

适用于汽车应用的开关峰值电流模式控制电路优化技术

作者: [Mahmoud Harmouch](#) 和 [Tobias Nass](#)

编者注: 感谢 TI 提供这篇关于汽车降压转换器设计的深度研究文章。作者在其范例设计中使用 TI 部件, 但其教益具有共通性和普遍性。

概要

如何将开关频率提升到超过 1.7MHz 以避免 AM 频段干扰和如何提供快速的负载瞬态响应, 是当前汽车信息娱乐系统使用开关模式电源持续面临的压力。如今, 多核处理器和片上系统 (SoC) 所需的内核电压甚至低于 1V, 需要从 2.5V 到 6V 的中间电压进行严格稳压得来。同时, 电源设计人员还需要满足多个目标, 如提供高开关频率、实现小巧紧凑的解决方案和快速的瞬态响应。本文将深度探讨峰值电流模式控制环路的设计优化技术。这种分步设计兼顾了参数变动、寄生元件及典型的汽车需求。电路的优化使用了一系列异步降压转换器器件。

介绍

当今的多核处理器和片上系统 (SoC) 要求内核电源不仅电压低且经严格稳压, 能实现超快速的瞬态响应。在我们提供的测试案例中, 需要的内核电压为 1.2V, 包含瞬态响应等在内的总体精度为 $\pm 3\%$ 。负载瞬态的指定范围为 0.5A 到 2A (400ns 内)。此外, 本文还阐述了负载瞬态过程中的电路行为, 以及相关的公式推导及其在本例中的应用。

负载瞬态过程中的电路行为

在负载瞬态过程中, 反馈环路会对电流需求做出有限时间响应, 这将导致输出电压下降 (图 1)。下降时长被称为系统响应时间 T_r 。在这段时间内, 负载电流是电感器电流和输出电容电流之和。输出电压下降不可避免, 但可以尽量减小以满足规范要求。

本文中的所有计算均采用下列定义:

- I_o : 负载电流
- I_c : 输出电容器 C_{OUT} 的电流
- I_L : 电感器 L 的电流
- T_r : 环路响应时间
- V_{OUT} : 输出电压

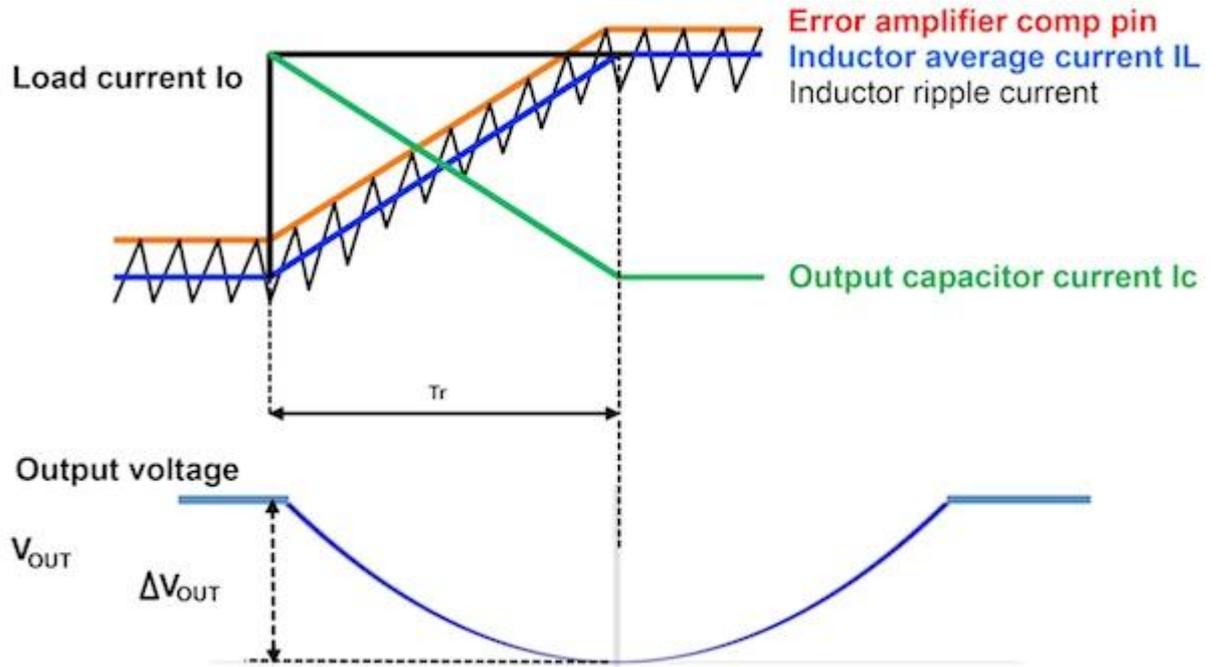


图 1: 负载瞬态响应

假定负载步进开始时间为 0, 即 $t = 0$, 且参数初始值为 $I_o(0) = I_o$ 、 $I_L(0) = 0$ 、 $I_c(0) = I_o$ 和 $V_{OUT}(0) = V_0$, 则这一行为可用下列等式 1-3 进行阐释:

$$I_o = I_L + I_c \quad (1)$$

$$I_L = I_o \cdot \frac{t}{T_r} \quad (2)$$

$$I_c = -C_{OUT} \cdot \frac{dV_{out}}{dt} \quad (3)$$

根据等式 1-3, 得出:

$$I_o = I_o \cdot \frac{t}{T_r} - C_{OUT} \cdot \frac{dV_{OUT}}{dt},$$

由此可转换为等式 4:

$$C_{OUT} \cdot \frac{dV_{out}}{dt} = I_o \frac{t}{T_r} - I_o \quad (4)$$

由于电感器电流和输出电压在 $t=0$ 时为连续函数, 通过积分等式 4 可得出等式 5:

$$V_{OUT} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o}{C_{out}} \frac{t^2}{T_r} - \frac{I_o}{C_{OUT}} t + constant \quad (5)$$

$$V_{OUT} = \frac{1}{2} \frac{I_O}{C_{OUT}} \frac{t^2}{T_r} - \frac{I_O}{C_{OUT}} t + V_0.$$

常数项为 $t=0$ 时的输出电压 V_0 ：

该负载步进过程中的电压降低为： $\Delta V_{OUT} = V_{OUT} - V_0$ （等式 6）：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{1}{2} \frac{I_O}{C_{out}} \frac{t^2}{T_r} - \frac{I_O}{C_{OUT}} t \quad (6)$$

等式 6 是一个抛物线函数，其最小值的条件是导数： $\frac{dV_{out}}{dt} = 0$ 。这样 ΔV_{OUT} 的最小值条件是 $t = T_r$ ，或等式 7：

$$\Delta V_{out,min} = \frac{1}{2} T_r \frac{I_O}{C_{out}} - T_r \frac{I_O}{C_{out}} = -\frac{1}{2} T_r \frac{I_O}{C_{out}} \quad (7)$$

等式 7 为负载步进期间的最低输出电压和负载步进之前初始电压之间的差异。负号表示输出电压会降至低于其初始值的水平。输出电压降低与负载步进电流、反馈环路响应时间成正比，与输出电容器值成反比。

优化瞬态响应

我们的设计目的是要最小化 $\Delta V_{OUT, min}$ 的输出电压下降。这可通过增大输出电容和降低环路响应时间 T_r 来实现。其中 T_r 是交叉频率 F_c 的函数，如等式 8 所示：

$$T_r = \frac{0.35}{F_c} \quad (8)$$

由等式 7 和等式 8 可推导出等式 9：

$$\Delta V_{out,min} = -\frac{1}{2} \frac{I_O}{C_{out}} \frac{0.35}{F_c} \quad (9)$$

需要优化的两个重要参数是：1) 输出电容 C_{OUT} 和 2) 交叉频率 F_c 。通过增大这两个值，可以最大限度地缩小输出电压降低幅度。但是，由于不存在理想电路，因则只能在一定程度上缩小输出电压跌落。误差放大器的带宽往往成为制约因素。

总体环路传递函数

根据基本的信号理论，传递函数 $H(s) = V_{out}/V_r$ ，其中 V_o 是小信号输出电压， V_r 是返回信号。

$$H(s) = \text{power stage gain} \times \text{voltage divider gain} \times \text{output stage gain} \times \text{error amplifier gain} \quad (10)$$

$$\text{Voltage divider gain } \frac{V_{ref}}{V_{out}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (11)$$

$$\text{Power stage gain} = G_m \quad (12)$$

$$\text{Output stage gain} = R_L \frac{1 + R_{ESR} C_{out} S}{1 + (R_{ESR} + R_L) C_{out} S} \quad (13)$$

这里的 R_L 是负载电阻，ESR 是输出电容串联电阻， C_{OUT} 是输出电容（图 2）：

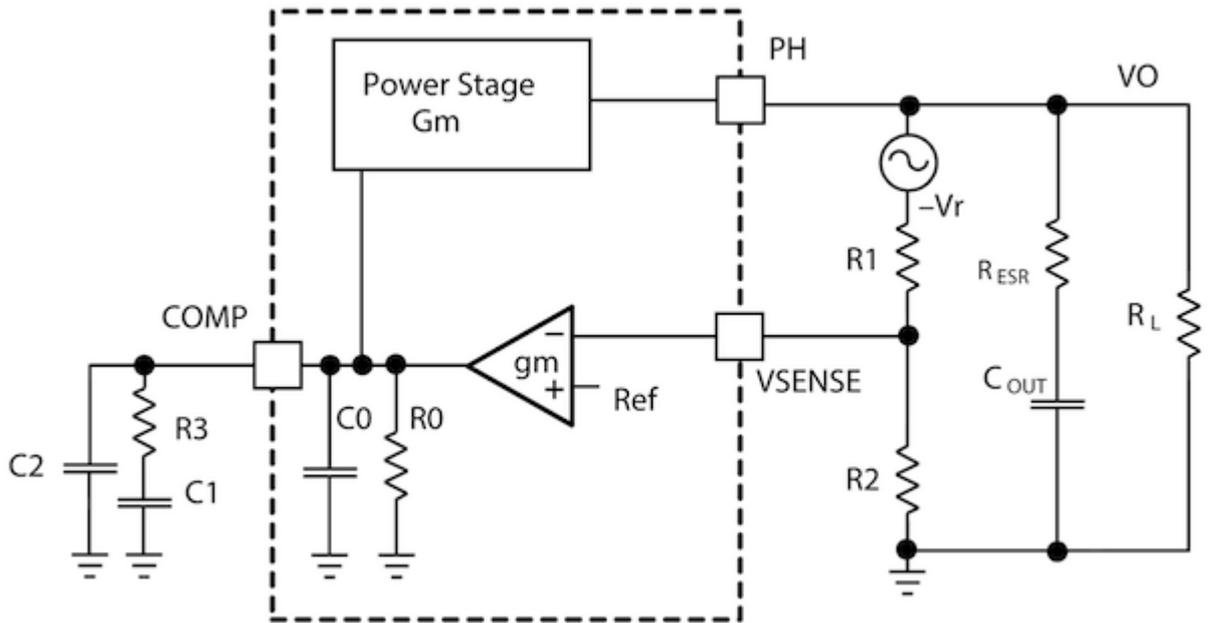


图 2：环路响应的小信号模型

误差放大器增益

误差放大器的总增益取决于开环增益和补偿网络。对于理想的跨导误差放大器而言， R_0 为无穷大， C_0 为 0，这样在有限的带宽内就可实现恒定增益。但是，真实的跨导误差放大器具有有限的输出阻抗和非常小的电容。这些值会影响误差放大器的增益。由于通常没有给出这些参数，因而可根据单位增益带宽计算得出。

误差放大器是一个输入为 V_{SENSE} 、输出为 V_{COMP} 的跨导放大器。误差放大器的输出电流 i 与 V_{SENSE} 成正比，即 $i = g_m \times V_{SENSE}$ 。

误差放大器的输出电压 V_{COMP} 是输出电流 i 与由 R_3 、 C_1 和 C_2 所形成补偿网络阻抗 Z 的乘积。同时，由 R_0 和 C_0 形成的内部阻抗 Z_0 也需要纳入考虑范围（等式 14）：

$$Z_0 = \frac{R_0}{1 + R_0 C_0 S} \quad (14)$$

鉴于此，跨导放大器开环传递函数可根据下式（等式 15）进行计算：

$$A(S) = g_m \frac{R_0}{1 + R_0 C_0 S} \quad (15)$$

等式 17 是直流增益为 $g_m \cdot R_0$ 的一阶传递函数，极点为 $1/(2 \pi R_0 C_0)$ 。

该误差放大器的低频响应性可以说堪称理想，但带宽却受限于此极点。典型的误差放大器的带宽范围为 3 到 5MHz。

将等式 15 转到频域 $S = j2 \pi F$ ，则跨导放大器的开环传递函数定义为（等式 16）：

$$A(j2\pi F) = \frac{g_m R_0}{1 + j2\pi F R_0 C_0} \quad (16)$$

其幅度计算方法为等式 17，相位为 $\text{Tan}(\theta) = -2 \pi F R_0 C_0$ 。

如果已经给出误差放大器的单位增益，假定单位增益带宽为 5MHz，就可以用等式 18 和 19 计算出 R_0 和 C_0 。由于在 UGBW 时有 $2 \pi F R_0 C_0 \gg 1$ ，因而增益计算可简化为等式 17：

$$|A(j2\pi F)| = \frac{g_m R_0}{\sqrt{1 + (2\pi F R_0 C_0)^2}} = \frac{g_m R_0}{2\pi F R_0 C_0} = 1 \quad (17)$$

对等式 19 进行推导可计算等式 18：

$$C_0 = \frac{g_m}{2\pi F} \quad (18)$$

其中 g_m 是指定的跨导， F 是 UGBD。

举例来说，如果 $g_m = 250 \mu\text{A}/\text{V}$ ， $\text{UGBD} = 5\text{MHz}$ ，就可以计算出 C_0 ： $C_0 = (250 \mu\text{A}/\text{V}) / 2 \pi \times 5\text{MHz} = 7.9\text{pF}$ 。

在单位增益带宽上，相位非常接近于 -90° 。例如，第一近似值为 $\theta = -89.9^\circ$ ，且 $\text{Tan}(\theta) = -573$ 。则有：

$$R_0 = \frac{-573}{-2\pi F C_0} = \frac{-573}{-2\pi \times 5\text{MHz} \times 7.9\text{pF}} \quad (19)$$

那么 $R_0 = 2.3\text{M}\Omega$ 。我们在后续可忽略这个非常高的输出阻抗，故第一近似值具有合理性。

补偿阻抗 Z

误差放大器增益的另一个因素是补偿网络阻抗，计算方法如下：

$$Z = \left(R_3 + \frac{1}{C_1 S} \right) \parallel \frac{1}{C_2 S} = \frac{1+R_3 C_1 S}{\frac{C_1 S}{1+R_3 C_1 S} + \frac{1}{C_2 S}} \quad (20)$$

可将该等式解析为等式 21：

$$Z = \frac{1+R_3 C_1 S}{(C_1+C_2)S(1+R_3 \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2} S)} \quad (21)$$

误差放大器总输出阻抗的等效阻抗为：

$$Z_0 \parallel Z = \frac{\frac{R_0}{1+R_0 C_0 S} \times \frac{1+R_3 C_1 S}{(C_1+C_2)S(1+R_3 \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2} S)}}{\frac{R_0}{1+R_0 C_0 S} + \frac{1+R_3 C_1 S}{(C_1+C_2)S(1+R_3 \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2} S)}} \quad (22)$$

其计算方法为（等式 23）：

$$Z_0 \parallel Z = R_0 \frac{1+R_3 C_1 S}{1+(R_0(C_0+C_1+C_2)+R_3 C_1)S+R_0 R_3 C_1 (C_0+C_2)S^2} \quad (23)$$

等式 21 的分母是一个一元二次方程，通过合适的近似可以进行因式分解。补偿电阻 R3 的大小为数十 KΩ，故 R3 ≪ R0。补偿电容器 C1 为数 nF，高频去藕电容 C2 为数十 pF，故 C0+C2 ≪ C1。经近似，可得到等式 24：

$$Z_0 \parallel Z = R_0 \frac{1+R_3 C_1 S}{1+(R_0 C_1)S+R_0 R_3 C_1 (C_0+C_2)S^2} \quad (24)$$

分母的判别式 = (R0C1)² - 4R0R3C1(C0 + C2) = R0C1(R0C1 - 4R3(C0 + C2))。使用相同的近似 R0C1 ≫ 4R3(C0 + C2)。简化后的判别式为 (R0C1)²。

结果可解出两个根：S1 = 0 和 S2 = $-\frac{1}{R_3(C_0+C_2)}$ ，则误差放大器的总近似输出阻抗为：
 $\frac{1+R_3 C_1 S}{C_1 S(1+R_3(C_0+C_2)S)}$ 。

这样就得到了传递函数的所有因子，等式 10 中给出的总开环传递函数可用等式 25 进行计算：

$$H(s) = \underbrace{G_m}_{\text{Power Stage Gain}} \underbrace{\frac{R_2}{R_1+R_2}}_{\text{Voltage divider gain}} \underbrace{R_L \frac{1+R_{esr}C_{out}S}{1+(R_{esr}+R_L)C_{out}S}}_{\text{Output Stage Gain}} \underbrace{\frac{g_m}{C_1S} \frac{1+R_3C_1S}{1+R_3(C_0+C_2)S}}_{\text{Error Amplifier Gain}} \quad (25)$$

计算补偿值

在得到开环传递函数后，就必须通过计算确定用于实现所需带宽和相位裕量的合适组件。

在器件产品说明书中指定了误差放大器和功率级跨导 G_m 和 g_m 。可计算出开关频率上实现低输出纹波电压所需的输出电容 C_{OUT} 和电感。将等式 25 转换入频域，输入等式 13，就可根据等式 26 计算传递函数：

$$H(j\omega) = R_L G_m \frac{V_{ref}}{V_{OUT}} \frac{1+jR_{esr}C_{OUT}\omega}{1+j(R_{esr}+R_L)C_{OUT}\omega} \cdot \frac{g_m}{jC_1\omega} \cdot \frac{1+jR_3C_1\omega}{1+jR_3(C_0+C_2)\omega} \quad (26)$$

根据此传递函数，可以明确 DC 增益为 $R_L G_m \frac{V_{ref}}{V_{out}}$ 。此外，从该等式还可看到两个主极点， $\frac{1}{2\pi(R_{esr}+R_L)C_{OUT}}$ & $\frac{g_m}{2\pi C_1}$ ， 和一个主导零点 $\frac{1}{2\pi R_3 C_1}$ 。

为了简化计算，可采用下列假定条件。输出电容器为低 ESR 陶瓷电容，ESR 低于 $5m\Omega$ ，故零点频率更高。 C_2 过小，不足以对高频信号进行去藕，因而可以忽略。为了简化交叉频率 F_c 和相位裕量 $\Delta\theta$ 的计算，将增益计算简化为公式 27：

$$H(j\omega) = R_L G_m \frac{V_{ref}}{V_{out}} \frac{1+jR_3C_1\omega}{1+jRLC_{out}\omega} \frac{g_m}{jC_1\omega} \quad (27)$$

得到的增益结果为： $|H(j\omega)| = R_L G_m \frac{V_{ref}}{V_{out}} \frac{\sqrt{1+(R_3C_1\omega)^2}}{\sqrt{1+(RLC_{out}\omega)^2}} \frac{g_m}{C_1\omega}$ 。由于设计目的是得到高交叉频率，因而可以假定： $1 \ll (R_3C_1\omega)^2$ 且 $1 \ll (RLC_{out}\omega)^2$ 。根据此近似，增益计算可简化为等式 28：

$$|H(j\omega)| = R_L G_m \frac{V_{ref}}{V_{out}} \frac{R_3C_1\omega}{RLC_{out}\omega} \frac{g_m}{C_1\omega} \quad (28)$$

在交叉频率处 H 等于 1，故此时有： $G_m \frac{V_{ref}}{V_{out}} \frac{R_3}{C_{out}} \frac{g_m}{2\pi F_c} = 1$ ，此式可转换为等式 29：

$$R_3 = \frac{V_{out} C_{out} 2\pi F_c}{V_{ref} g_m G_m} \quad (29)$$

计算等式 25 的相位可得等式 30:

$$\theta = -90^\circ - \text{atan}(R_L C_{out} \omega) + \text{atan}(R_3 C_1 \omega) \quad (30)$$

为求得稳定的设计，相位裕量的目标值设定在 $>45^\circ$ 。但是，为了实现稳固可靠的设计，且考虑到斜率补偿造成的额外缺相，将补偿值设定为在交叉频率处达到 $\theta = -90^\circ$ 。

此时有 $\text{atan}(R_L C_{out} \omega)$ 等于 $\text{atan}(R_3 C_1 \omega)$ ，从而得到等式 31:

$$C_1 = \frac{R_L C_{out}}{R_3} \quad (31)$$

在较高频率下，输出电容的 ESR 会造成零点，进而造成增益上升，带来高频噪声。为进行补偿，可使用 C2 创建极点，且该极点应靠近 ESR 零点。在此情况下，C2 的值用等式 32 确定:

$$C_2 = \frac{R_{esr} C_{out}}{R_3} \quad (32)$$

交叉频率

下一步是确定目标交叉频率。在较低频率下，输出级是压控电流源。功率级增益 G_m 在低频下保持恒定，但在开关频率六分之一到三分之二的较高频率范围内， G_m 的极点为 $-20\text{db}/$ 十倍频程，相位为 -90° ，因而交叉频率有限。（电流模式控制的基本原理见参考文献 1、2 和 3。）为了克服这一局限，最好采取保守的做法，选择的交叉频率比开关频率半频低十倍频程。对于 2MHz 的开关频率，交叉频率设置在 100KHz。

计算示例

根据上文对电路行为的理论描述，可在本例中应用推导得出的公式。在本例中，我们采用了 TI TPS57114，其是一款汽车类 2.95V 至 6V 输入、4A 的 2MHz 同步降压 *SWIFT* DC/DC 转换器 [4]。

本例的设计目标是能满足汽车信息娱乐 SoC 的典型要求:

表 1: 设计目标

Parameter	Design Target
V_{IN}	5V
V_{OUT}	1.2V
Switching frequency F	2 MHz (above AM band, 1.7 MHz)
Output voltage ripple	<5 mV
Inductor ripple current	<1A P-P
Max. load current $I_{OUT,MAX}$	4A
Load transient	0.5–2A, 500 ns slew rate
Load transient response	+/-2.5%
Error amplifier transconductance g_m	245 μ A/V
Power stage transconductance G_m	25 A/V
V_{ref}	0.8V
Crossover frequency	100 kHz

选择开关频率

为了确保开关频率远高于 AM 频段,同时确保能实现高带宽和精减组件数量,我们选择 2MHz。

输出电容计算

稳态下输出电压纹波产生的原因是,输出电容的 ESR 以及输出电容本身的尺寸(等式 33)。

$$V_{out,pp} = \Delta I_L \left(R_{ESR} + \frac{1}{8C_{out}F} \right) \quad (33)$$

为了优化纹波性能和瞬态响应,可使用低串联电阻 (ESR) 陶瓷电容器。无论怎样,现实的 $2m\Omega$ ESR 会产生 2mV 纹波,而且最终由输出电容导致的纹波为 3mV。对于 2MHz 的开关频率, C_{OUT} 可以用下列等式计算:

$$C_{out} = \frac{\Delta I_L}{V_{out,pp} 8F} = \frac{1A}{3mV \cdot 8 \cdot 2MHz} = 20.8\mu F \quad (34)$$

除了输出电压纹波,瞬态响应是判断输出电容大小的另一个变量。在本例中使用公式 9,可以得出:

$$C_{out} = \frac{1}{2} \frac{I_o}{\Delta V_{out,min}} \frac{0.35}{Fc} = \frac{1}{2} \frac{1.5A}{30mV} \frac{0.35}{100kHz} = 87.5\mu F \quad (35)$$

在选择适合的输出电容大小时,应选择等式 34 和等式 35 计算所得的较大值。为加入部分裕量,可选择使用 $5 \times 22\mu F$ 。

补偿网络计算

使用等式 29 可以计算出补偿电阻 R_3 的值:

$$R_3 = \frac{V_{out} C_{out} 2\pi F_c}{V_{ref} g_m G_m} = \frac{1.2}{0.8} \frac{110\mu F}{245 \frac{\mu A}{V}} \frac{2\pi 100kHz}{25 \frac{A}{V}} = 16.9k\Omega.$$

可选择 18K 的标准值。使用等式 31 可计算出 C1 值：

$$C_1 = \frac{V_{out}}{I_{out,max} R_3} C_{out} = \frac{1.2V}{4} \frac{110\mu F}{18k\Omega} = 1.83nF$$

。可使用标准的 1.8nF。

最后,我们计算出 C2 的值: $C_2 = \frac{R_{est} C_{out}}{R_3} = \frac{2m\Omega 110\mu F}{18k\Omega} = 12.2pF$ 。可选择标准值 10pF。

在确定组件数值后,再根据现有的评估模型,就能测量出频率响应。交叉频率为 80KHz,相位裕量为大约 45 度。

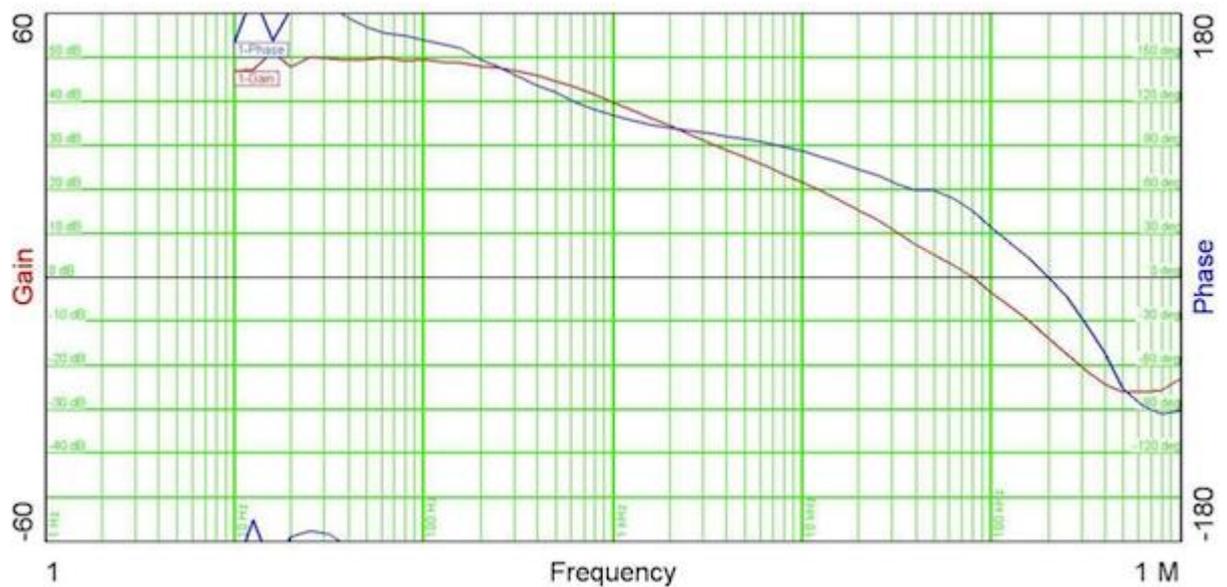


图 3: 测量所得的频率响应

在该交叉频率的基础上,使用等式 7 就可计算出瞬态响应:

$$\Delta V_{out,min} = \frac{1}{2} \frac{1.5A}{110\mu F} \frac{0.35}{80KHz} = 29.8mV$$

给电路施加负载瞬态响应,可得到大约 30mV 的瞬态响应(图 4)。

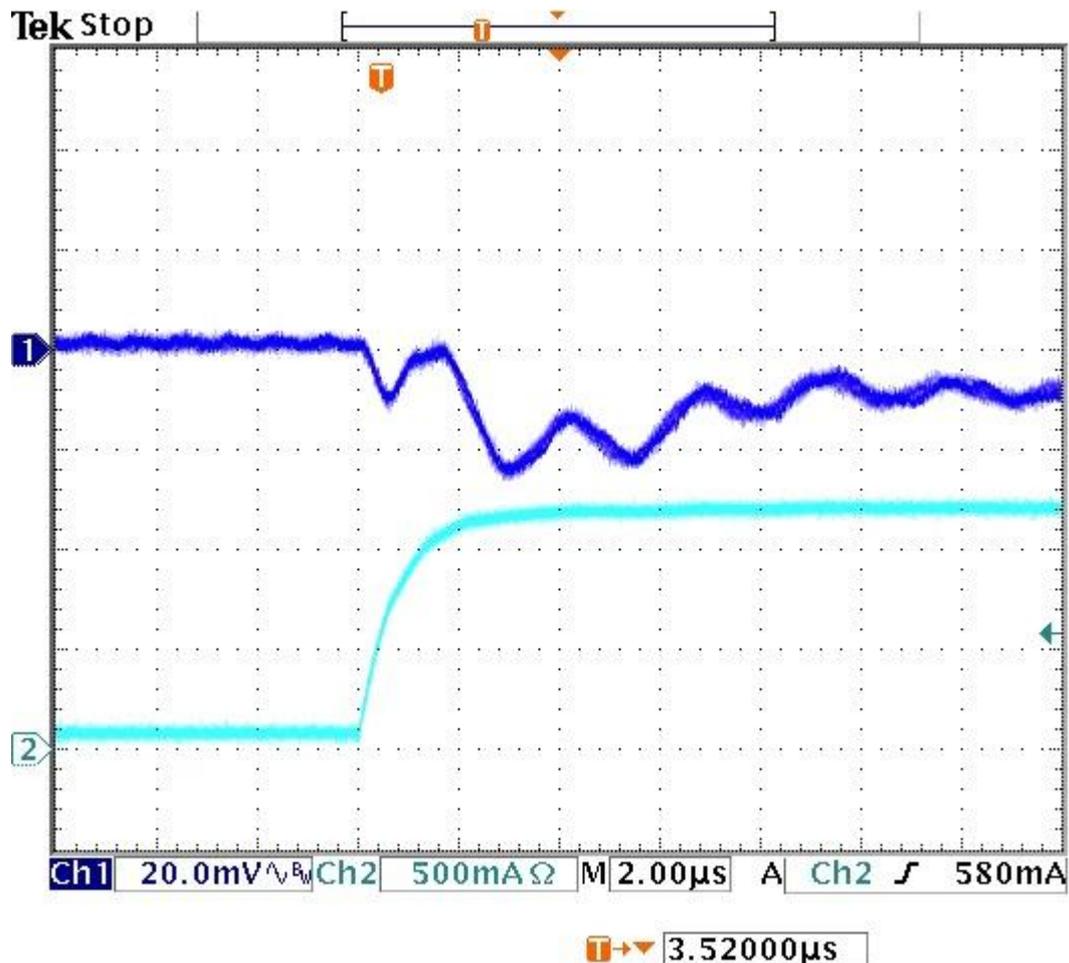


图 4: 测量所得的负载瞬态响应

结论

负载瞬态响应是电源的一项关键参数。为了优化此参数，我们已从理论的角度对电路行为进行了阐述。然后将推导出的公式用于示例电路，从而构建电路并分析其特性。测得的瞬态响应和交叉频率证明了这种分步设计方案的正确性。

参考文献

《[Venable 技术论文五：电流模式控制](#)》，Venable Industries

作者: Lloyd H. Dixon, Jr., 《[开关电源的电流模式控制](#)》，德州仪器，2001 年

作者: Hiroki SAKURAI, Yasuhiro SUGIMOTO, 《[采用与输出电压无关的二阶斜率补偿方案分析和设计电流模式 PWM 降压转换器](#)》，摘自《IEICE Trans. Fundamentals》杂志，第 E88-A 卷第 2 号，2005 年 2 月

“2.95V 到 6V 输入、4A 输出的 2MHz 同步降压开关电源（修订 B）”，摘自 [TPS57114-Q1 产品说明书 \(SLVSAH5B\)](#)，德州仪器，2012 年 4 月。

请同时参阅：

- [关于 DC/DC 转换器的一些思考，第一部分](#)
- [关于 DC/DC 转换器的一些思考，第二部分](#)
- [关于 DC/DC 转换器的一些思考，第三部分](#)
- [关于 DC/DC 转换器的一些思考，第四部分](#)
- [关于 DC/DC 转换器的一些思考，第五部分](#)