

Application Note

如何在 **TPS62A2xx-Q1** 中选择补偿设置



Moheddin Shaik, Kshitij Garg

摘要

本应用手册介绍了一套系统的方法，旨在优化 TI 的 **TPS62A2xx-Q1** 汽车级降压转换器系列的负载瞬态响应，并指导补偿设置的选择。文中先简要概述了两个瞬态响应阶段。无源阶段由电容主导，而有源阶段则由环路控制。接下来，它会确定影响过冲、下冲和恢复时间的参数。逐步设计流程指导设计人员完成以下工作：目标穿越频率的选取、基于调节范围内和环路饱和两项准则计算最小输出电容值，以及瞬态非同步模式 (TAM) 的整合。本应用手册最后给出了实用建议，帮助设计人员在实现快速、低过冲瞬态响应的同时，尽可能减少物料清单成本。对于使用 **TPS62A2xx-Q1** 系列开发汽车级降压转换器的电源设计工程师而言，这是一份即拿即用的参考资料。

内容

1 简介.....	2
1.1 负载瞬态响应基本原理.....	2
2 影响负载瞬态响应的参数.....	3
2.1 输出级参数.....	3
2.2 控制环路参数.....	3
3 分步补偿选择程序.....	5
4 在 TPS62A2xx-Q1 中选择补偿设置.....	8
5 总结.....	10
6 参考资料.....	10

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

1.1 负载瞬态响应基本原理

在任何电源设计中，无论负载电流如何变化，输出电压都应保持稳定并在额定容差范围内。但是，在汽车微控制器，SoC 或 DSP 等实际应用中，负载电流可以在数微秒甚至数纳秒内在轻需求和重需求之间切换。在这些突然变化期间，转换器保持稳定输出电压的能力，我们将其称为负载瞬态响应。

当负载电流突然增加时，输出电压会出现瞬时下冲，下降至低于调节值。相反，当负载电流突然降低时，输出电压尖峰高于调节值，称为过冲。转换器的控制环路会检测此偏差并校正占空比，从而将输出电压恢复到稳压状态。在指定容差范围内返回所需的时间称为稳定时间。这三个量，即下冲、过冲 (ΔV) 和稳定时间 (t_s) 是用于评估转换器瞬态响应质量的主要指标。设计良好的转换器可更大限度地减少峰值电压偏差及其恢复时间，从而验证下游负载始终在其安全电压范围内运行。可视化这种情况的一种有用方法是通过典型的瞬态响应波形，如图 1-1 所示。

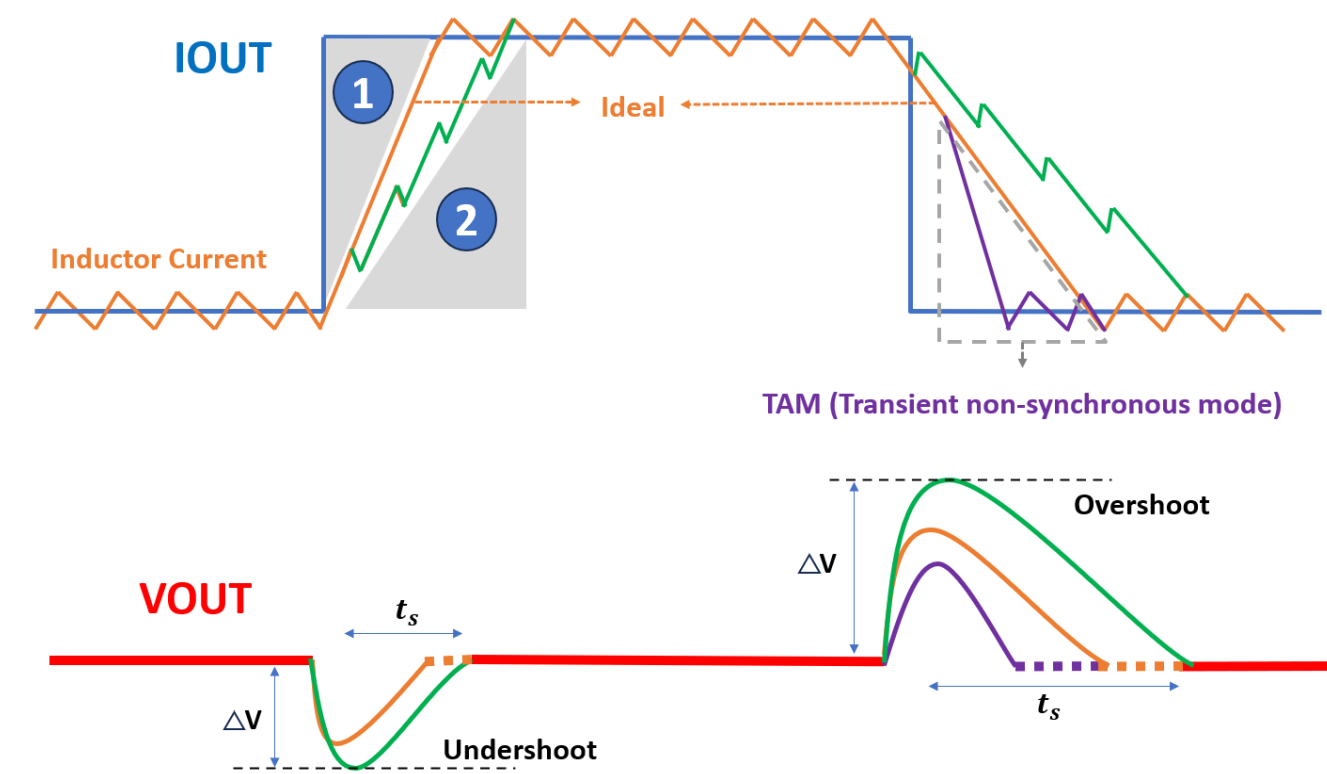


图 1-1. 负载瞬态响应

如图 1-1 所示，瞬态响应分为两个不同的阶段，每个阶段都由电源设计的不同元素控制：

1.1.1 相位 1：无源响应（电容器主导）

在控制环路做出反应之前，单独由输出电容器负责提供或吸收负载电流的突然变化。在该阶段，初始峰值电压偏差 (ΔV) 完全由输出电容器的值和其寄生阻抗决定，主要是等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL)。具有较低寄生效应的较大输出电容将限制初始电压偏差，从而增加控制环路的响应时间。

1.1.2 相位 2：主动响应（控制环路）

一旦控制环路检测到输出电压偏差，它就会调节占空比并改变电感电流以满足新的负载需求，从而逐渐将输出电压恢复到其调节值。这种恢复的速度和平滑度由控制环路带宽及其补偿设置决定。更宽的带宽使环路能够更快地做出反应，从而减少稳定时间。但是，还必须对环路进行适当补偿，以避免恢复期间出现过度振铃或不稳定。

了解这两个阶段是分析哪些参数影响瞬态响应以及如何优化补偿网络以获得最佳性能的基础。

2 影响负载瞬态响应的参数

降压转换器的负载瞬态响应由两组不同的参数形成。一类属于输出级的外部无源元件，主导初始的无源响应；另一类属于控制环路的小信号内部特性，决定有源恢复过程。深入了解每组参数可以让设计人员做出有针对性的明智决策，而不是依靠试错。

2.1 输出级参数

输出级由电感器、输出电容器及其寄生效应组成。这些构成了转换器在瞬态事件期间的第一道即时防线。在控制环路有时间采取行动之前，这些元件单独确定输出端的峰值电压偏差。

2.1.1 输出电容

基于第 1 节中讨论的无源响应阶段，输出电容器必须在电感器电流捕获之前的间隔期间提供或吸收负载电流的突然变化。此间隔期间的峰值电压偏差取决于：
$$\Delta V \approx (\Delta I_{Load} \times \Delta t) / C_{OUT}$$

2.1.2 C_{OUT} 的 ESR 和 ESL

除了电容值本身之外，输出电容器的寄生阻抗也起着至关重要的作用，尤其是在瞬态开始时。ESR 会引入即时电阻电压阶跃：
$$\Delta V_{ESR} \approx \Delta I_{LOAD} \times ESR$$

ESL 在快速电流转换期间增加了进一步的电感尖峰：
$$\Delta V_{ESL} = ESL \times \left(\frac{d\Delta I_{LOAD}}{dt} \right)$$

在具有高负载电流电压摆率的应用中，ESL 实际上会主导初始电压尖峰，因此选择的电容器不仅仅是电容值。通常优先选择低 ESR、低 ESL 的陶瓷电容器 (MLCC)。在需要更大大容量电容的情况下，通常使用 MLCC 和大容量电容器的组合，将 MLCC 放在最靠近负载的位置，从而尽可能减小电流路径中的寄生电感。

2.1.3 输出电感

输出电感器决定了控制环路开始响应后转换器电流斜升的速度。导通期间的电感电流电压摆率为：
$$dI_L/dt = (V_{IN} - V_{OUT})/L$$

较小的电感可实现更快的电流斜坡，从而缩短稳定时间并缩短 C_{OUT} 必须单独维持负载的持续时间。但是，减小 L 会增加纹波电流峰值，从而影响效率并可能影响 EMI 性能。因此，在选择电感时，需要谨慎地在瞬态响应速度和稳态纹波要求之间进行权衡。

2.2 控制环路参数

一旦输出级吸收了初始瞬态，控制环路就会接管以恢复调节。这种主动恢复的质量取决于环路的小信号特性，特别是环路的响应速度以及在执行此操作时保持的稳定性。与无源输出级参数不同，这些参数位于控制架构内部，并由器件固定特性和设计人员控制的补偿设置形成。

2.2.1 交叉频率、相位裕度

交叉频率 (f_c) 是系统开环增益降至单位增益 (0dB) 时的频率。它是衡量控制环路对干扰响应速度的最直接指标， f_c 越高，意味着环路反应越快，从而缩短建立时间并减小主动恢复阶段的电压偏差。

在 TPS62A2xx-Q1 中, f_c 由误差放大器跨导 (g_m) 和补偿电阻 (R_{comp}) 的乘积决定。增大此产品可提高中频环路增益, 将 f_c 推高, 并使环路对瞬态事件响应更快。然而, f_c 的增加不能有任何限制。随着交叉频率被推高, 相位裕度会减小。相位裕度不足的系统将在瞬态恢复期间表现出振铃或振荡行为, 这同样是不可取的。45° 的相位裕度被广泛接受, 可实现稳定运行, 在大多数实际设计中首选 60° 或更高的相位裕度。因此, 选择 $g_m \times R_{comp}$ 积是一种精心权衡:

- 过低 → 环路响应缓慢, 建立时间长, 主动恢复期间电压偏差过大
- 过高 → 快速响应, 但相位裕度减小, 存在振铃或不稳定的风险

这种平衡正是第 3 节涉及的内容: 提供了一种在 TPS62A2xx-Q1 中选择适当补偿设置的结构化方法, 可优化瞬态性能。

2.2.2 瞬态非同步模式

交叉频率和相位裕度决定了环路对负载升压事件的响应, 即环路检测下冲并命令额外电感器电流以恢复调节的速度。然而, 负载降压事件带来了一个根本不同的挑战, 以至于仅靠小信号环路无法完全解决: 过冲问题。

在负载降压事件期间, 电感器电流不会立即降至新的较低负载水平。在传统的同步降压转换器中, 低侧 FET 保持活动状态, 电感器电流以以下速率下降: $dI_L/dt = V_{OUT}/L_{OUT}$

这种相对较慢的下降速度意味着过大的电感器电流会在负载减小后继续流入 COUT, 注入多余的电荷并将 V_{OUT} 推至稳压目标以上, 这就是过冲。

TAM 的工作原理

当控制环路检测到负载降压事件时, TAM 会强制低侧 FET 关断, 从而使电感器电流通过低侧 FET 的体二极管。体二极管的正向压降为约 0.6V, 与电感器电流相反, 这会增加 V_{OUT} 。驱动电感器电流下降的有效电压变为:

$$\Delta V_L = V_{OUT} + V_{diode} \approx V_{OUT} + 0.6V$$

这会增加降压瞬态期间的电感器电流压摆率: $dI_L/dt = (V_{OUT} + 0.6)/L_{OUT}$

对过冲和输出电容的影响

电感器电流压摆率越快, 电感器电流就越能更快地恢复到新的负载水平, 从而减少注入 COUT 的过量电荷。由于过冲电压与此过量电荷成正比, 因此通过 TAM 实现的更快电流压摆率意味着同一 COUT 可以降低过冲, 或者同等地, 可以使用较小的 COUT 来满足相同的过冲规格。这可以直接降低负载降压事件期间的最小输出电容要求, 如第 3 节中讨论的器件特定设计公式所示。

3 分步补偿选择程序

备注

补偿值为标称值，变化范围为 $\pm 10\%$ 。COMP 引脚电阻器必须靠近引脚放置以最大限度地减小寄生电容，并且不得悬空。

第 1 步：定义应用需求

在开始计算之前，必须建立以下应用参数：

参数	符号	说明
目标输出电压下冲	ΔV_{OUT}	负载阶跃期间允许的最大电压骤降
负载阶跃幅度	I_{step}	峰值负载电流阶跃
输出电感	L_{OUT}	所选的电感器值
输出电压	V_{OUT}	确定 FB_{Ratio} 和 V_{OUT} 范围
开关频率	F_{sw}	通过 CONF 引脚设置 (1.5、2.25、2.5 或 4MHz)

第 2 步：确定 FB_{Ratio}

FB_{Ratio} 决定了四个输出电压范围内内部反馈调节的差异。它由通过 CONF 引脚配置的 V_{OUT} 范围固定。

表 3-1. FB_{Ratio} 值

V_{OUT} 范围	$V_{OUT}(V)$	FB_{Ratio}
范围 1	0.4 - 0.5875	1
范围 2	0.5 和 0.6 - 0.775	1
范围 3	0.8 - 1.55	2
范围 4	1.6 - 3.3	4

第 3 步：计算目标补偿值

使用 方程式 1 计算建议值 ($g_M \times R_c$)：

$$g_M \times R_c \left(\frac{V}{V} \right) = 78571.43 \times \left(\frac{I_{step}}{\Delta V_{out}} \right) \times FB_{Ratio} \times L_{out} \quad (1)$$

其中：

- ΔV_{OUT} = 目标 V_{OUT} 下冲 (V)
- I_{step} = 负载阶跃 (A)
- L_{OUT} = 输出电感 (H)
- FB_{Ratio} = 来自上面的表 1

第 4 步：选择补偿设置

从给定的表中选择其 $g_M \times R_c$ 值与计算结果最匹配的 COMP 设置：

表 3-2. 补偿设置

补偿设置	$g_M \times R_c$
COMP 15	8.5
COMP 14	6.8
COMP 13	5.75
COMP 12	4.6
COMP 11	3.75
COMP 10	3.0
COMP 9	2.5
COMP 8	2.0

表 3-2. 补偿设置 (续)

补偿设置	$g_m \times R_c$
COMP 7	1.75
COMP 6	1.4
COMP 5	1.125
COMP 4	0.9
COMP 3	0.75
COMP 2	0.6
COMP 1	0.5
COMP 0	0.4

如果计算值介于两个设置之间，则选择较高的设置可提供更大的环路增益和更严格的瞬态调节。当输出电容因降额而处于最小值时，选择较低的设置可以降低不稳定的风险。

第 5 步：设置 COMP 引脚电阻器

使用给定表中相应的电阻器配置 COMP 引脚，该电阻器根据 E96 系列值放置在 COMP 引脚和 GND 之间：

表 3-3. TPS62A2xx-Q1 通过 COMP 引脚提供的配置选项

COMP 引脚配置	补偿设置
连接至 V _{IN}	COMP 15
100k Ω 至 GND	COMP 14
33.2k Ω 至 GND	COMP 13
16.9k Ω 至 GND	COMP 12
10k Ω 至 GND	COMP 11
6.3k Ω 至 GND	COMP 10
4.2k Ω 至 GND	COMP 9
2.8k Ω 至 GND	COMP 8
1.9k Ω 至 GND	COMP 7
1.3k Ω 至 GND	COMP 6
887 Ω 至 GND	COMP 5
576 Ω 至 GND	COMP 4
365 Ω 至 GND	COMP 3
210 Ω 至 GND	COMP 2
100 Ω 至 GND	COMP 1
连接到 GND	COMP 0

重要提示：在器件启动期间读取 COMP 电阻。在运行期间更改电阻值不会产生任何影响。对于固定 OTP 器件，请将 COMP 引脚连接到 AGND。

第 6 步：验证环路带宽和最小输出电容

转换器的瞬态响应取决于控制环路处于哪个工作区域：

- 调节时：响应由环路带宽决定
- 环路饱和：响应受最大电感器电流压摆率的限制

TI 建议针对这两个标准计算最小输出电容并选择较大的值。

6a：环路带宽限制

在所有运行条件（包括所有适用的降额因子）下，环路带宽都必须满足以下要求：

$$100\text{kHz} \leq \text{BW} \leq \text{Minimum}\left(600\text{kHz}, \frac{f_{\text{sw}}}{5}\right) \quad (2)$$

6b：最小电容：监管内标准

如果转换器保持在稳压状态，则所需的最小输出电容为：

$$C_{out(min)(reg)} = 1.59 \times 10^{-6} \times \frac{g_M \times R_c}{L_{out} \times BW \times FB_Ratio} \quad (3)$$

6c：最小电容：禁用 TAM 时的环路饱和

TPS62A2xx-Q1 系列采用频率调节恒定导通时间 (F-COT) 控制架构，可保持几乎恒定的开关频率，同时保持 COT 控制的快速瞬态响应特性。通过 COMP 引脚上的单个外部电阻器来配置控制环路，选择 16 个分立式内部补偿设置 (COMP 0 至 COMP 15) 之一。每个设置对应于内部补偿产品 $g_M \times R_c$ 的一个特定值，范围从 0.4 到 8.5，这决定了交叉频率并控制了转换器对负载瞬态的响应速度。

设计任务减少到根据应用的瞬态要求计算所需的 $g_M \times R_c$ ，选择最接近的可用设置，并验证是否满足最小输出电容要求。

当负载阶跃足够大到使控制环路饱和并且 TAM 功能被禁用时，最小输出电容为：

$$C_{out(min)(sat)} = \frac{1}{\Delta V_{out}} \times \left(\left(\frac{I_{pk}^2 \times L_{out}}{2 \times \Delta V_L} \right) + \left(I_{Step} \left[T_{on} - \frac{T_t}{2} \right] \right) \right) \quad (4)$$

其中：

$$I_{pk} = I_{DC} + \frac{I_{L(PP)}}{2} \quad (5)$$

$$I_{L(PP)} = \text{Inductor current ripple} \quad (6)$$

$$\Delta V_L = \text{Voltage across the Inductor} = \text{Minimum} (V_{in} - V_{out}, V_{out}) \quad (7)$$

$$T_t = \text{Transition time of the Load Step} \quad (8)$$

$$T_{on} = \frac{V_{out}}{\eta \times V_{in}} \times \frac{1}{f_{sw}} \quad (9)$$

6d：最小电容：启用 TAM 时的环路饱和

当负载阶跃使控制环路饱和并且启用 TAM 功能时、最小输出电容为：

$$C_{out(min)(sat_TAM)} = \frac{1}{\Delta V_{out}} \times \left(\left(I_{pk} \times (T_{sw} - T_{on}) \right) - \left(\frac{(T_{sw} - T_{on})^2}{2} \times \frac{V_{out}}{L_{out}} \right) + \left(\frac{I_{val}^2 \times L_{out}}{2 \times (V_{out} + 0.6)} \right) + \left(I_{Step} \left[T_{on} - \frac{T_t}{2} \right] \right) \right) \quad (10)$$

其中：

$$T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} \quad (11)$$

$$I_{val} = I_{DC} - \frac{I_{L(PP)}}{2} \quad (12)$$

注意：TAM 仅适用于 V_{OUT} 范围 1、2 和 3。不适用于 V_{OUT} 范围 4。

6e : 最终 COUT 选择

根据适用于您的设计的饱和标准，选择最小输出电容：

V _{OUT} 范围	TAM 状态	COUT(min) 选择
范围 1、2 或 3	启用 TAM	最大值 (式 4 , 式 10)
范围 1、2 或 3	TAM 禁用	最大值 (式 3 , 式 4)
范围 4	TAM 不可用	最大值 (式 3 , 式 4)

始终对所选电容器施加适当的降额、以考虑直流偏置电压系数和温度影响。

4 在 TPS62A2xx-Q1 中选择补偿设置

工作示例

以下示例直接取自 TPS62A212-Q1 数据表的典型应用部分。

表 4-1. 应用参数

参数	值
输出电压 (V _{OUT})	0.75V (V _{OUT} 范围 2)
输入电压 (V _{IN})	3.3V
负载阶跃 (I _{step})	7.9A (0.1A 至 8A)
负载阶跃上升/下降时间 (t _r / t _f)	1μs
目标下冲 (ΔV _{OUT})	26.25mV
输出电感 (L _{OUT})	100nH
开关频率 (f _{SW})	2.5MHz
效率 (η)	90%

推导出的值

- I_{DC} (最大负载电流) = 8A
- I_{step} = 7.9A
- FB_{Ratio} (对于 V_{OUT} 范围 2) = 1
- 步骤 1 - 2 : V_{OUT} = 0.75V → 范围 2 ; FB_{Ratio} = 1
- 第 3 步 : 使用 (方程式 13) 计算 g_M × R_C :

$$- \quad g_M \times R_C (V/V) = 78571.43 \times \left(\frac{7.9}{26.25 \times 10^{-3}} \right) \times 1 \times 100 \times 10^{-9} = 2.36 \quad (13)$$

- 第 4 步 : 选择补偿设置 :
 - 最接近的可用值 → COMP 9 (g_M × R_C = 2.5)
- 第 5 步 : 设置 COMP 引脚电阻器 :
 - COMP 9 → 4.2kΩ 至 GND
- 步骤 6a : 验证环路带宽 :
 - BW_{max} = f_{SW} / 5 = 2.5 MHz / 5 = 500kHz (满足 100 kHz ≤ BW ≤ 600kHz)
- 步骤 6b : COUT 稳压区间 (式 3) :
 - COUT(min)(reg) = 75.04μF
- 步骤 6c : COUT 饱和 , TAM 禁用 (式 4) :

计算中间值 :

- I_{L(PP)} = 2.58A
- I_(pk) = 9.29A
- ΔV_L = 0.75V

- $T_{on} = 101.01ns$
- $C_{OUT(min)}(sat) = 99.008\mu F$
- 步骤 6d : C_{OUT} 饱和 , TAM 启用 (式 5) :

计算中间值 :

- $T_{sw} = 400ns$
- $I_{val} = 6.71A$
- $C_{OUT(min)}(sat_TAM) = 36.508\mu F$
- 步骤 6e : 最终 C_{OUT} 选择 :

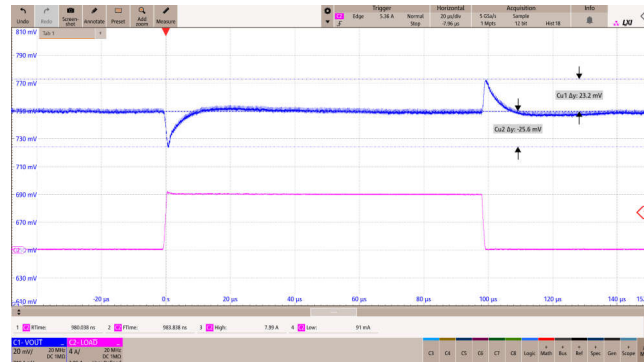
标准	C_{OUT} (最小值)
稳压区间 (式 15)	75.04 μF
饱和 , TAM 禁用 (式 18)	99.008 μF ← 更大 , 控制 TAM 是否关闭
饱和 , TAM 启用 (式 25)	36.508 μF
最终 , TAM 禁用	99.008 μF
最终 , TAM 启用	$\max(75.04, 36.508) = 75.04\mu F$

在本例中 , 启用 TAM 可将所需的输出电容从大约 99 μF 降低到大约 75 μF : 通过有意义的降低技术实现更紧凑的设计。

实验优化结果

根据实验室测量结果 , COMP 12 ($g_m \times R_c = 4.6$) 配合 4 个 22 μF 输出电容器 (Murata GCM31CR71A226KE02L) , 实现了优化的负载瞬态响应性能。这说明了一个重要的原理 : 基于公式的计算提供了一个良好接地的起点 , 但实际电容器降额 , PCB 寄生电感和 PDN 阻抗效应意味着最佳补偿设置最好通过使用实际电路板的 PDN 模型和所选电容器堆叠的实验室验证或仿真进行确认。

平台测量值



$V_{OUT} = 0.75V$

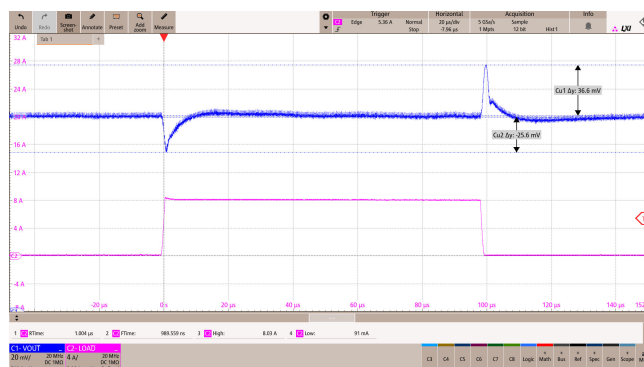
PWM , COMP = 12 , TAM 启用

$T_A = 25^\circ C$

$V_{IN} = 3.3V$

$I_{OUT} = 0.1A$ 至 $8A$ 至 $0.1A$ (1 μs)

图 4-1. 负载瞬态响应



$$V_{OUT} = 0.75V$$

PWM, COMP = 12, TAM 禁用

$$T_A = 25^\circ C$$

$$V_{IN} = 3.3V$$

$$I_{OUT} = 0.1A \text{ 至 } 8A \text{ 至 } 0.1A (1 \mu s)$$

图 4-2. 负载瞬态响应

5 总结

为了优化大电流汽车降压转换器中的负载瞬态响应，需要系统地了解无源输出级和控制环路动态。通过了解阶段 1（由电容器主导）和阶段 2（控制环路）响应机制，设计人员可以就元件选择和补偿设置做出明智的决策。

TPS62A2xx-Q1 系列通过 16 个分立式内部补偿设置简化了该过程，使设计人员能够根据应用的特定瞬态要求定制环路响应，而无需外部补偿网络。本应用手册中提供的设计公式（通过成功的示例进行验证）为选择适当的补偿设置和最小输出电容提供了一个可靠的起点。

关键点：

- 阶段 1 响应主要由 C_{OUT} 、ESR、ESL 和电感决定：更大限度地减小寄生效应并选择低 ESR MLCC
- 阶段 2 响应由交叉频率控制，交叉频率由内部误差放大器增益和外部 R_{COMP} 选择形成
- TAM 显著降低了 V_{OUT} 范围 1 - 3 的过冲和最小电容要求
- 始终为稳压和饱和标准计算最小 C_{OUT} ，并选择较大的值
- 基于公式的方法奠定了坚实的基础，但建议使用实验室验证或 PDN 仿真进行最终优化

通过遵循第 3 节中的结构化设计过程，设计人员可以放心地选择补偿设置，这些设置可以在所有运行条件下平衡快速瞬态响应和稳健的稳定性。

6 参考资料

德州仪器 (TI), [TPS62A2xx-Q1 2.7V 至 6V 输入、8A、10A 和 12A 汽车级快速瞬态同步降压转换器](#), 数据表。

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