Reform Act of 1995. These forward-looking statements generally can be identified by phrases such as TI or its management "believes," "expects," "anticipates," "foresees," "forecasts," "estimates" or other words or phrases of similar import. Similarly, such statements herein that describe the company's products, business strategy, outlook, objectives, plans, intentions or goals also are forward-looking statements. All such forward-looking statements are subject to certain risks and uncertainties that could cause actual results to differ materially from those in forward-looking statements. Please refer to TI's most recent Form 10-K for more information on the risks and uncertainties that could materially affect future results of operations. We disclaim any intention or obligation to update any forward-looking statements as a result of developments occurring after the date of this publication.

Trademarks:

The platform bar is a trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

Real World Signal Processing, the balck/red banner, C2000, C24x, C28x, Code Composer Studio, Excalibur, Just Plug It In graphic, MicroStar BGA, MicroStar Junior, OHCI-Lynx, Power+ Logic, PowerPAD, SWIFT, TMS320, TMS320C2000, TMS320C24x, TMS320C28x, TMS320C6000, TPS40K, XDS510 and XDS560 are trademarks of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

Important Notice:

The products and services of Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries described herein are sold subject to TI's standard terms and conditions of sale. Customers are advised to obtain the most current and complete information about TI products and services before placing orders. TI assumes no liability for applications assistance, customer's applications or product designs, software performance, or infringement of patents. The publication of information regarding any other company's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

相关产品链接:

- DSP - 数字信号处理器 <http://www.ti.com.cn/dsp>
- 电源管理 <http://www.ti.com.cn/power>
- 放大器和线性器件 <http://www.ti.com.cn/amplifiers>
- 接口 <http://www.ti.com.cn/interface>
- 模拟开关和多路复用器 <http://www.ti.com.cn/analogswitches>
- 逻辑 <http://www.ti.com.cn/logic>
- RF/IF 和 ZigBee[®] 解决方案 www.ti.com.cn/radiofre
- RFID 系统 <http://www.ti.com.cn/rfidsys>
- 数据转换器 <http://www.ti.com.cn/dataconverters>
- 时钟和计时器 <http://www.ti.com.cn/clockandtimers>
- 标准线性器件 <http://www.ti.com.cn/standardlinearde>
- 温度传感器和监控器 <http://www.ti.com.cn/temperaturesensors>
- 微控制器 (MCU) <http://www.ti.com.cn/microcontrollers>

相关应用链接:

- 安防应用 <http://www.ti.com.cn/security>
- 工业应用 <http://www.ti.com.cn/industrial>
- 计算机及周边 <http://www.ti.com.cn/computer>
- 宽带网络 <http://www.ti.com.cn/broadband>
- 汽车电子 <http://www.ti.com.cn/automotive>
- 视频和影像 <http://www.ti.com.cn/video>
- 数字音频 <http://www.ti.com.cn/audio>
- 通信与电信 <http://www.ti.com.cn/telecom>
- 无线通信 <http://www.ti.com.cn/wireless>
- 消费电子 <http://www.ti.com.cn/consumer>
- 医疗电子 <http://www.ti.com.cn/medical>

重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated