

郑重声明：

1. 若此文档严禁出现百度文库中，出现在百度文库中，百度就属于侵权（作者联系方式：huangfan1983@126.com）
2. 百度文库中一切出现“非著名电源工程师黄帆”的文章，并未得到作者授权，请百度立即停止侵权行为！
3. 此文章可以免费使用在除百度文库外的任何网站。

非著名电源工程师黄帆

2 0 1 4 年震撼发布

BUCK 峰值电流模式在 CCM 下的反馈环路设计实例 （第二版）

An Example Design the Feedback Loop of Peak Current Mode Buck Converter (Second edition)

—— 一个 20~30V 输入 12V/4A 输出的电源

序

作为此文第一批读者，我向大家推荐这篇好文章。市面上有很多关于环路的书籍和文章。但总觉得总是理论分析的居多，实例太少。总感觉理论和实践没有良好的结合。总有一种不能尽兴的感觉，总觉得理论和实践之间隔着些什么。这种痛苦我想对于那些有长期使用避孕套经验的人们是深有体会的。我们期望的是一种酣畅淋漓的快感。而此文应运而生，只为满足你的渴望。此文由实际案例切入，引出理论推导，一切都显得自然而然，让读者可以轻易上手。不像有的装逼文章，一上来搞一堆让人看得眼花的理论，让人兴致全无，意兴阑珊。看完此文以后，我想你会了解到什么是理论和实践如胶似漆。在这里我特意用了“如胶似漆”，因为紧密结合已经不能描述两者关系了。我想此文值得阅读，因为我们已经浪费了很多时间在烂书上了。是时候花点时间在大家都看得懂的文章上了。

我对此文的期待已经超越了电源界和技术层面。我希望此文能引领一个潮流。引领一个写技术文章不装逼的潮流。毕竟我们从小就是看装逼文章长大的。大家记得大学教材吧，你发现看英文教材比中文教材还省力，虽然你的母语是中文。这就是教材作者装逼惹的祸。难道我们还要把逼继续装下去、把痛苦延续下去？

对了此文作者问我有没有要赠予读者一句话，想了想还是：**一个不是由人民选举出来的政府，有什么脸面谈爱国？爱这样的国家，就是对祖国的背叛(毛泽东)。**

彭勇

前言

多年前利用工作空余时间做的一点实验。因为当时我对环路的认识还基本上停留在书本之上，所以想花点时间把环路想明白。又因为目前在市面上找到的资料中几乎没有从“计算-仿真-测试”全方位入手的资料，我当然有理由怀疑那些资料的准确性。于是自己开始了对这个问题三四年一直不断的学习、思考，知道自己动手测试了两个同规格的 buck，一个是电压模式，一个是电流模式。之后才敢说，掌握了环路设计的基本方法。

为什么要分享给大家？

因为在生活中不可能所有的电子产品都买外国品牌的，有时候不得已还要买下国产的产品，但实在是太烂了，以至于有时还要把外壳打开，自己再改造一下电路。哪怕只有很少一部分工程师看到我的文章，哪怕设计水准只提高一点点，我想也算是我对社会的贡献吧。

如果你是普通工程师的话，你读了觉得不错，可以分享给你的朋友。如果有什么技术问题可以发邮件给我，我尽力回，但不保证所有的邮件都能回。

如果你是一个老板，为招不到优秀的工程师而苦恼的话，可以联系我相信不会让你失望的。

黄帆 (huangfan1983@126.com)

2014-2-16

一、设计要求：

V_{in} : 20~30VDC

V_{out} : 12VDC

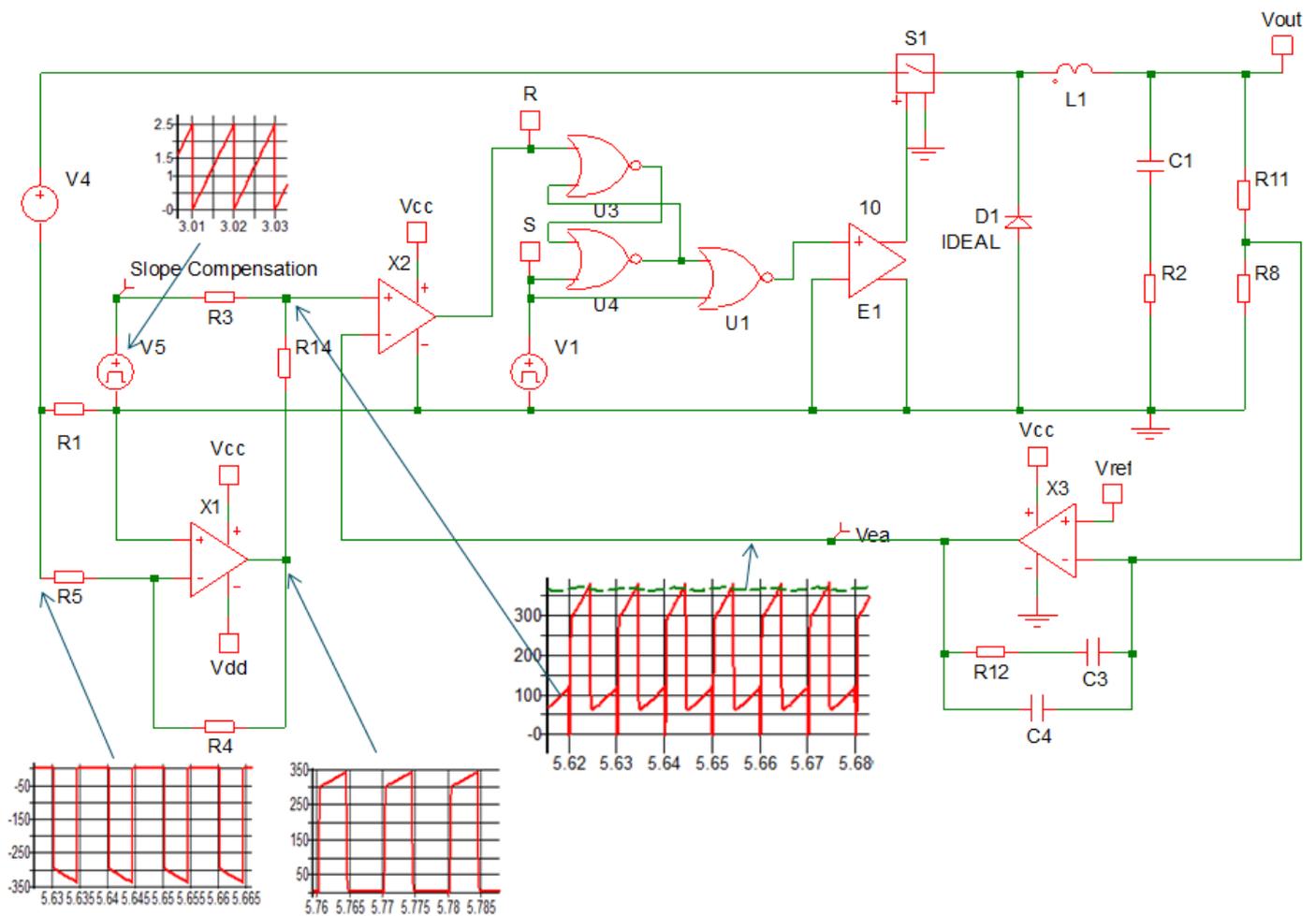
V_{ripple} : 125mV (peak-peak)

$V_{out\ drop}$: 250mV ($I_{out} = 200\text{mA to } 3\text{A in } 1\ \mu\text{s}$)

$I_{out,max}$: 4A

F_{sw} : 100kHz

● 峰值电流模式工作原理预览



二、参数计算：

- 计算所需电感量
选择占空比

$$D_{\min} = \frac{V_{out}}{V_{in,max}} = \frac{12}{30} = 0.4$$

$$D_{\max} = \frac{V_{out}}{V_{in,min}} = \frac{12}{20} = 0.6$$

因为最大占空比大于 50%，无疑，峰值电流模式需要一个斜波补偿
电感的选择应该按，最高电压、最小占空比

$$u = L \frac{di}{dt}$$
$$L = \frac{(V_{in,max} - V_{out}) \times T_{on}}{\delta \times I_{out,max}}$$

如果电流纹波取 $\delta = 10\%$

$$L = \frac{(30-12) \times 4}{0.1 \times 4} = 180 \mu\text{H}$$

● 选择采样电阻

最大负载时的峰值电流

$$I_{peak} = I_{out,max} + \frac{\delta}{2} I_{out,max} = 4 + 0.05 \times 4 = 4.2\text{A}$$

峰值电流的控制模式，控制器测量电感的峰值。我们选择 100mV 为最大测量电压，这样可以有效减小采样电阻的损耗。因此对于 4.2A 的峰值电流，转换成电压为 100mV，可以计算采样电阻值

$$R_{sense} = \frac{100\text{m}}{4.2} = 23.8\text{m}\Omega$$

但实际上我手头只有 2W-0R1-F 精度 1% 的电阻，不考虑电路损耗的情况下，仅用做验证环路设计。简单起见，采样电阻直接采用这个 0R1 电阻。

● 计算所需电容

为了满足规格书 250mV（最大， $I_{out} = 200\text{mA} \sim 3\text{A}$ （1 μs 内））的规定

$$i = C \frac{du}{dt}$$

其相量形式为

$$\dot{i} = j\omega C \dot{U}$$

所以

$$C = \frac{\dot{i}}{j\omega C \dot{U}}$$

所以需要穿越频率的带宽

$$f_c = \frac{\Delta I_{out}}{2\pi C_{out} \Delta V_{out}}$$

上式中， ΔI_{out} 下冲电流， ΔV_c 电压过冲， f_c 穿越频率

如果假定穿越频率为 10kHz

$$Z_c = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} = \frac{250\text{m}}{2.8} = 89\text{m}\Omega$$

原则上为了留有设计余量，电容的阻抗按 1/3 计算阻抗选取

根据上面计算结果，我们可以在 Rubycon 公司的 ZL 系列，16V 中选取以下规格：

$$C = 330\mu\text{F}$$

$$I_{C,rms} = 760\text{mA} @ T_A = 105^\circ\text{C}$$

$$R_{ESR, low} = 72m\Omega @ T_A = 20^\circ C$$

$$R_{ESR, low} = 220m\Omega @ T_A = -10^\circ C$$

电容 ESR 的阻抗应小于输出电容在穿越频率处的阻抗

$$\frac{1}{2\pi f_c C_{out}} = \frac{1}{6.28 \times 10k \times 330} = 48m\Omega$$

$$Z_c \leq \sqrt{R_{esr}^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_c C_{out}}\right)^2} = \sqrt{72^2 + 48^2} = 86m\Omega$$

设计余量不足，在 Rubycon 的 ZL 系列，16V 中重新选取以下规格：

$$C = 1000\mu F$$

$$I_{C,rms} = 1820mA @ T_A = 105^\circ C$$

$$R_{ESR, low} = 23m\Omega @ T_A = 20^\circ C$$

$$R_{ESR, high} = 69m\Omega @ T_A = -10^\circ C$$

求取这款电容在 10kHz 频率下的阻抗

$$Z_c \leq \sqrt{R_{esr}^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_c C_{out}}\right)^2} = \sqrt{23^2 + 16^2} = 28 m\Omega$$

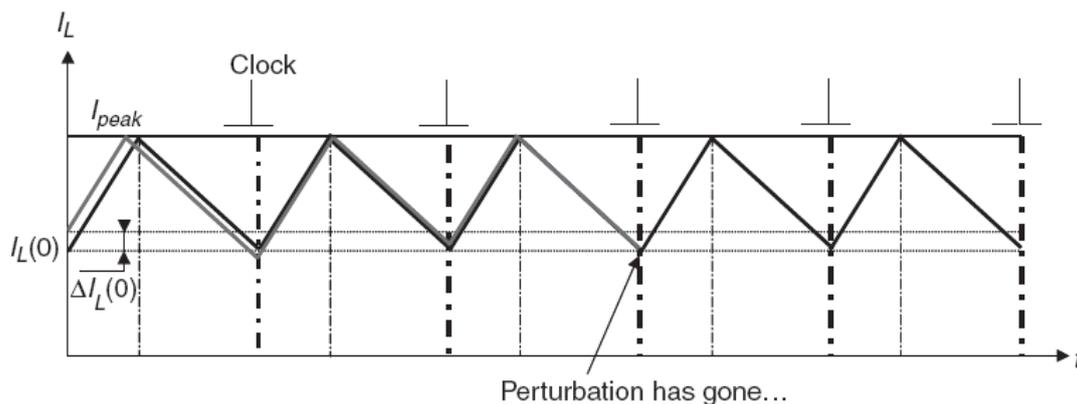
$$\frac{1}{2\pi f_c C_{out}} = \frac{1}{6.28 \times 10k \times 1000} = 16m\Omega$$

$$f_{ESR,low} = \frac{1}{2\pi R_{ESR,low} C_{out}} = \frac{1}{6.28 \times 69m \times 1m} = 2.3 KHz$$

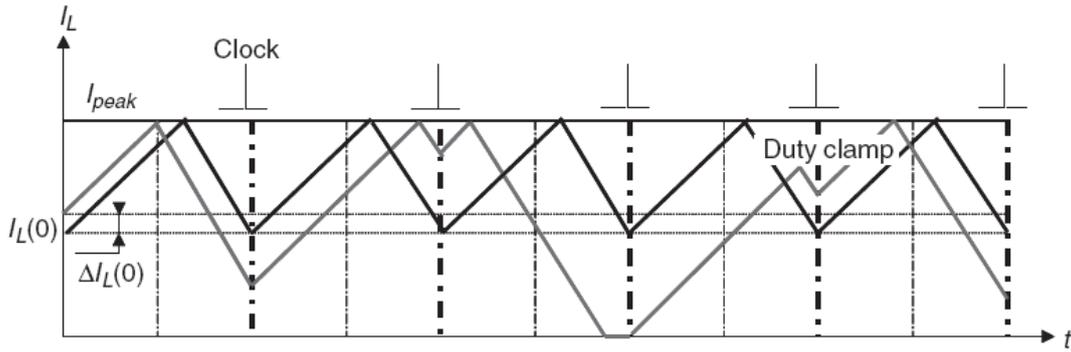
$$f_{ESR,high} = \frac{1}{2\pi R_{ESR,high} C_{out}} = \frac{1}{6.28 \times 23m \times 1m} = 6.9 KHz$$

- 斜波补偿设计
- 次谐波不稳定的分析

占空比小于 50% 时，误差电流 $\Delta I_L(0)$ 在经过几个周期后会自动消失



占空比大于 50% 时，误差电流 $\Delta I_L(0)$ 会在一个周期内立即被放大，由此而产生频率为 1/2 开关频率的振荡，这被称之为“次谐波振荡”。



由上面两图可以总结出：如果下降斜率小于上升斜率（即占空比小于 50% 时），误差信号将被消减；如果下降斜率大于上升斜率（即占空比大于 50% 时），误差信号将被放大。所以斜坡补偿电路的设计思路是：补偿后的电感电流，下降斜率要小于上升斜率。

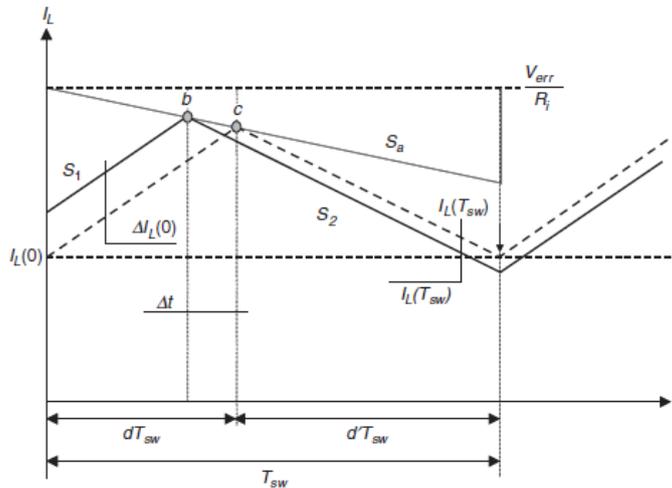
$$|S_{CS1}| > |S_{CS2}|$$

上式中， S_{CS1} 为补偿后的上升斜率， S_{CS2} 为补偿后的下降斜率

● 补偿电阻阻值的推导

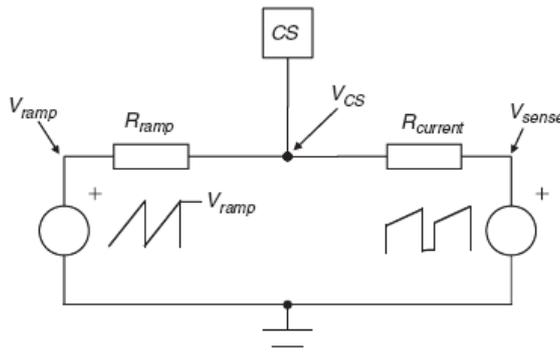
翻开任一本有关斜坡补偿电阻公式的公式几乎都是—— $R_{ramp} < 2 \frac{R_{current}}{S_{sense2}} S_{ramp}$ ，因为这个公式是基于补偿

谐波是下降的斜坡（斜率为 S_a ），如下图。



所以上面的斜坡补偿公式并不适用我们常用的谐波补偿方法，我们常用的谐波补偿方法是加入一个上升的斜坡。下面开始推导斜坡补偿电阻的阻值。

UC3842 控制器的斜坡峰峰值是 2V，斜坡电阻可以按下图计算



可以看出，电流采样信号包含实际电路电流（电压由采样电阻产生）和振荡器的部分斜坡。最后 CS

脚电压可以叠加定理确定：

$$V_{ramp} = 0 :$$

$$V_{CS} = V_{sense} \frac{R_{ramp}}{R_{ramp} + R_{current}} \quad (1)$$

$$V_{sense} = 0 :$$

$$V_{CS} = V_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp} + R_{current}} \quad (2)$$

联立两个等式，电压最后等于

$$\begin{aligned} V_{CS} &= V_{sense} \frac{R_{ramp}}{R_{ramp} + R_{current}} + V_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp} + R_{current}} \\ &= \frac{R_{ramp}}{R_{ramp} + R_{current}} \left(V_{sense} + V_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} \right) \end{aligned}$$

我们可以用斜坡替换电压（重要公式）

$$S_{CS} = \frac{R_{ramp}}{R_{ramp} + R_{current}} \left(S_{sense} + S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} \right)$$

设 S_{sense1} 为采样电阻上的上升斜率， S_{sense2} 为采样电阻上的为下降斜率， S_{ramp} 为补偿斜率

我们已知当满足下面条件时，不会出现次谐波振荡

$$|S_{CS1}| > |S_{CS2}|$$

$$\left| \frac{R_{ramp}}{R_{ramp} + R_{current}} \left(S_{sense1} + S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} \right) \right| > \left| \frac{R_{ramp}}{R_{ramp} + R_{current}} \left(-S_{sense2} + S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} \right) \right|$$

$$\left| S_{sense1} + S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} \right| > \left| -S_{sense2} + S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} \right|$$

$$S_{sense1} + S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} > - \left(-S_{sense2} + S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} \right)$$

$$2S_{ramp} \frac{R_{current}}{R_{ramp}} > S_{sense2} - S_{sense1}$$

$$R_{ramp} < 2S_{ramp} \frac{R_{current}}{S_{sense2} - S_{sense1}}$$

输入电压为 20V 时

1、电感电流上升斜率

$$S_{on} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} = \frac{8V}{180\mu} = 44.4mA/\mu s$$

2、在采样电阻上电压上升斜率

$$S_{sense1} = S_{on} R_{sense} = 0.0444 \times 100m = 4.44mV/\mu s$$

3、估算电感电流下降斜率

$$S_{off} = \frac{V_{out}}{L} = \frac{12}{180\mu} = 66.7mA / \mu s$$

4、在采样电阻上电压下降斜率

$$S_{sense2} = S_{off} R_{sense} = 0.0667 \times 100m = 6.67mV / \mu s$$

5、补偿斜率： $S_{ramp} = 250mV / \mu s$ （2.5V 幅值，10 μs 周期）

6、 $R_{current} = 1k\Omega$ （假设的任意值）

$$R_{ramp} < 2S_{ramp} \frac{R_{current}}{S_{sense2} - S_{sense1}} = 22.5K\Omega \text{ (实取 } 20K\Omega \text{)}$$

● 功率级传递函数的推导（输入电压为 30V 为例）

1. 直流增益的计算

1.1 直流增益的近似计算

在忽略电感纹波电流影响时，输出电压 V_{out} 为

$$V_{out} = I_{out} R_{out}$$

采样电阻电压 V_{ea} 为

$$V_{ea} = I_{out} R_i$$

所以增益为

$$\frac{V_{out}}{V_{ea}} = \frac{I_{out} R_{out}}{I_{out} R_i} = \frac{R_{out}}{R_i} = \frac{4}{0.1} = 40$$

1.2 直流增益的精确计算

考虑电感纹波电流影响时，输出电压 V_{out} 为（纹波影响小于 1%，忽略）

$$V_{out} = I_{out} R_{out}$$

采样电阻电压 V_{ea} 为电感电流的峰值乘以 R_i

$$V_{ea} = [I_{out} + \frac{1}{2} \frac{V_{out}}{L} T_{sw} (1-D)] R_i = 0.34V$$

所以增益为

$$\frac{V_{out}}{V_{ea}} = \frac{I_{out} R_{out}}{[I_{out} + \frac{1}{2} \frac{V_{out}}{L} T_{sw} (1-D)] R_i} = 35.29$$

1.3 加入斜坡补偿后直流增益的计算

加入补偿后，输出电压 V_{out} 不受影响，所以仍为

$$V_{out} = I_{out} R_{out}$$

加入补偿后， V_{cs} 为电感电流的采样峰值再加上补偿电压

$$V_{cs} = V_{ea} \frac{R_{ramp}}{R_{ramp} + R_{current}} + S_{ramp} DT_{sw} \frac{R_{current}}{R_{ramp} + R_{current}} = 0.352V$$

上式中 S_{ramp} 为补偿后的电流上升斜率

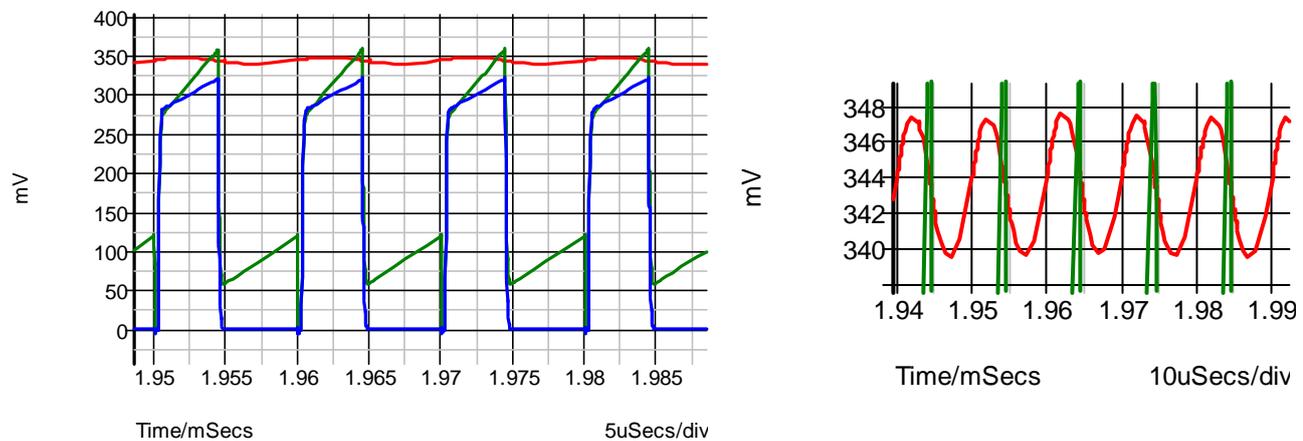
所以增益为

$$\frac{V_{out}}{V_{cs}} = \frac{I_{out} R_{out}}{V_{cs}} = 34.054$$

● 仿真校验直流增益（输入电压为 30V 为例）

在补偿电阻取值为 $20k\Omega$ ，仿真中 V_{ea} 平均值为 0.345V，如下图

- 红线为误差波形 V_{ea}
- 绿线为采样电阻补偿后波形
- 蓝线为采样电阻波形



由上图， V_{es} 的平均值约为 0.345V

所以直流增益为

$$\frac{V_{out}}{V_{ea}} = \frac{12V}{0.345V} = 34.783$$

由此可见，仿真与计算间存在很小误差。增益折算成分贝形式为

$$20\log 34.8 = 30.83dB$$

2. 相位偏移的推导

如下图，绿线为无补偿放大器输出信号，红线为电流采样电阻的采样信号。由下图可见电流信号跟随误差放大信号，BUCK 电流控制模型可以看作一个电压受控电流源。

如下图所示 $V_{ea}(s)$ 的相位变化与 $I_L(s)$ 的相位变化近似相同。



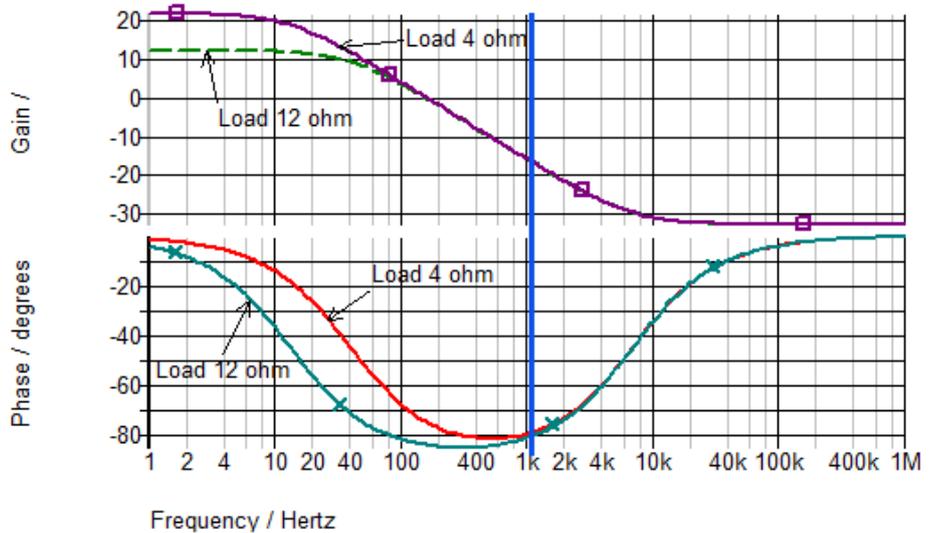
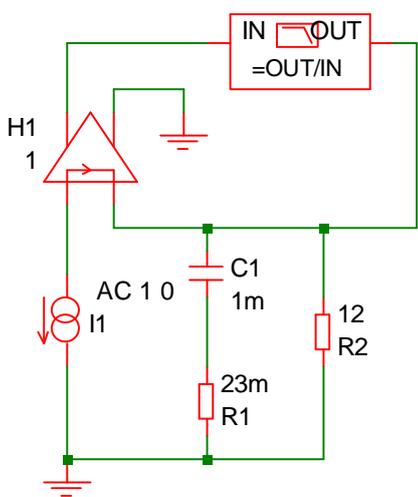
$$\frac{V_{out}(s)}{I_L(s)} = Z_{out}(s) = \left(\frac{1}{C_{out}s} + R_{esr} \right) // R_{out} = \frac{\left(\frac{1}{C_{out}s} + R_{esr} \right) R_{out}}{\left(\frac{1}{C_{out}s} + R_{esr} \right) + R_{out}} = \frac{\left(\frac{1}{C_{out}s} + \frac{R_{esr} C_{out}s}{C_{out}s} \right) R_{out}}{\left(\frac{1}{C_{out}s} + \frac{R_{esr} C_{out}s}{C_{out}s} \right) + R_{out}} = \frac{\left(\frac{1 + R_{esr} C_{out}s}{C_{out}s} \right) R_{out}}{\left(\frac{1 + R_{esr} C_{out}s}{C_{out}s} \right) + \frac{R_{out} C_{out}s}{C_{out}s}}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{I_L(s)} = \frac{\frac{(1 + R_{esr} C_{out}s) R_{out}}{C_{out}s}}{1 + \frac{R_{esr} C_{out}s + R_{out} C_{out}s}{C_{out}s}} = \frac{(1 + R_{esr} C_{out}s) R_{out}}{1 + R_{esr} C_{out}s + R_{out} C_{out}s}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{I_L(s)} = Z_{out}(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z} \right) R_{out}}{1 + \frac{s}{\omega_z} + \frac{s}{\omega_p}}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{esr} C_{out}}; \quad \omega_p = \frac{1}{R_{out} C_{out}}; \quad R_{esr} \text{ 为电解电容 ESR, } R_{out} \text{ 为输出负载电阻, } C_{out} \text{ 为输出电解电容}$$

$$f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = 6920\text{Hz}; \quad f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = 39.8\text{Hz}$$



由上面图可见，不论负载是 4ohm 还是 12ohm，频率在 1KHz 以上时，不论是增益还是相位几乎一致。也就是说，Buck 一旦进入连续模式，如果系统穿越频率在 1KHz 以上，负载不会对环路稳定性造成影响。

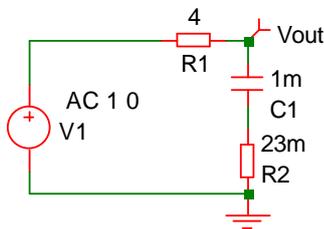
(错误更正：由上图相移曲线标注错误，红色是 Load 为 12ohm 曲线，青色是 Load 为 12ohm 曲线)

将上面推导 $\frac{V_{out}}{V_{ea}}$ (直流增益) 与 $\frac{V_{out}(s)}{I_L(s)}$ (相位移动) 两公式合并后为

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{ea}(s)} = \frac{I_{out} Z_{out}(s)}{[I_{out} + \frac{1}{2} \frac{V_{out}}{L} T_{sw}(1-D)] R_i} = \frac{I_{out}}{[I_{out} + \frac{1}{2} \frac{V_{out}}{L} T_{sw}(1-D)] R_i} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z}) R_{out}}{1 + \frac{s}{\omega_z} + \frac{s}{\omega_p}}$$

$$= \frac{I_{out} R_{out}}{[I_{out} + \frac{1}{2} \frac{V_{out}}{L} T_{sw}(1-D)] R_i} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})}{1 + \frac{s}{\omega_z} + \frac{s}{\omega_p}} = \frac{V_{out}}{V_{ea}} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})}{1 + \frac{s}{\omega_z} + \frac{s}{\omega_p}}$$

● 仿真建模

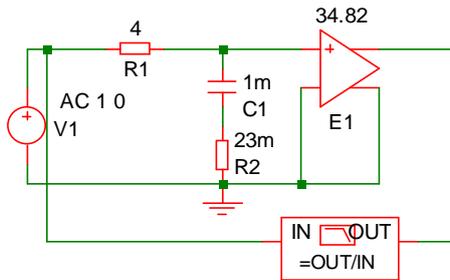


因为上面模型难于仿真，所以需要将上面的仿真电路转换成左图的电路模型

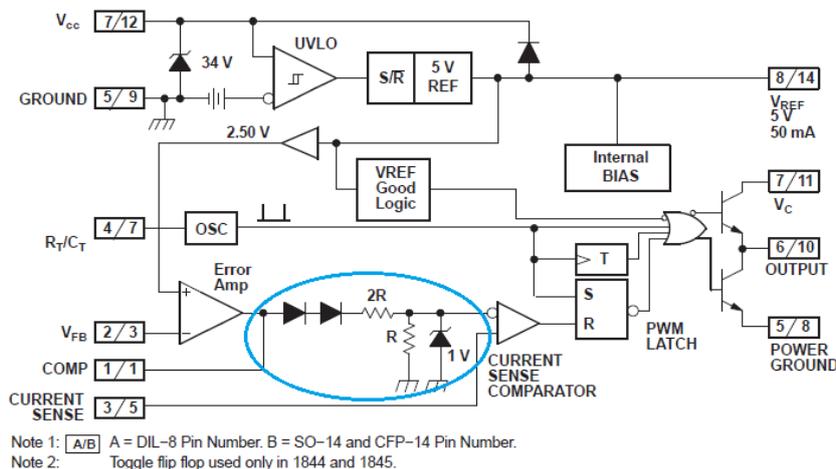
从下面的推导可以看出，左图可以将 R_{out} 从算式中分离

$$\frac{V_{out}(s)}{V1(s)} = \frac{\frac{1}{C_{out}s} + R_{esr}}{\frac{1}{C_{out}s} + R_{esr} + R_{out}} = \frac{\frac{1}{C_{out}s} + \frac{R_{esr} C_{out}s}{C_{out}s}}{\frac{1}{C_{out}s} + \frac{R_{esr} C_{out}s}{C_{out}s} + \frac{R_{out} C_{out}s}{C_{out}s}} = \frac{1 + R_{esr} C_{out}s}{1 + R_{esr} C_{out}s + R_{out} C_{out}s} = \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_z} + \frac{s}{\omega_p}}$$

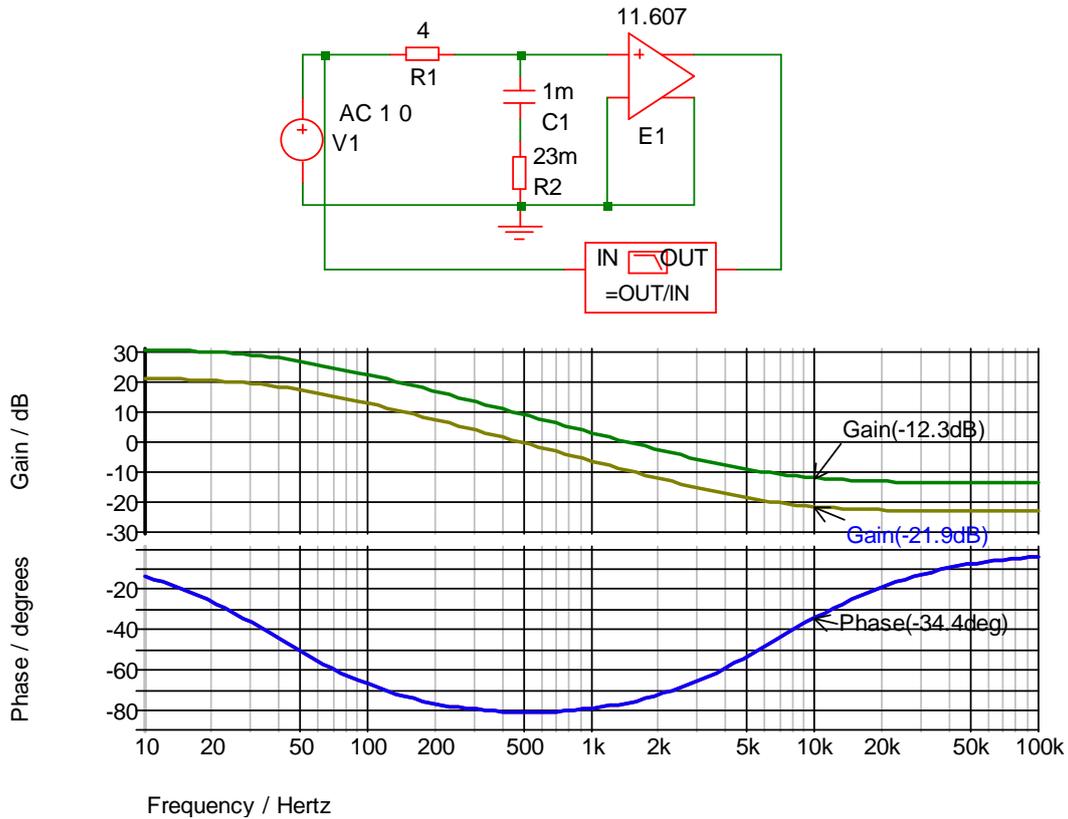
最终电路模型如下



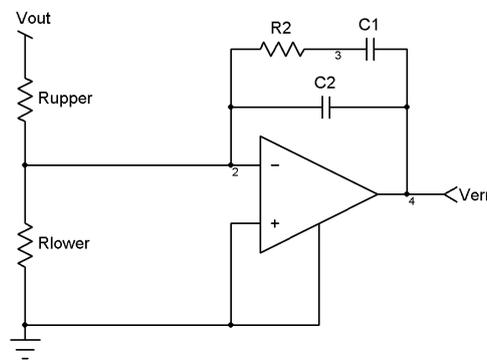
UC384X 系列 IC 进行了如下分压



如果考虑误差放大器输出端要 1/3 分压后，把 1/3 的增益提前到功率级会方便后面的误差放大器设计。调整后参数如下：



- 补偿运算放大器小信号传递函数 $G_c(s)$ 的推导：



$$G(s) = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2})} \quad (\text{Rupper 即为本公式中的 } R_1)$$

如果 $C_2 \ll C_1$,

$$G(s) \approx \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1(1 + sR_2C_2)}$$

- 求模推导

$$\text{令 } f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}; \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}; \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

$$G(j\omega) \approx \frac{1 + j\omega R_2 C_1}{j\omega R_1 C_1 (1 + j\omega R_2 C_2)} = \frac{1 + j2\pi f R_2 C_1}{j2\pi f R_1 C_1 (1 + j2\pi f R_2 C_2)} = \frac{1 + j \frac{f}{f_z}}{j \frac{f}{f_{p1}} (1 + j \frac{f}{f_{p2}})} \quad (a + jb \text{ 的幅值等于 } \sqrt{a^2 + b^2})$$

$$|G(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_z^2}}}{\sqrt{\frac{f^2}{f_{p1}^2}} \sqrt{1 + \frac{f^2}{f_{p2}^2}}} = \frac{\sqrt{\frac{f_z^2 + f^2}{f_z^2}}}{\frac{f}{f_{p1}} \sqrt{\frac{f_{p2}^2 + f^2}{f_{p2}^2}}} = \frac{\frac{1}{f_z} \sqrt{f_z^2 + f^2}}{\frac{f}{f_{p1} f_{p2}} \sqrt{f_{p2}^2 + f^2}} = \frac{f_{p1} f_{p2}}{f_z f} \frac{\sqrt{f_z^2 + f^2}}{\sqrt{f_{p2}^2 + f^2}}$$

$$\text{所以, } |G(f_c)| = \frac{f_{p1} f_{p2}}{f_z f_c} \frac{\sqrt{f_z^2 + f_c^2}}{\sqrt{f_{p2}^2 + f_c^2}}$$

上式中, f_c 为穿越频率

● 补偿器运算放大器的设计

UC3842 为 2.5V 基准, 设桥臂流过电流为 $250\mu A$, 则

$$R_{lower} = \frac{2.5V}{250\mu A} = 10K\Omega$$

$$R_{upper} = \frac{12V - 2.5V}{250\mu A} = 38K\Omega \quad (\text{即 } R_1 = 38K\Omega)$$

若把零点取功率传递函数的低频极点处, 即 $f_z = fp$

$$f_z = fp = \frac{\omega p}{2\pi} = 40.7Hz$$

在 10KHz 处, 补偿器增益为 21.9dB, 折算倍数为

$$G = 10^{\frac{-Gfc}{20}} = 10^{\frac{-21.9}{20}} = 10^{1.095} = 12.45$$

第二个极点取 1/2 的开关频率, 即 $f_{p2} = \frac{1}{2} f_{sw}$

$$f_{p2} = \frac{1}{2} f_{sw} = 50KHz$$

还可以推出

$$f_{p1} = \frac{G f_z f_c \sqrt{f_{p2}^2 + f_c^2}}{f_{p2} \sqrt{f_z^2 + f_c^2}} = 0.517KHz$$

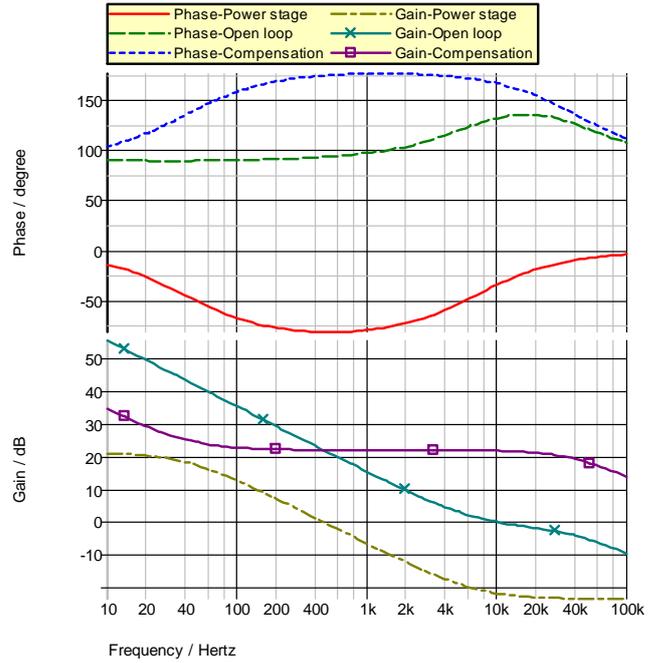
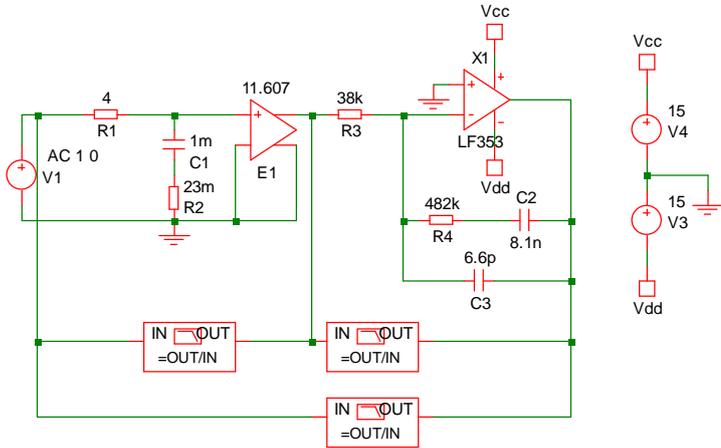
则可计算

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{p1}} = 8.105nF$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_z C_1} = 482K\Omega$$

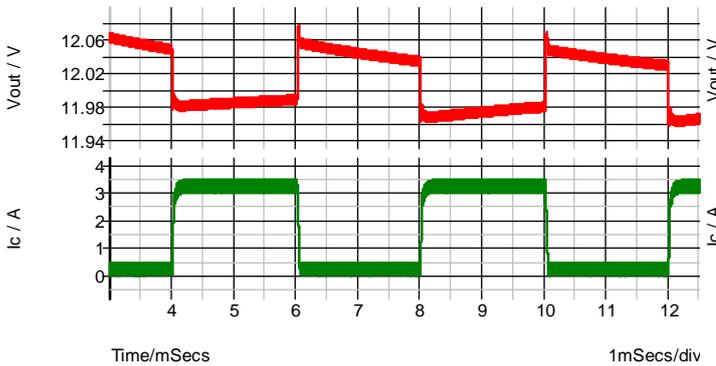
$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{p2} R_2} = 6.6 pF$$

● 系统开环传递函数验证

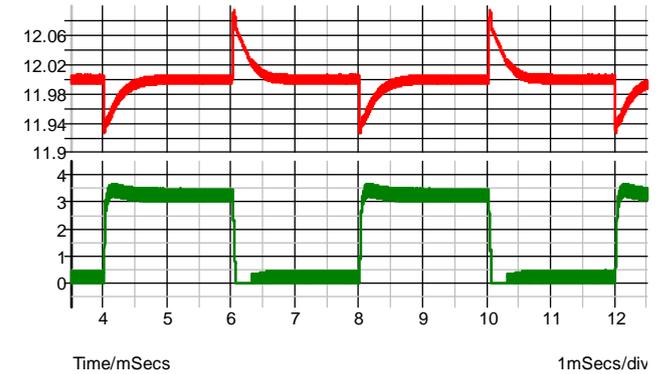


● 动态负载测试:

C3=8.1nF



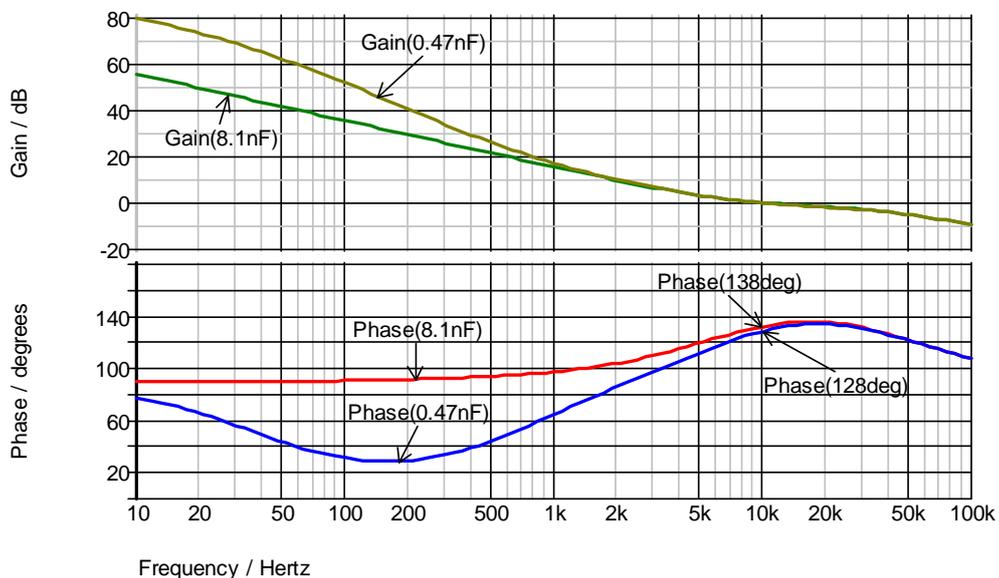
C3=0.47nF



通过仿真发现 C3 为 8.1nF 时，低频增益过低，把 C3 调整到 0.47nF 后，动态特性变好。

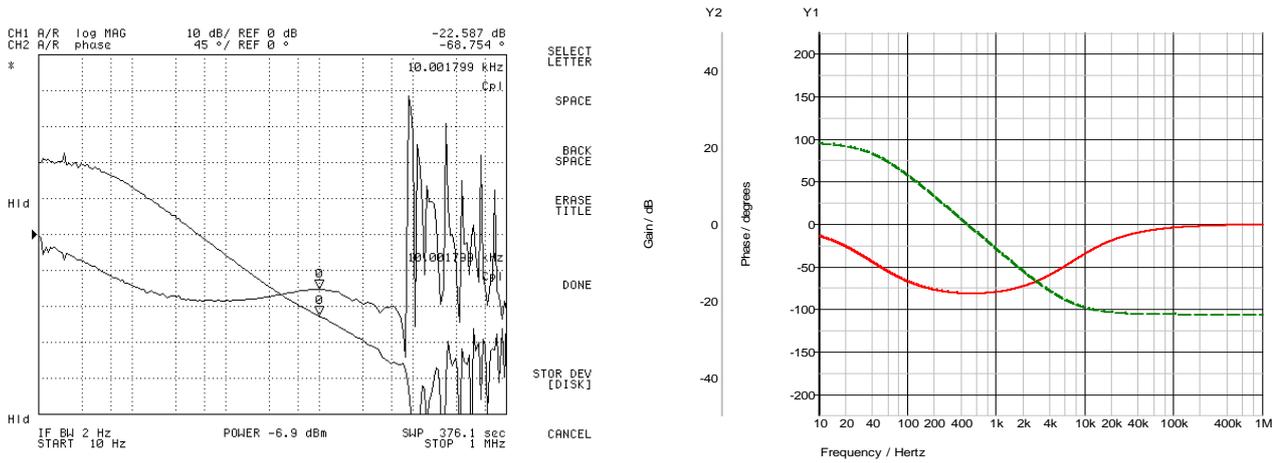
下图为 8.1nF 和 0.47nF 的 BODE 图对比，可见调整 C3 后，低频增益提高，同时穿越频率不变。

● C3 不同取值，波特图比较

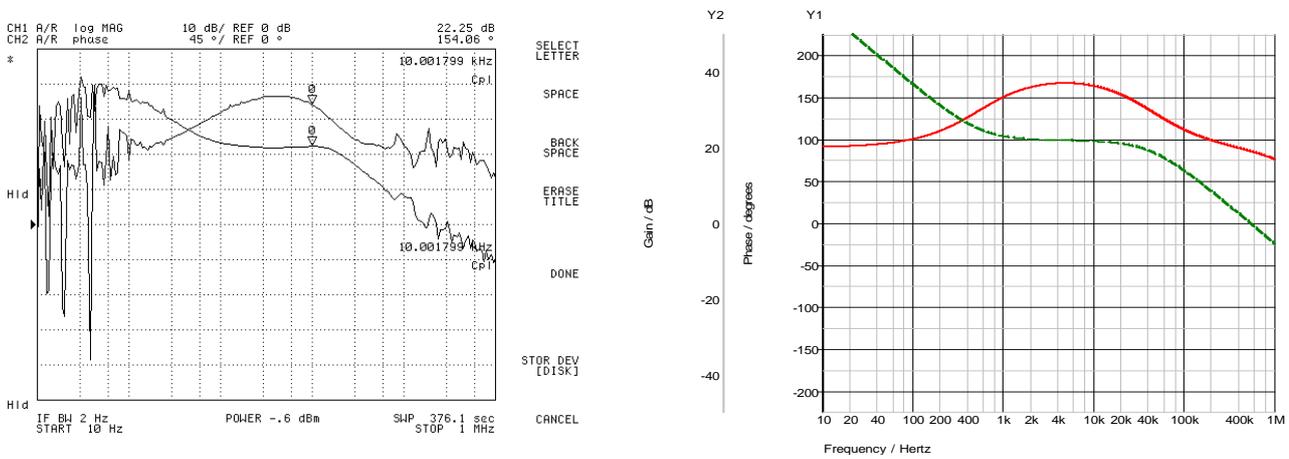


● 伯特图实测与仿真对比

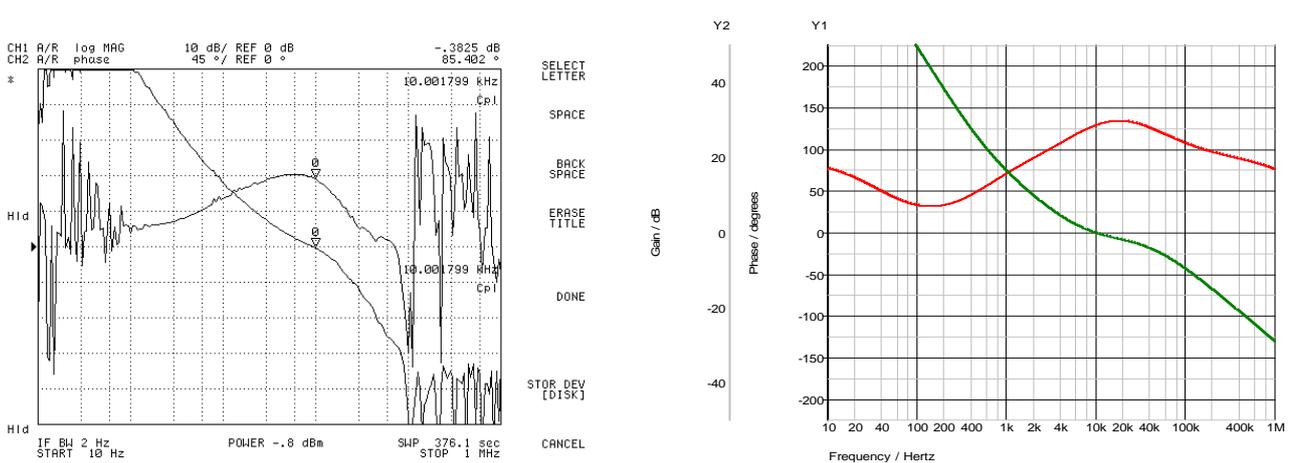
功率级环路对比



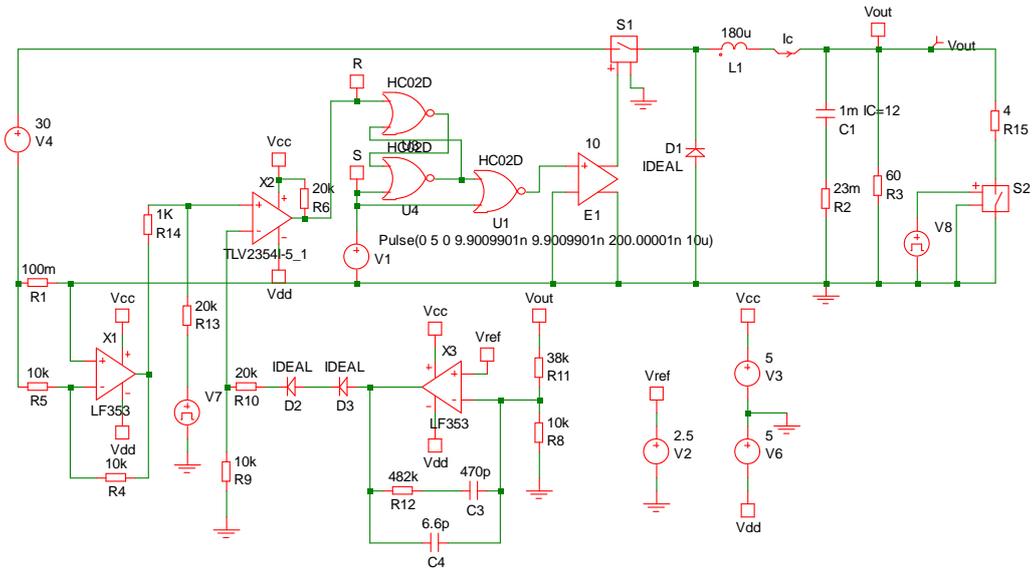
补偿级环路对比



闭环环路对比 (科学地讲应该用系统开环传递函数表征,open loop,详见任何一本自控方面的书)

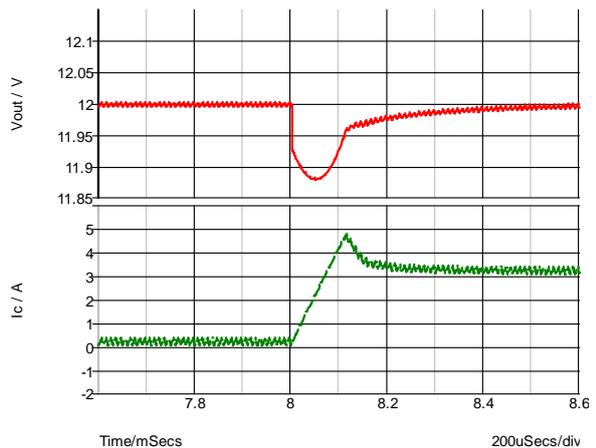
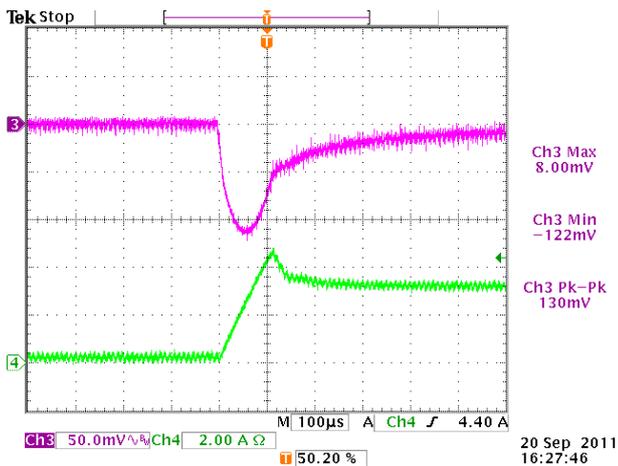
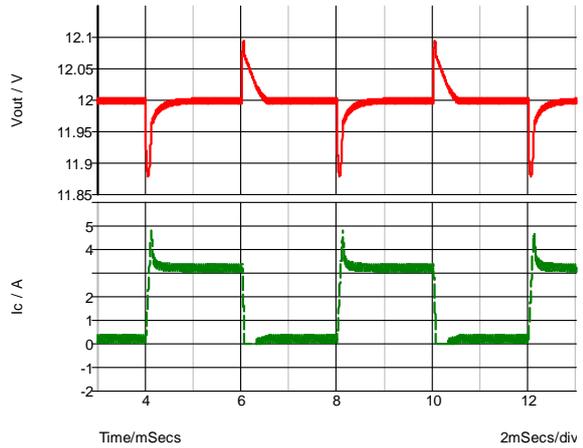
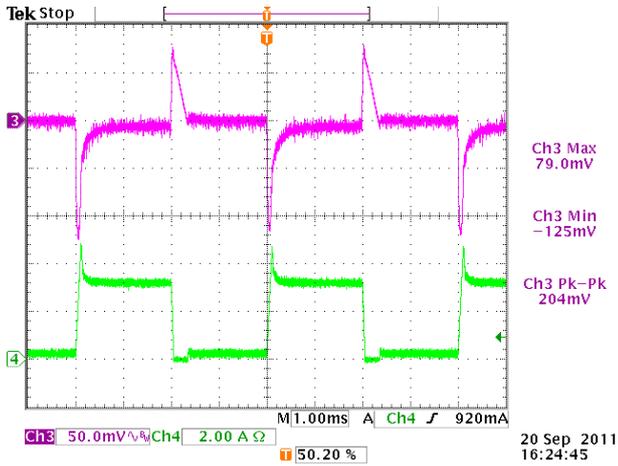


● 动态负载实验仿真原理图

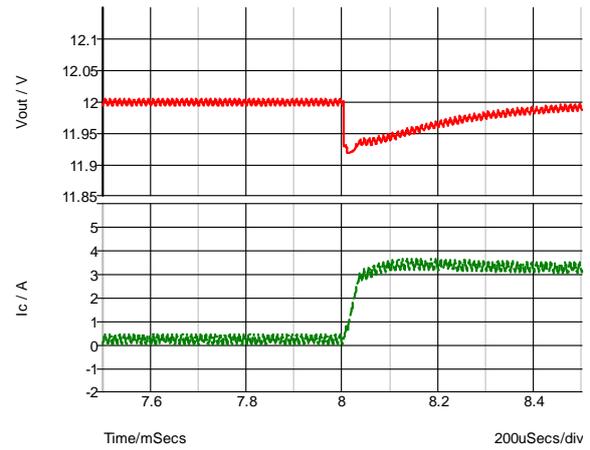
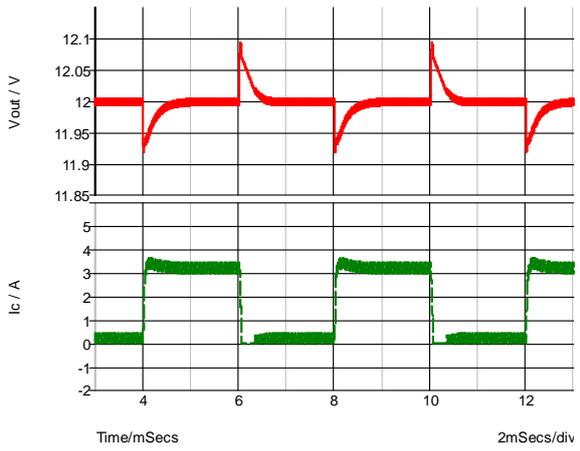
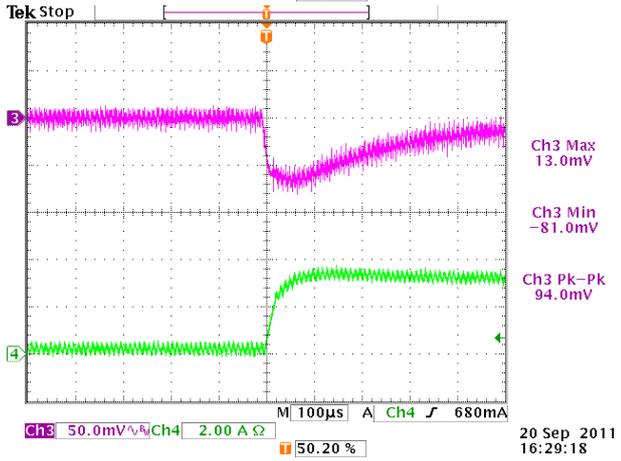
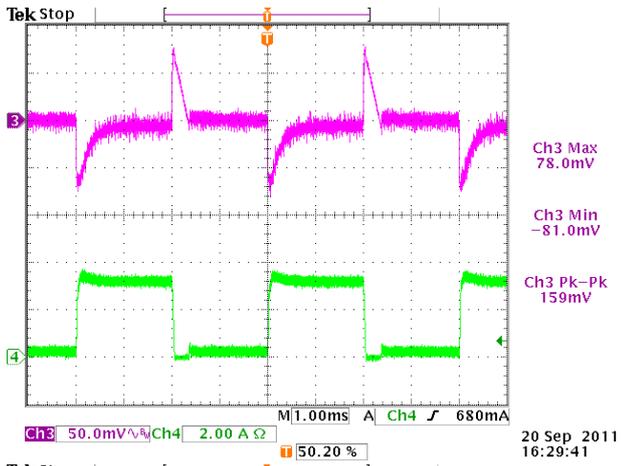


● 动态负载实测波形与仿真波形对比:

20V 输入电压



30V 输入电压



(完)

参考文献:

1. C.Basso, Swith Mode Power Supplies:SPICE Simulations and Practical Designs, McGraw-Hill,2008
2. 黄帆, 基于 BUCK 电路电压模式的反馈环路设计实例