

峰值电流模式下连续电流DC-DC转换器建模及环路补偿设计

Van Yang,
ADI公司现场应用工程师

简介

在服务器等诸多应用中，电源轨的负载瞬态响应要求越来越严格。此外，由于涉及到复杂的拉普拉斯变换函数计算，对于很多工程师而言，环路补偿设计通常被视为一项困难而又耗时的任务。

本文将首先讨论广泛使用的峰值电流模式(PCM)的连续电流(CCM)DC-DC转换器的平均小信号数学建模。然后使用了ADI公司的开关电路仿真工具ADIsimPE/SIMPLIS进行仿真，以最大程度减少复杂的计算工作。随后，推理出一种简化模型，用于实现更简单、更快速的环路补偿设计和仿真。最后，我们使用ADP2386EVAL评估板进行环路测试，结果证明环路交越频率、相位裕度、负载瞬态响应仿真结果均与测试结果匹配良好。

PCM平均小信号建模

如图1所示，电流模式DC-DC转换器包含六个模块：反馈电阻分压器、补偿网络、电流检测和采样、比较器、功率级和输出网络。在环路中，电感电流斜坡信号与经过补偿后的输出电压误差信号比较，生成PWM信号，以驱动开关来调制电感电流。电感电流流入输出电容器和负载。在所有六个模块中，功率级是唯一的非线性模块，也是DC-DC建模难度最大的模块。

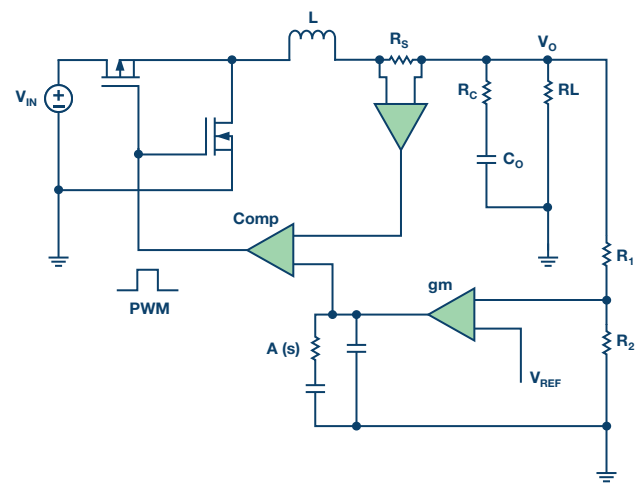


图1. 电流控制降压转换器框图。

以3端开关为功率级建模：

- ▶ 主动开关端(A)
- ▶ 公共端(C)
- ▶ 被动开关(P)，如图2所示，我们可以得出以下的公式1：

$$i_{IN} = i_{Ld}, V_{PC} = v_{INd} \quad (1)$$

这是将三端开关等效于线圈匝数比1:d的变压器，是一种仅在连续电流模式下有效的平均模型。对其求导得到公式2：

$$\hat{i}_{IN} = \hat{i}_L D + \hat{d} I_L, \hat{V}_{PC} = \hat{v}_{IN} D + \hat{d} V_{IN} \quad (2)$$

由此已将小信号 \hat{i}_L , \hat{i}_{IN} , \hat{d} , \hat{v}_{IN} 和 \hat{v}_{PC} 应用到平均模型中，成为平均小信号模型(ASSM)。使用此模型，可以将功率级线性化以便进行分析。

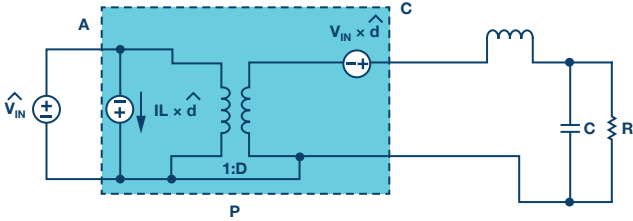


图2. 3端开关的平均小信号模型。

仍以PCM CCM降压转换器为例，将其进行拉普拉斯建模，框图如图3所示。其中有两个控制环路：电压环路和电流环路。在电流环路中，由RT检测的电感电流信号经过采样作为比较器第一个负输入信号。在电压环路中，输出电压纹波由增益K的电阻分压器检测经过补偿器网络Av(s)后的误差电压作为比较器的正输入。两个环路的输入与斜率补偿信号一起比较生成占空比信号，驱动平均小信号模型的功率级以调制电感电流。

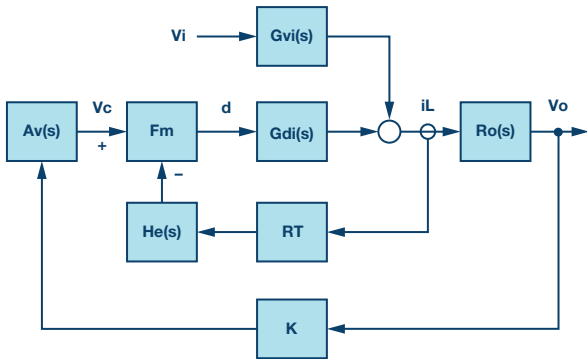


图3. PCM CCM DC-DC控制模型框图。

从电感电流到输出电压的增益函数即输出负载网络函数如公式3所示：

$$R_o(s) = \frac{(SC_o R_C + 1) R_o}{SC_o(R_C + R_o) + 1} \quad (3)$$

从PWM占空比到电感电流的增益函数如公式4所示：

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} (\hat{V}_{in} = 0) = \frac{V_{in}}{R_o} \frac{(SC_o R_o + 1)}{1 + s/Q\omega_o + s^2/\omega_o^2}, \quad (4)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}, Q = \frac{R}{\sqrt{L/C_o}}$$

比较器增益 F_m 如公式5所示， S_n 是电感电流的上升斜率， S_e 是斜率补偿， T_s 是开关周期：

$$F_m = \frac{1}{(S_e + S_n) T_s}, S_n = \frac{V_i - V_o}{L} R_T, S_e = \frac{V_o}{L} R_T \quad (5)$$

采样的增益函数如公式6所示：

$$H_e(s) = \frac{STs}{e^{STs} - 1} \approx \frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{s}{\omega_n Q_n} + 1, \omega_n = \pi f_s, Q_n = -2/\pi \quad (6)$$

从输入电压到电感电流的增益函数如公式7所示：

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{V}_{IN}} (\hat{d} = 0) = \frac{(SC_o + 1/R_o) D}{1 + \frac{sL}{R_o} + s^2 LC_o} \quad (7)$$

电流环路增益函数如公式8所示：

$$T_i(s) = F_m G_{di}(s) H_e(s) R_T \quad (8)$$

电压环路增益函数如公式9所示：

$$T_v(s) = K A_v(s) F_m G_{di}(s) R_o(s) \quad (9)$$

环路增益函数如公式10所示：

$$T = \frac{T_v(s)}{1 + T_i(s)} \quad (10)$$

DC-DC环路增益设计目标有四个考虑因素：

- ▶ 高DC环路增益，实现低DC误差
- ▶ 宽环路带宽，实现快速瞬态响应
- ▶ 穿越频率处-20 dB滚降，实现更高的相位裕度(>45°)
- ▶ 高频处下的高衰减增益以抑制带外噪声

在整个环路中，工程师可以通过设计补偿网络Av(s)和反馈电阻K来影响环路性能。工程师因此，环路设计包括两个步骤。首先，断开反馈电阻与输出的连接，得到开环增益如公式11所示：

$$G_{oc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{comp}} = \frac{F_m G_{di}(s) R_o}{1 + T_i(s)} \quad (11)$$

然后设计补偿网络Av(s)，以补偿开环增益Goc(s)的零极点，以达到环路增益设计目标。

图4显示当 $T_i \gg 1$ 、 $G_{oc}(s) \approx \frac{R_o(s)}{He(s)R_T}$ 时的正常负载条件下，

在低频区域，有一个极点($1/2\pi R_o C_o$)和一个零点($1/2\pi R_C C_o$)，在高频区域，有一个二阶极点($1/\pi f_s$)，由采样函数He(s)产生。补偿网络Av(s)的目的是扩大交越频率，确保接近交越点的-20 dB滚降斜率，并且获得大于45°的相位裕度。补偿器具有两个极点和一个零点；一个极点用于补偿开环增益电容器ESR零点，另一个极点用作积分器以提高环路DC增益，零点可补偿开环负载极点。开环增益高频二阶极点($1/\pi f_s$)有利于噪声抑制。

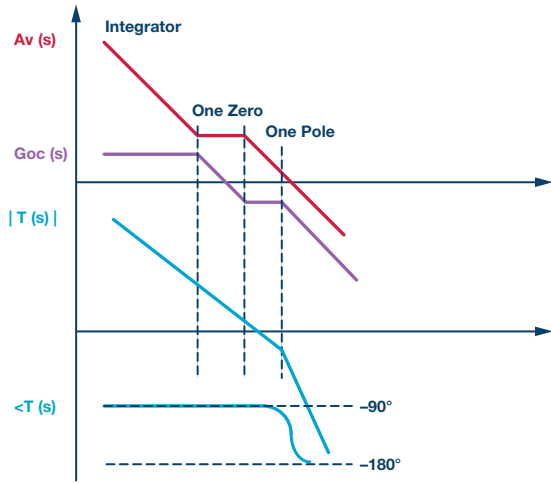


图4. PCM CCM DC-DC环路设计步骤。

采用SIMetrix/SIMPLIS的ADsimPE工具是一款个人版本的电路仿真软件，非常适合评估来自ADI公司的线性和开关器件。SIMetrix适用于运算放大器线性电路，SIMPLIS则面向各种开关器件，例如DC-DC转换器和PLL。在图5中，建立了一个PCM CCM降压转换器参考电路，以检查电路行为和ASSM模型精度。这是一个PCM同步降压变压器，具有3.3 V的输入、1.2 V的输出、1.2 MHz的开关频率。

计算和仿真结果如图6所示，在左侧的平均小信号模型的环路增益计算结果中，交越频率为50 kHz，相位裕度为90.35°。在图6的右侧可以看到SIMPLIS仿真结果，在47.6 kHz的交越频率下，相位裕度为90.8°。这证明了ADIsimPE/SIMPLIS开关电路仿真结果与复杂的ASSM计算相符，前者为设计人员提供了快速的环路设计方法。但是，图5中显示的原理图构建并不简单。

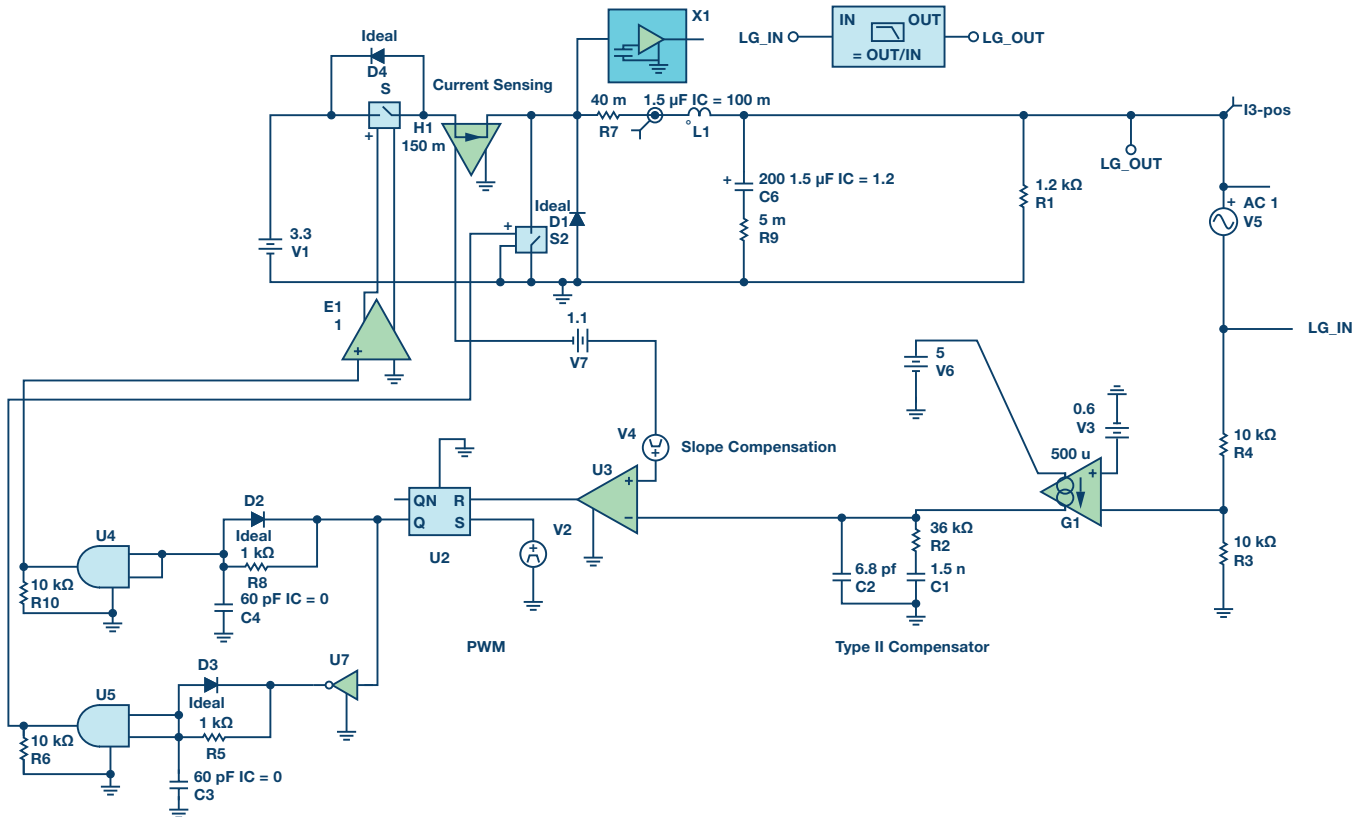


图5. PCM CCM降压转换器SIMPLIS参考电路。

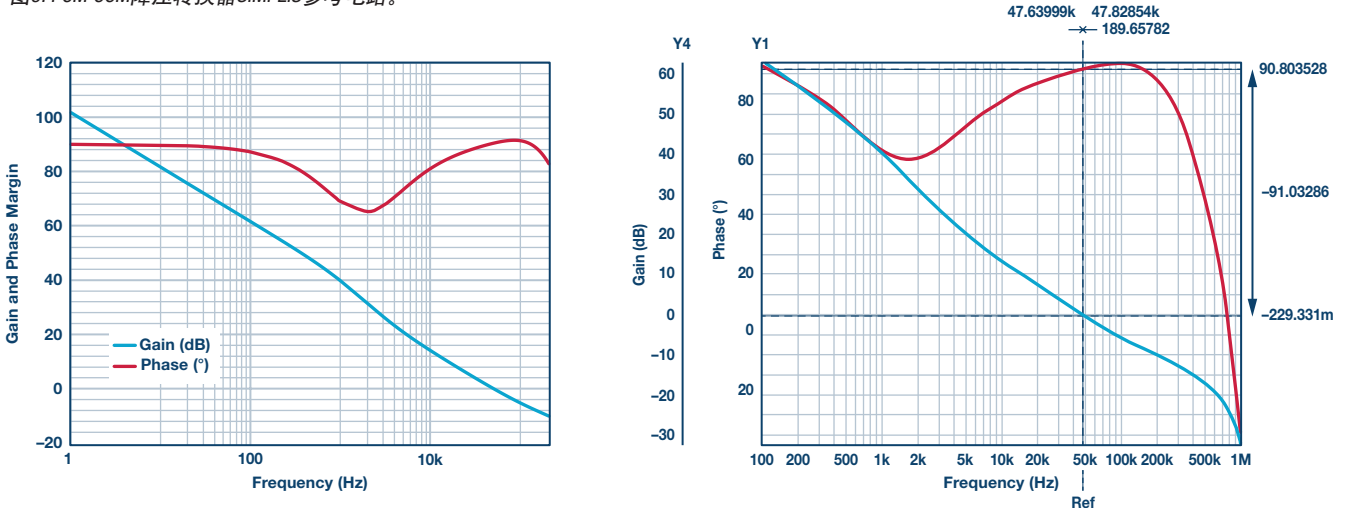


图6. ASSM计算结果和SIMPLIS仿真结果。

PCM简化平均小信号建模

考虑到交越频率远大于应用中的 $1/\sqrt{LC_0}$ ，可对复杂公式执行估算。对于公式4，从PWM占空比到电感电流的增益函数可以简化，如公式12所示：

$$G_{di}(s) = \frac{V_{IN}}{R_O} \frac{(SC_0R_O + 1)}{1 + s/Qw_0 + s^2/w_0^2} \approx \frac{V_{IN}}{sL}, w_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC_0}}, Q = \frac{R}{\sqrt{L/C_0}} \quad (12)$$

可从图3得出开环增益函数，它是补偿网络输出电压到电感电流的传输函数，如公式13所示：

$$H(s) = \frac{i_L}{V_c} (\hat{V}_{IN} = 0) = \frac{F_m G_{di}(s)}{1 + F_m G_{di}(s) H_e(s) R_s} \approx \frac{1}{R_T} \frac{1}{1 + S \left[\frac{T_s L (S_n + S_e)}{V_{IN} R_T} - \frac{T_s}{2} \right] + \frac{s^2}{\frac{\pi^2}{T_s^2}}} = \frac{1}{R_T} \frac{1}{1 + sL \left(\frac{T_s (S_n + S_e)}{L(S_n + S_f)} - \frac{T_s}{2L} + \frac{s}{\frac{\pi^2 L}{T_s^2}} \right)}, S_n = \frac{V_i - V_o}{L} R_T, S_f = \frac{V_o}{L} R_T$$

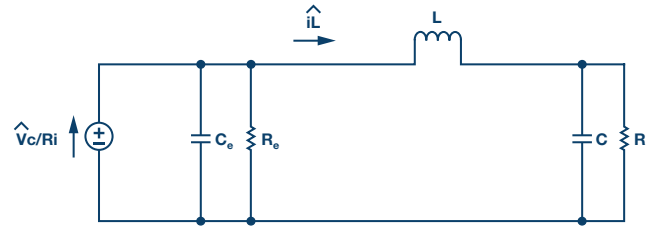
S_e 是补偿斜率的正沿的斜率。公式为

$$R_e = \frac{2L}{T_s \left(\frac{2}{1 + \alpha} - 1 \right)}, C_e = \frac{T_s^2}{\pi^2 L}, \alpha = \frac{S_f - S_e}{S_e + S_n}$$

交越频率远大于 $1/\sqrt{LC_0}$ ，因此，公式13中的开环增益函数可进一步简化为公式14：

$$H(s) = \frac{1}{R_T} \frac{1}{1 + sL \frac{1 + sR_e C_e}{R_e}} = \frac{1}{R_T} \frac{R_e || C_e}{R_e || C_e + sL} \approx \frac{1}{R_T} \frac{R_e || C_e}{R_e || C_e + sL + R_O || C_O} \quad (14)$$

这意味着开环ASSM可以简化为补偿器输出电压控制的电流源，流入产生电感电流的RLC网络，如图7所示。与原先的复杂公式相比，用于仿真或计算的这个模型要简单得多。



(13) 图7. 简化的ASSM开环电路。

使用图5中的参考电路中，计算 R_e 和 C_e ，然后在ADSimPE中建立闭环简化ASSM电路，如图8所示。SIMetrix仿真结果显示在图8的右半部分，交越频率为49 kHz，相位裕度为90.5°，这与第2部分中显示的ASSM计算结果和SIMPLIS仿真结果相匹配。

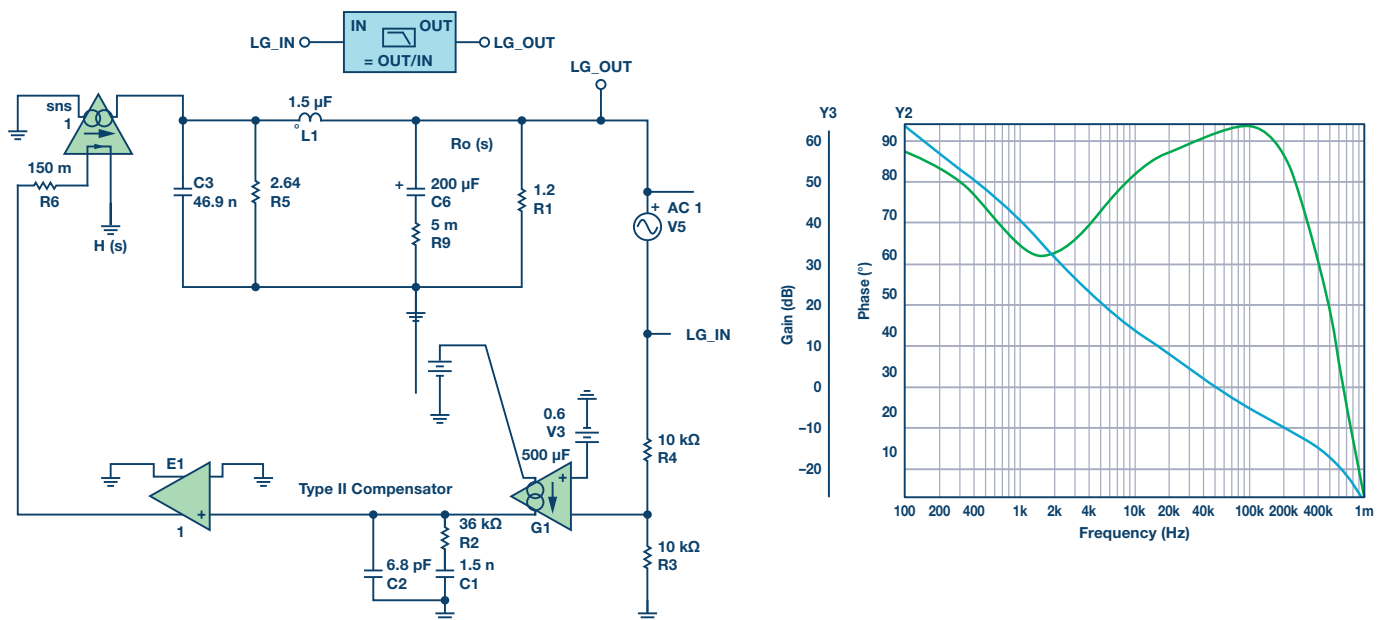


图8. 简化的ASSM仿真电路和结果。

ADP2386建模仿真和测试结果

ADP2386是ADI公司提供的一款同步PCM CCM降压变压器。它可支持最高20 V的输入电压和低至0.6 V的输出电压，输出电流最高可达6 A，开关频率在200 kHz至1.2 MHz之间。该器件的多功能性使它能够应用于降压应用和反相Buck-Boost拓扑结构，而不会增加成本和尺寸。在本节中，将使用ADP2386EVAL评估板的环路测试和负载瞬态测试结果来验证模型仿真结果。

ADP2386EVAL的原理图如图9所示。为了进行测试，我们按照下面的表1第1行中显示的条件设置评估板。ADP2386的内部斜率补偿跟占空比的简略关系是 $Se = \frac{0.6fs}{2.5(1-D)}$ ，我们使用公式14来获取简化的ASSM参数，如表1第2行所示。输出电容器的容值在3.3 V电压下降低了大约30%，因此在简化的ASSM仿真中，输出电容值已经更改为100 μF ，而不是评估板中的147 μF 。

表1. ADP2386EVAL测试条件和简化ASSM参数

| V_{IN} | V_O | F_s | I_o | L | C | 补偿器 |
|----------------|----------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------|-------------------------------------|--------------------------------|
| 12 V | 3.3 V | 600 kHz | 3 A | 2.2 μH | 147 $\mu\text{F}/5 \text{ m}\Omega$ | 44.2 k Ω , 1.2 n, 4.7 p |
| RT | Se | S_n | S_f | R_e | C_e | G_m |
| 123 m Ω | 0.2 V/ μs | 0.49 V/ μs | 0.18 V/ μs | 2.51 Ω | 128 nF | 580 μS |

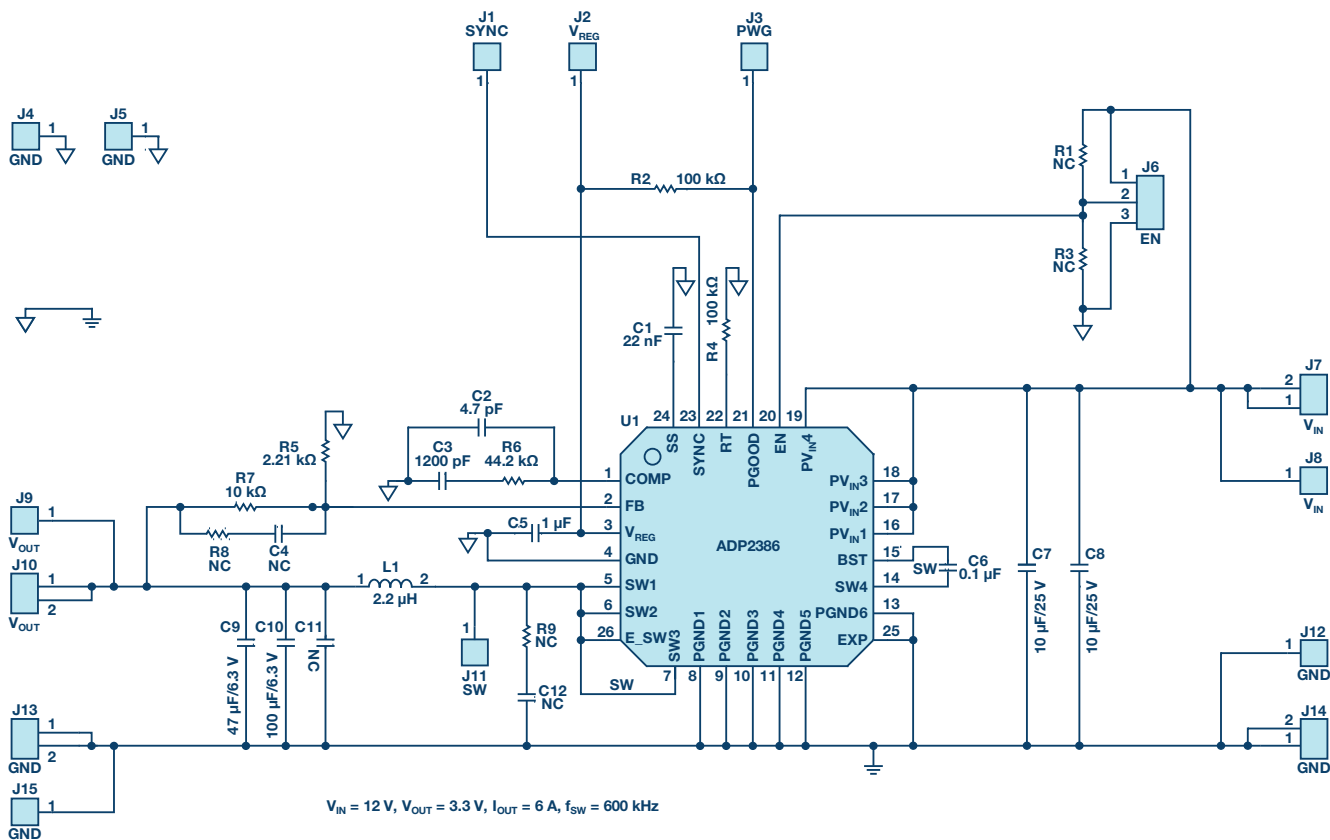


图9. ADP2386EVAL原理图。

图10显示了ADP2386EVAL环路简化ASSM仿真和实际测试结果。左侧是ADIsimPD/SIMetrix的仿真——交越频率为57 kHz，相位裕度为71°。右侧是AP Model 300的测试结果——交越频率为68.7 kHz，相位裕度为59.3°。虽然测试结果和模型仿真之间存在差异，但我们可以通过ADP2386的数据手册知道，它的误差放大器增益在380 μs 至580 μs 范围内变化，而且电感和输出电容也存在误差。因此，两个结果之间的差异是可接受的。

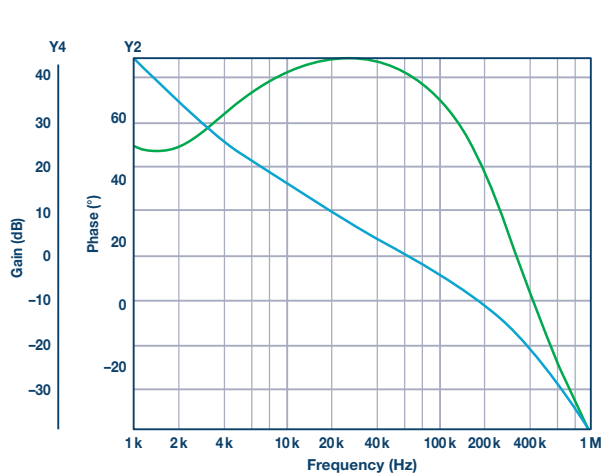


图10. ADP2386EVAL环路仿真和测试结果。

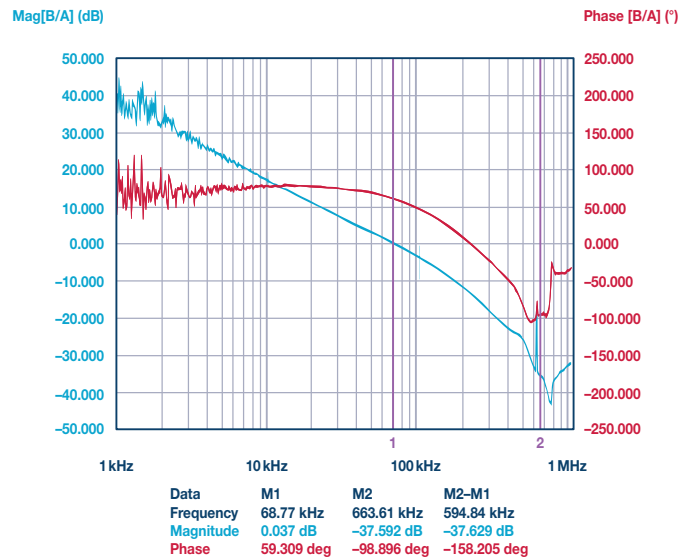


图11. ADP2386EVAL负载瞬态测试1仿真和测试结果。

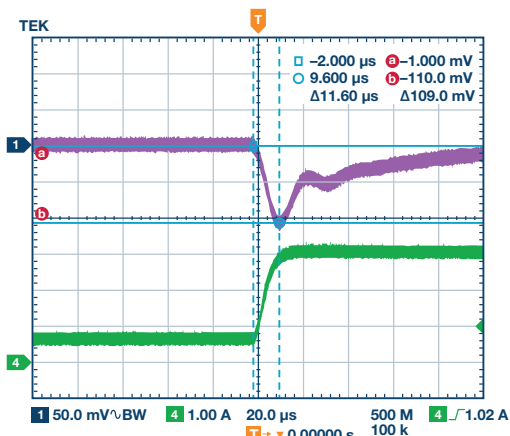


图12. ADP2386EVAL负载瞬态测试2仿真和测试结果。

负载瞬态测试包括两项测试。测试1是在表1所示的补偿器条件下的测试，具有良好的相位裕度和较宽的交越频率。在测试2中，补偿器更改为100 pF/1.2 nF/44.2 k Ω ，交越频率下降至39 kHz，相位裕度下降至36°。图11显示了负载瞬态(0.5 A至3 A, 0.2 A/ μs)测试1仿真和测试结果。实际测试中过冲峰值为67 mV，仿真结果为59 mV，瞬态曲线也匹配良好。图12显示了负载瞬态(0.5 A至3 A, 0.2 A/ μs)测试2仿真和测试结果。测试2中过冲峰值为109 mV，仿真结果为86 mV，而且瞬态曲线也匹配良好。

结论

环路补偿通常被工程师视为一项非常具有挑战性的设计任务，尤其是在快速负载瞬态应用中。基于广泛使用的峰值电流模式连续电流降压器件，本文简单概括了平均小信号数学建模和环路计算，以及更简单的ADISimPE/Simplis仿真。本文还介绍了简化平均小信号模型，并提供处理环路补偿设计的简化方法。ADP2386EVAL评估板环路和负载瞬态试验台测试结果证明了简化模型及其仿真的精度。

参考文献

- ¹ [ADP2386数据手册](#)。
- ² [ADP2386EVAL用户指南](#)。
- ³ Brad Brand和Marian K. Kazimierczuk。“具有峰值电流模式控制的PWMDC-DC转换器的采样和保持效果。” 0-7803-8251-X 10.1109/ISCAS.2004.1329944 电路和系统, 2004年。ISCAS 2004。

作者简介

Van Yang [van.yang@analog.com] 是ADI上海分公司的现场应用工程师。他于2015年加入ADI公司，负责为中国医疗和工业客户提供支持。加入ADI公司之前，Van曾在德州仪器公司担任现场应用工程师四年。Van在2011年从武汉华中科技大学获得通信和信息系统专业硕士学位。业余时间他酷爱篮球和徒步旅行。

在线支持社区



访问ADI在线支持社区，中文技术论坛
与ADI技术专家互动。提出您的棘手设计问题、浏览常见问题解答，或参与讨论。

请访问 ezchina.analog.com

全球总部

One Technology Way
P.O. Box 9106, Norwood, MA
02062-9106 U.S.A.
Tel: (1 781) 329 4700
Fax: (1 781) 461 3113

大中华区总部

上海市浦东新区张江高科技园区
祖冲之路 2290 号展想广场 5 楼
邮编: 201203
电话: (86 21) 2320 8000
传真: (86 21) 2320 8222

深圳分公司

深圳市福田中心区
益田路与福华三路交汇处
深圳国际商会中心
4205-4210 室
邮编: 518048
电话: (86 755) 8202 3200
传真: (86 755) 8202 3222

北京分公司

北京市海淀区
上地东路 5-2 号
京蒙高科大厦 5 层
邮编: 100085
电话: (86 10) 5987 1000
传真: (86 10) 6298 3574

武汉分公司

湖北省武汉市东湖高新区
珞瑜路 889 号光谷国际广场
写字楼 B 座 2403-2405 室
邮编: 430073
电话: (86 27) 8715 9968
传真: (86 27) 8715 9931

©2016 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. Ahead of What's Possible is a trademark of Analog Devices. TA14409sc-0-8/16(A)

analog.com/cn

