

非著名电源工程师黄帆

2009 年度震撼发布

基于 BUCK 电路电压模式的反馈环路设计实例（缩略板）

—— 一个 28V 输入 12V/4A 输出的电源

吹吹牛逼拜拜火

- 这篇文章讲什么？
- 主要讲环路稳定设计，或者说怎么算误差放大器的参数，略带 buck 电路的其他方面。
- 为什么要讲环路设计？
- 当我还是一个电源初学者的时候，环路设计部分让我很头痛，因为能找到的所用中文资料里，几乎没有教如何设计的。再具体地说是如何计算反馈误差放大器的参数。忘记在哪听到“工程师和技术员最本质的区别就是计算能力，工程师有，技术员没有！”妈的，刚毕业的时候，《自动控制理论》学了，《电力电子》学了，一个“简单”开关电源的环路都不会设计，怎么说，怎么觉得有点郁闷。于是开始买书，狂买，现在市面上买的，所有老外出的，有关开关电源的，都买了。有的书也确实提到了环路稳定性设计，单大都一带而过，看了半天，心里总还是存在很多疑问！便开始动手仿真身边的电源，仿真的结果是不稳定的，但事实上电源是稳定的，问题出在了哪里？不知道！唉~，烦……
- 既然老外都没讲明白，那电源网上 cmg 老师怎么老是什么极点，零点，是不是扯淡？
- 刚开始我也这么想，后来知道可以用网络分析仪来测。插一句，我们公司目前有一台安捷伦 18 万的网络分析仪，只有一个射频工程师会用，想去找副总去开借条，摆弄一下，他说“你们用这个干什么？用坏了怎么办？”shit！
没有网络分析仪，只能搞仿真了，因为仿真软件里有，再也不用去找他开借条了。
- 那你就自己靠仿真研究明白了？
- 我又不是神童，那么多研究的人都没搞明白我怎么能搞懂！
- 那你到底搞没搞懂啊？
- 搞技术的难免看英文资料，而英文资料里最好的就是他们会写上“参考文献”，我可以顺藤摸瓜，找到很多有价值的资料。就在今年年初，我发现了宝书《Switch Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs》，本文的例子也源自书上，主要的目的也是验证仿真是否准确。
- 结果呢？是否准确？
- 准确！
- 这么准确？是不是可以取代试验了？
- 再用仿真软件入门指出看到很多关于仿真的争论，我的观点是，只要模型准确，仿真方法正确，就一定能得到准确的结果。然而有一些电路没有模型，如果自己没有建模的水平，所以只能靠做实验了。随着技术的发展，模型也会越来越完善，仿真能仿的电路也一定会越来越多，我认为仿真对初学者理解电路有非常大的辅助作用，当然仿真也不是万能的。
- 好书的特点是什么？
- 从基本感念和基本定理讲起，而不是用到的时候突然出现一个公式，你也不知道这个公式是在哪来的，对不对。相对而言赵修科老师的《开关电源中的磁性元器件》就要比其他中国作者的书好的多！我也希望这篇文章能够成为一篇对大多数中国电源工程师有帮助的文章。但本文需要有开关电源的基本知识和必要的自动控制理论知识。

国庆就要到了，这也算我这个屁民，为伟大的中华屁民共和国献礼之作吧，三聚氰胺也别光给我们屁民吃，我也为伟大祖国“献上一杯牛奶，煮上两个鸡蛋”。

作者：黄帆

2009-08-27 深圳宝安 一农民房

一、要求

电压输入范围:	20~30V
额定输出电压:	12V
输出纹波:	125mV (1%)
电压跌落:	250mV (最大, $I_{out} = 200\text{mA} \sim 3\text{A}$ ($1\mu\text{s}$ 内))
最大输出电流:	4A
开关频率:	100kHz
输入电流最大纹波:	30mA (峰峰值)

二、参数计算

选择占空比

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

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

电感的选择应该按，最高电压、最小占空比

$$u = L \frac{di}{dt}$$

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

如果去 $\delta = 10\%$

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

最大负载时的峰值电流

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

电容要满足低阻抗并且具有高温工作能力，ESR 值随温度有剧烈改变。这个 ESR 和电容值一起决定了零点，并且影响反馈放大器的设计。

为了满足规格书 250mV (最大, $I_{out} = 200\text{mA} \sim 3\text{A}$ ($1\mu\text{s}$ 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

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

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：

$$C = 330\mu F$$

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

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

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

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

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

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

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

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

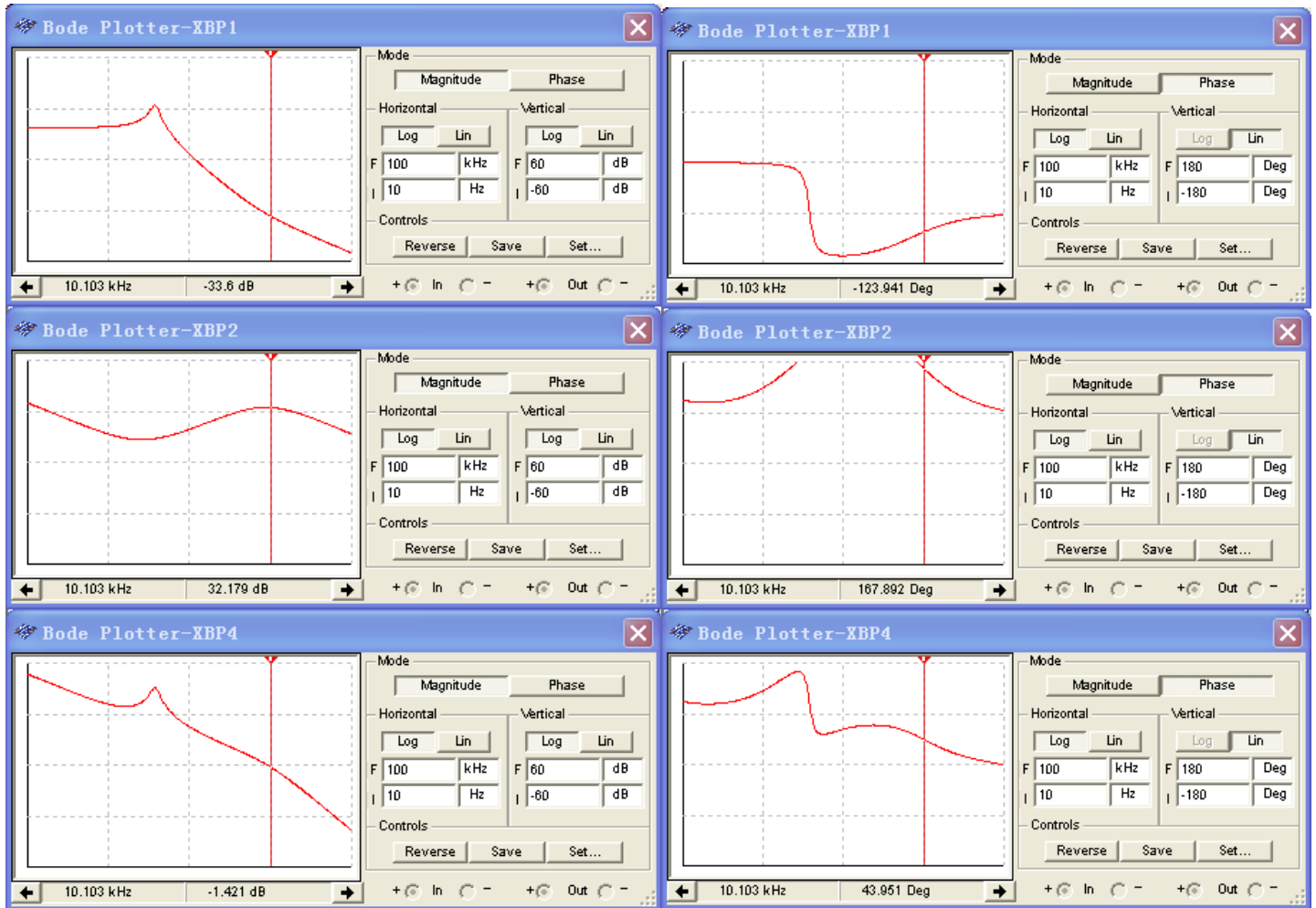
系统开环传递函数的建立

$$v_g = 20V \quad V_M = 2.4V \quad H(s) = 1 \quad K = \frac{20}{2.4} \times 1 = 8.6$$

XBP1 测量数据：功率级传递函数 $G_{vd}(s)v_g/V_M$

XBP2 测量数据：反馈系统传递函数 $H(s)G_c(s)$

XBP4 测量数据：系统的开环传递函数 $T(s) = H(s)G_c(s)G_{vd}(s)/V_M$



$$G(s) = \frac{Z_f}{Z_i} = \frac{sR_2C_1 + 1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2})} \frac{sC_3(R_1 + R_3) + 1}{(sR_3C_3 + 1)}$$

如果 $C_2 \ll C_1$, $R_3 \ll R_1$

$$G(s) \approx \frac{R_2}{R_3} \frac{(\frac{1}{sR_1C_3} + 1)(\frac{1}{sR_2C_1} + 1)}{(1 + sR_2C_2)(\frac{1}{sR_3C_3} + 1)}; \quad (a + jb \text{ 的幅值等于 } \sqrt{a^2 + b^2})$$

$$\text{令 } f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_3}; \quad f_{z2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}; \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}; \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

$$G(j\omega) \approx \frac{R_2}{R_3} \frac{(\frac{1}{j\omega R_1 C_3} + 1)(\frac{1}{j\omega R_2 C_1} + 1)}{(1 + j\omega R_2 C_2)(\frac{1}{j\omega R_3 C_3} + 1)} = \frac{R_2}{R_3} \frac{(\frac{1}{j2\pi f R_1 C_3} + 1)(\frac{1}{j2\pi f R_2 C_1} + 1)}{(1 + j2\pi f R_2 C_2)(\frac{1}{j2\pi f R_3 C_3} + 1)} = \frac{R_2}{R_3} \frac{(\frac{f_{z1}}{jf} + 1)(\frac{f_{z2}}{jf} + 1)}{(1 + j\frac{f}{f_{p1}})(\frac{f_{p2}}{jf} + 1)}$$

$$= \frac{R_2}{R_3} \frac{(-\frac{f_{z1}}{f} j + 1) (-\frac{f_{z2}}{f} j + 1)}{(1 + j \frac{f}{f_{p1}}) (-\frac{f_{p2}}{f} j + 1)}$$

$$|G(j\omega)| = \frac{R_2}{R_3} \frac{\sqrt{1 + \frac{f_{z1}^2}{f^2}} \sqrt{1 + \frac{f_{z2}^2}{f^2}}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_{p1}^2}} \sqrt{1 + \frac{f_{p2}^2}{f^2}}} = \frac{R_2}{R_3} \frac{\sqrt{\frac{f^2 + f_{z1}^2}{f^2}} \sqrt{\frac{f^2 + f_{z2}^2}{f^2}}}{\sqrt{\frac{f_{p1}^2 + f^2}{f_{p1}^2}} \sqrt{\frac{f^2 + f_{p2}^2}{f^2}}} = \frac{R_2}{R_3} \frac{\sqrt{f^2 + f_{z1}^2} \sqrt{f^2 + f_{z2}^2}}{\sqrt{f_{p1}^2 + f^2} \sqrt{f^2 + f_{p2}^2}} \frac{f_{p1}}{f}$$

$$\text{所以, } |G(f_c)| = \frac{R_2}{R_3} \frac{\sqrt{f_c^2 + f_{z1}^2} \sqrt{f_c^2 + f_{z2}^2}}{\sqrt{f_{p1}^2 + f_c^2} \sqrt{f_c^2 + f_{p2}^2}} \frac{f_{p1}}{f_c^2}$$

第一个零点取电感电容的谐振频率，即 $f_{z1} = f_{LC}$

$$f_{z1} = f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{out}}} = 0.38 \text{ KHz} = \frac{1}{2\pi R_1 C_3} \Rightarrow C_3 = 13.97 \text{ nF} \text{ (实际取 } 20\text{nF)}$$

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

$$f_{p2} = \frac{1}{2} f_{sw} = 50 \text{ KHz} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \Rightarrow R_3 = 228 \text{ (实际取 } 240);$$

$$R_2 = \sqrt{\frac{(f_{p1}^2 + f_c^2)(f_{p2}^2 + f_c^2)}{(f_{z1}^2 + f_c^2)(f_{z2}^2 + f_c^2)}} \frac{G f_c R_3}{f_{p1}} = 74.02 \text{ KHz (取 } 75\text{nF)}; \text{ (} G = 10^{\frac{-Gfc}{20}} = 10^{\frac{-32}{20}} = 10^{1.6} = 40)$$

第二个零点同样取电感电容的谐振频率，即 $f_{z2} = f_{LC}$

$$f_{z2} = f_{LC} = 0.38 \text{ KHz} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \Rightarrow C_1 = 7.17 \text{ nF (实际取 } 6.8\text{nF)}$$

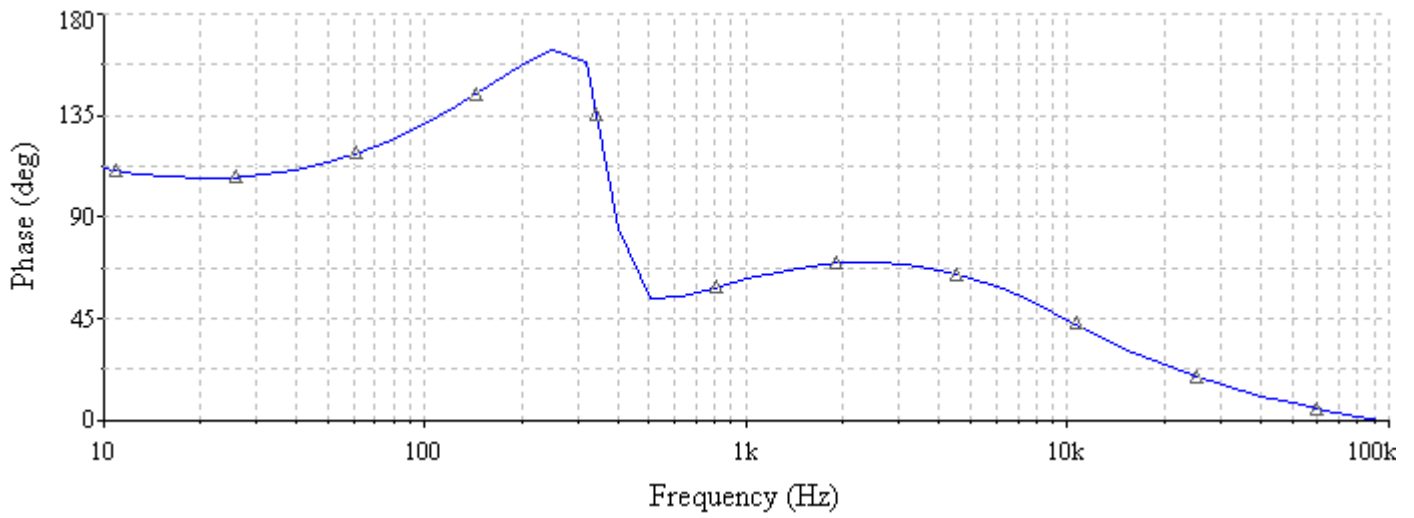
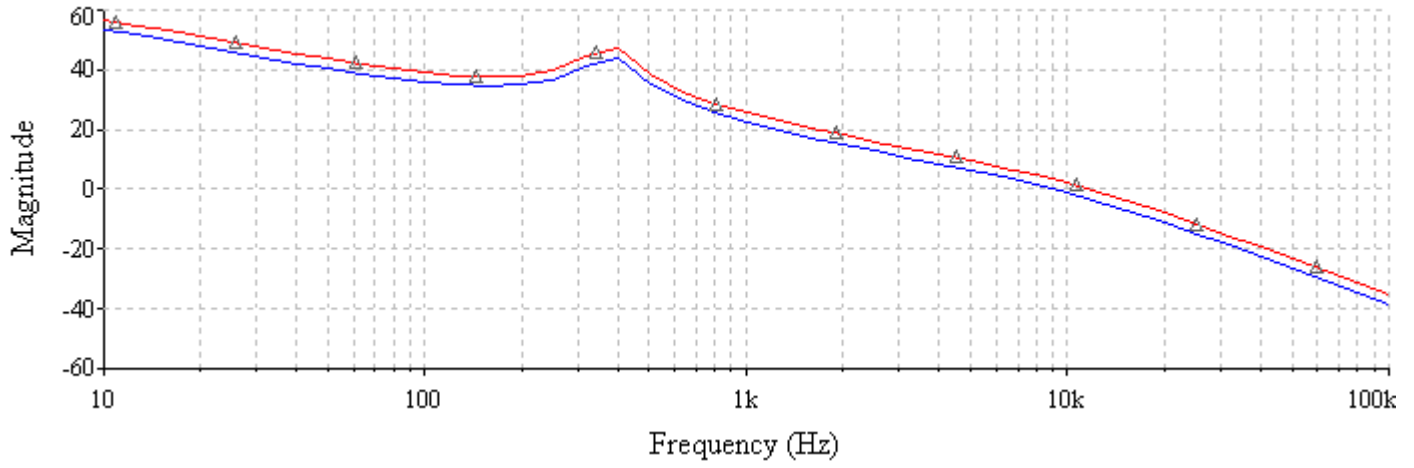
第一个极点取电容 ESR 引起的转折频率，即 $f_{p1} = f_{ESR-low}$

$$f_{p1} = f_{ESR-low} = \frac{1}{2\pi R_{esr} C_{out}} = 7.96 \text{ KHz} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \Rightarrow C_2 = 0.27 \text{ nF (实际取 } 0.3\text{nF)}$$

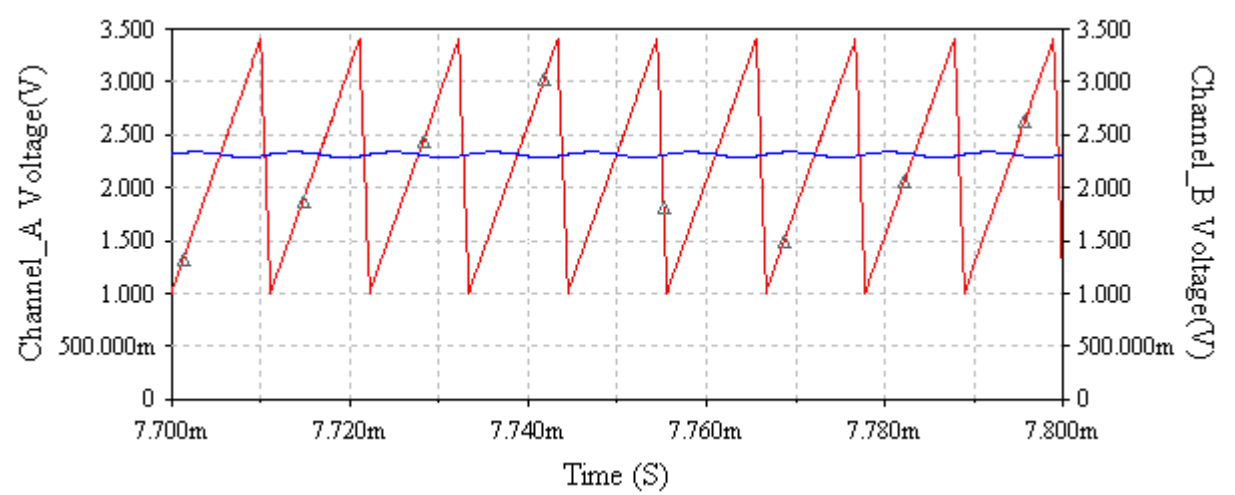
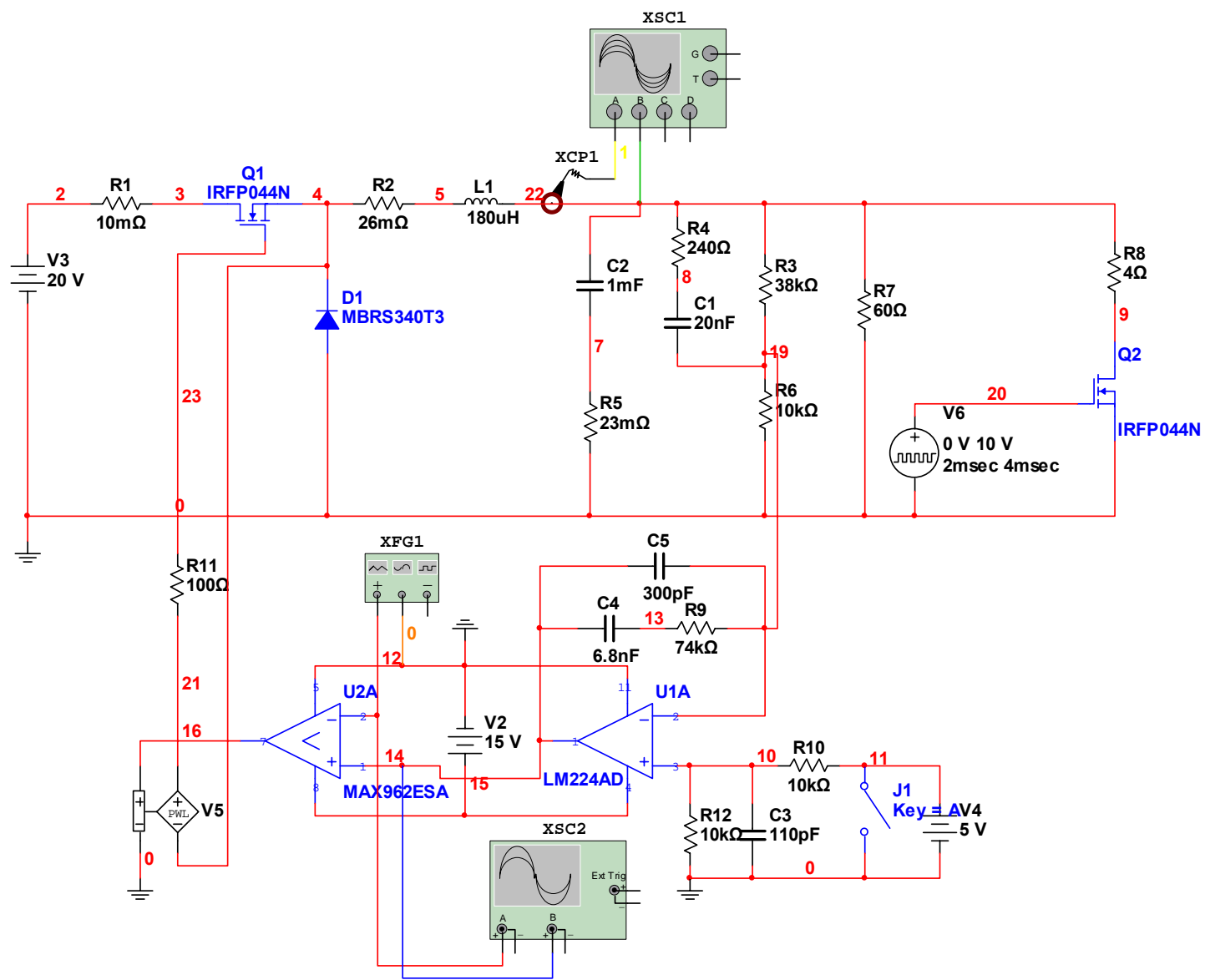
把新算好的参数代入仿真，新的穿越频率如图 26

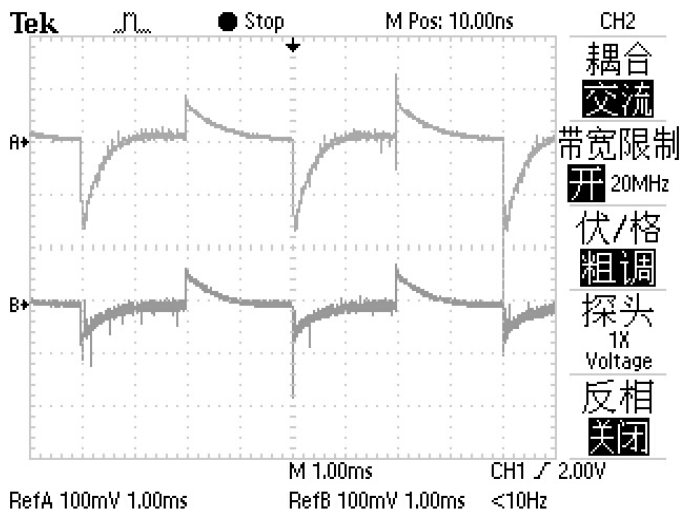
下图为系统开环传递波特图输入电压，红线为 $V_{in}=30\text{V}$ ，兰线为 $V_{in}=20\text{V}$

AC Analysis

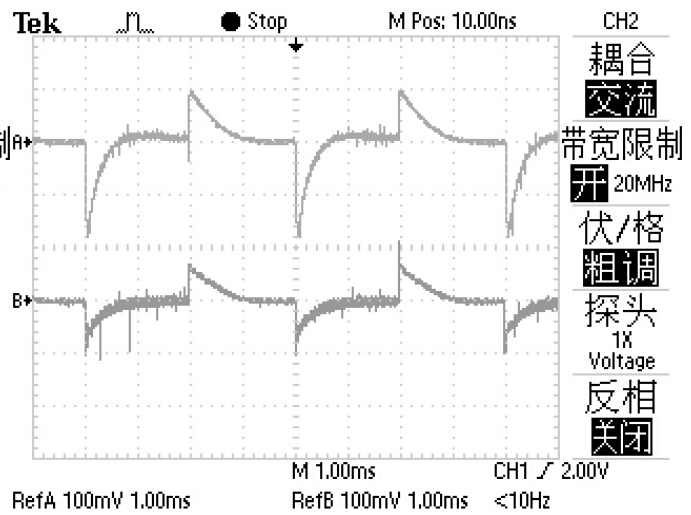


仿真原理图

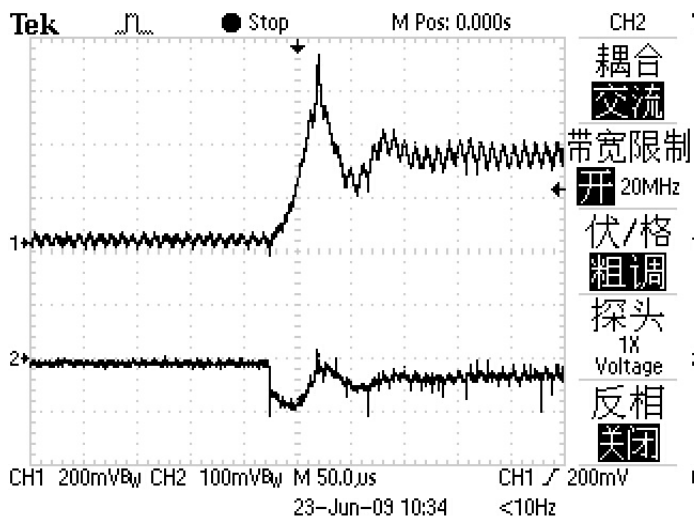




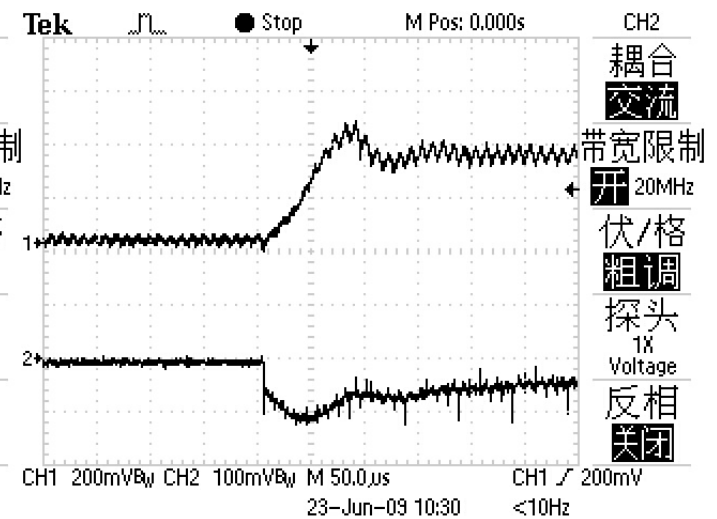
A: Vin=20V B: Vin=30V 10nF



A: Vin=20V B: Vin=30V 20nF



1 通道 电感电流 1A/100mV; 2 通道 输出纹波电压
波形 1 为 30.5V 输入电压; 波形 2 为 22.5V 输入电压

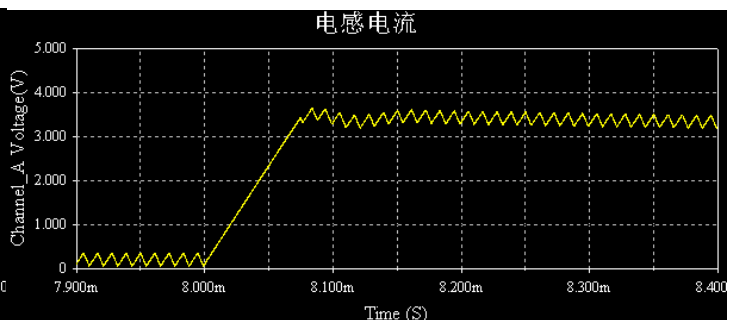
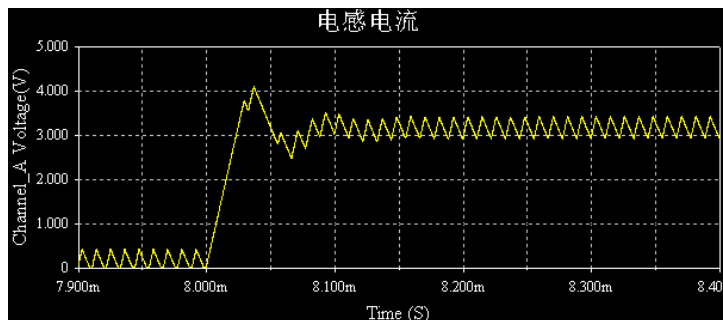


根据上左图可以推断系统闭环的谐振频率: $f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{8\mu s} = 12.5\text{kHz} \approx f_c$

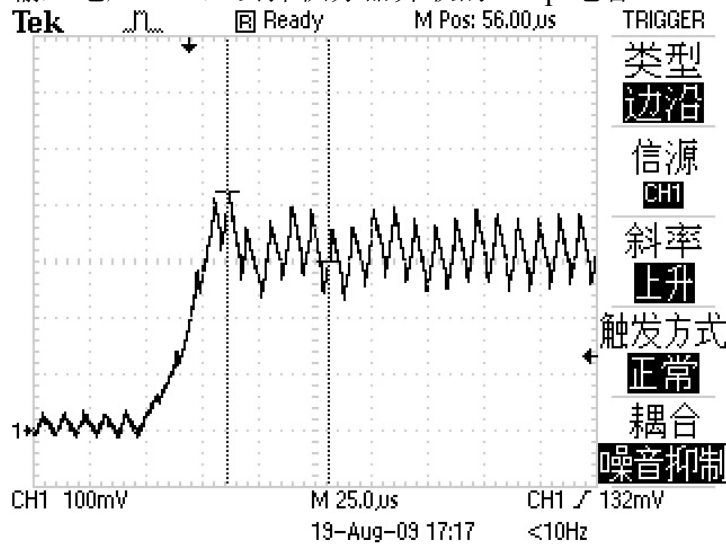
根据上右可以推断系统闭环的谐振频率: $f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{12\mu s} = 0.83\text{kHz} \approx f_c$

输入电压 35V 时代冲击试验

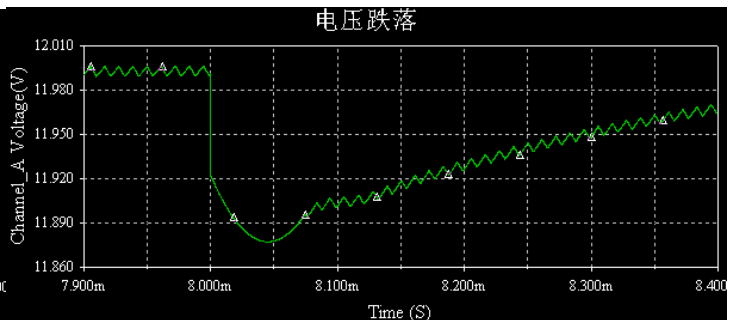
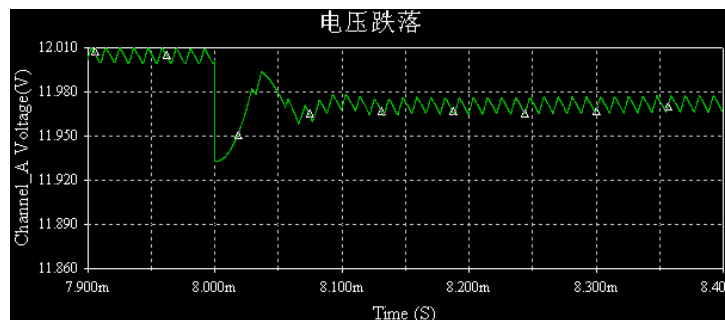
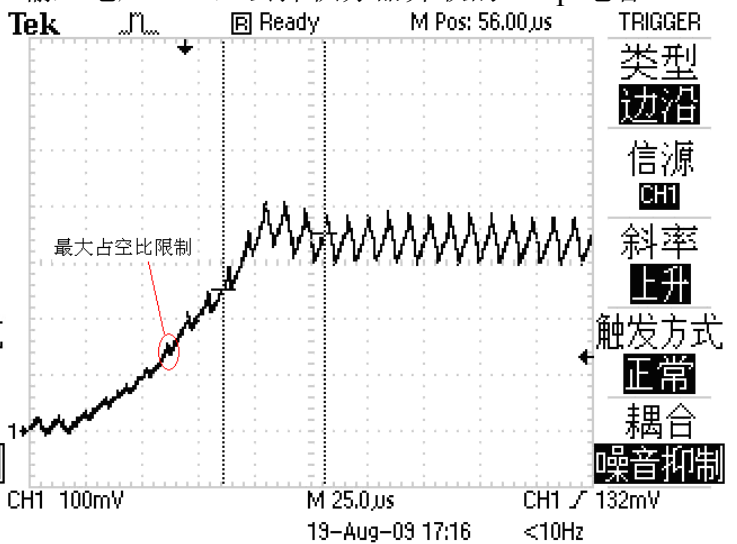
输入电压 20V 时代冲击试验



输入电压 30V，去掉积分器并联的 300p 电容



输入电压 20V，去掉积分器并联的 300p 电容

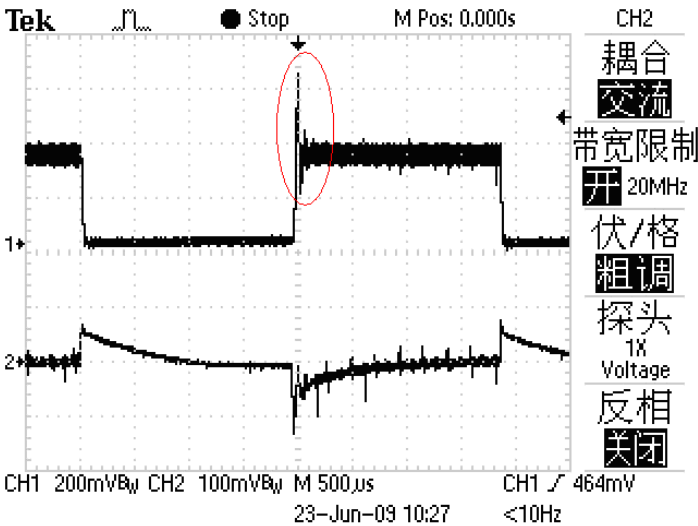
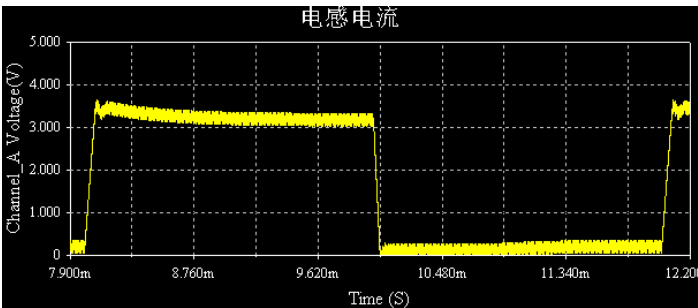
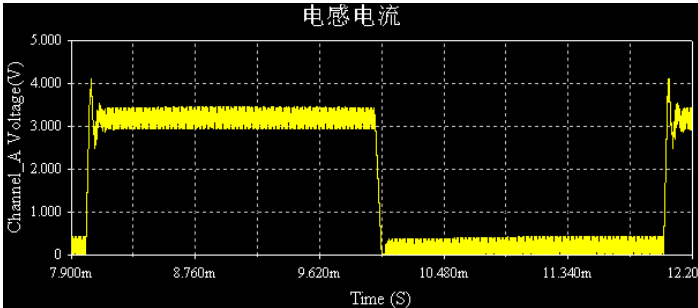
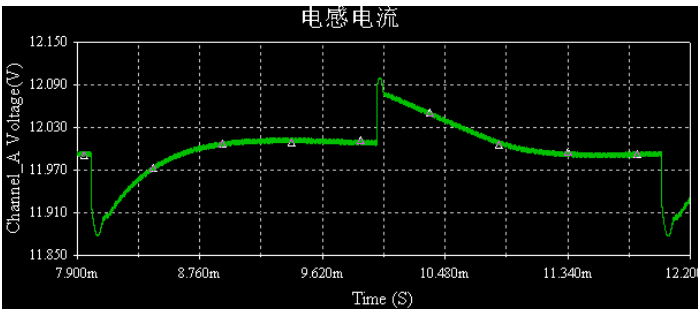
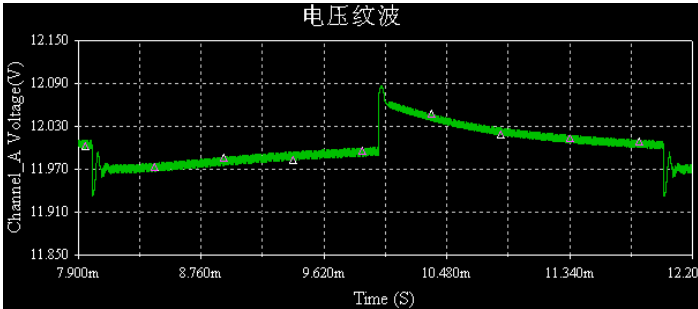


根据上左图可以推断系统闭环的谐振频率： $f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{7\mu s} = 14.3\text{kHz} \approx f_c$ 最大占空比限制

根据上右图可以推断系统闭环的谐振频率： $f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{12\mu s} = 0.83\text{kHz} \approx f_c$

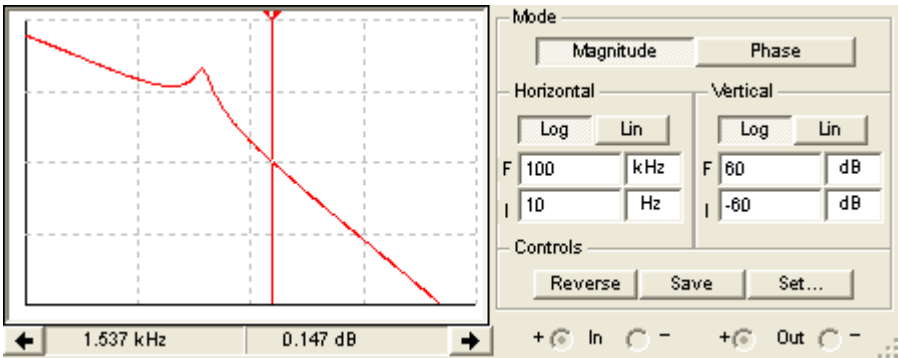
闭环系统的振荡频率发生在闭环传递函数的谐振频率处，闭环系统的谐振频率一般约等于开环传递函数的穿越频率或稍大于穿越频率。详见后文。

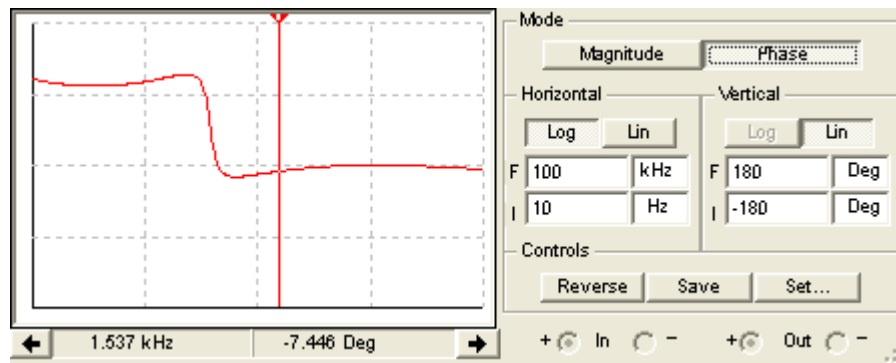




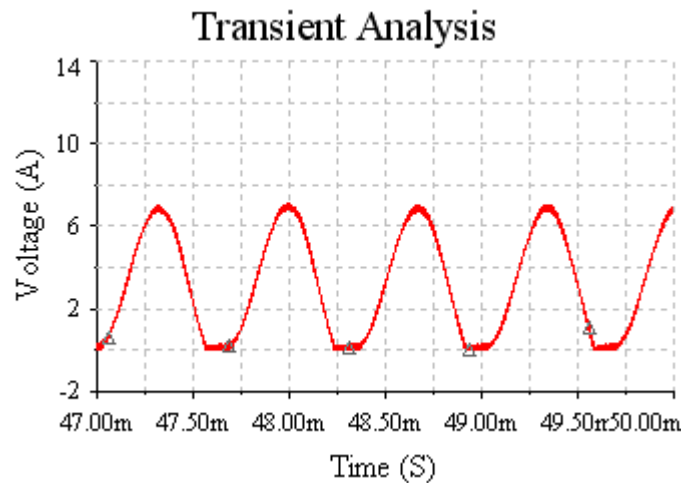
实测波形过充幅度高于仿真，是因为，实际电感会饱和

把反馈环路中微分环节（240ohm,20nF）从电路中断开，对系统开环传递函数波特图如下，穿越频率约为 f_c 1.5kHz

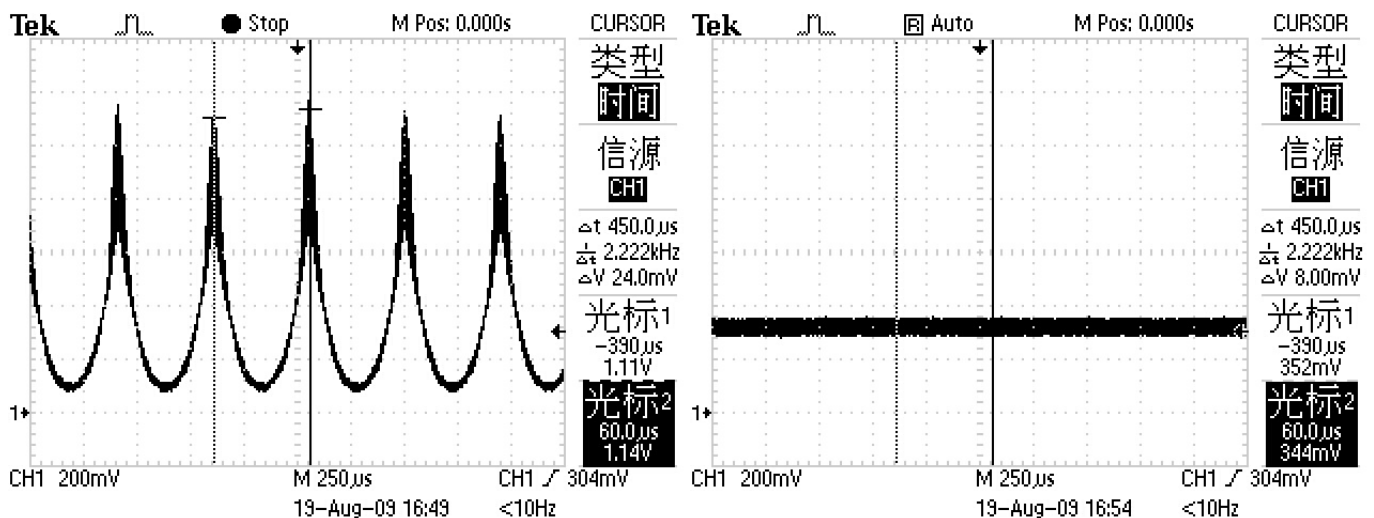




下图为电感电流波形的瞬态仿真，振荡频率为 $f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{0.64ms} = 1.56kHz \approx f_c$



下如左为实测波形，右图为系统稳定时电感电流波形



分析：实测波形振荡频率高于仿真的振荡频率，原因是实际电感会饱和，电感饱和后电感量下降，电感下后会使传递函数带宽加大。

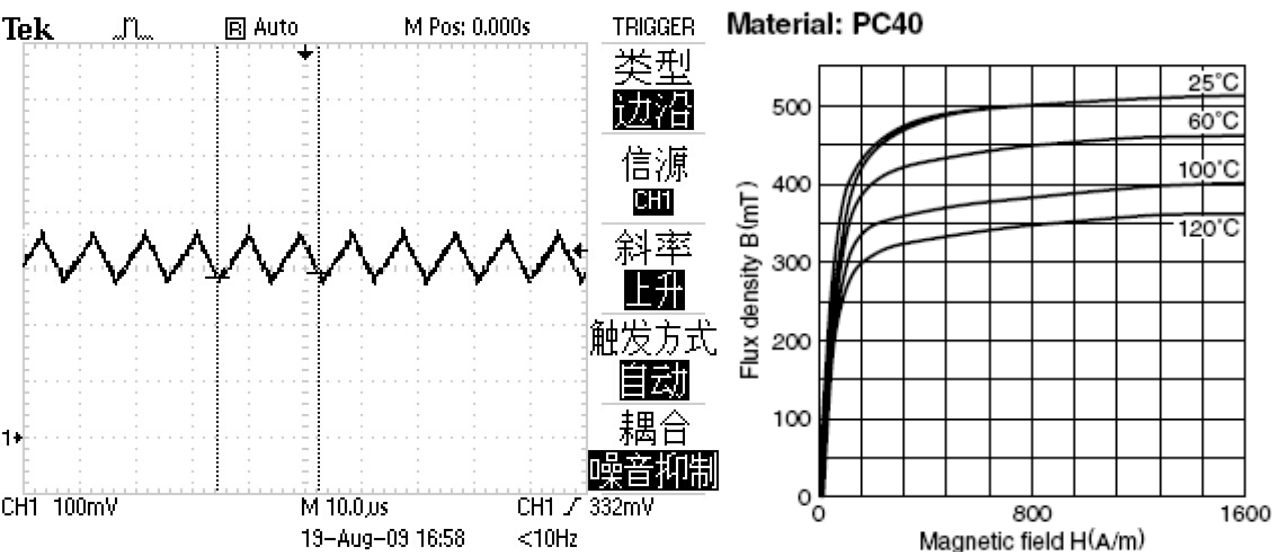
电感的设计：

因为手头只有 TDK EI33 的铁芯，没有漆包线，简单起见就用普通的 RV1 平方电线，由于这种线线批很厚，我最多只能绕 11 匝。电流采样采用 Honeywell CSNP661，电路实测零点漂移 0.1A。

下图为对电感量的测试



下图是电感电流实测波形，



Material		PC33	PC44	PC40
Saturation magnetic flux density	Bs	510	510	510
[1000A/m]	mT	440	390	390

一些书上有关于电感的很多计算方法，有一种典型的计算方法是考虑初始磁导率和磁路长度。因为电感多数情况下要开气隙，而气隙的磁路长度计算起来非常复杂，并且开气隙后磁导率也大大减小。到

现在我也不太理解那种设计方法。在工作实践中，我发现计算电感变压器，完全可以不考虑磁导率和磁路长度，只考虑饱和磁通密度 B_s 。因为在影响计算的诸多因素中只有 B_s 是不受磁芯尺寸和气隙和电感量大小影响。简单地说，只要磁芯的磁通达到 B_s ，磁芯一定出现饱和。

下面公式是推导过程，磁芯采用 EI33，磁芯材料 TDK PC40，因为最多只能绕 11 匝，所以回推电感的最大磁通密度

$$u = L \frac{di}{dt}; \quad u = N \frac{d\phi}{dt}$$

$$L \frac{di}{dt} = N \frac{d\phi}{dt}$$

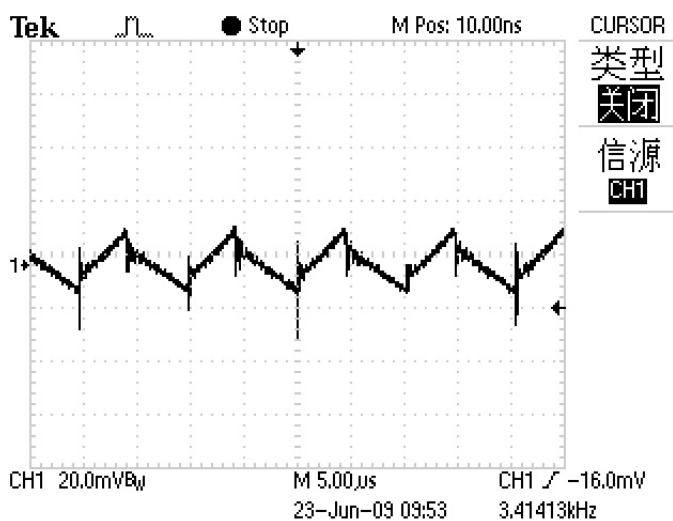
$$N = L \frac{di}{d\phi} = L \frac{\Delta I}{\Delta B A_e}$$

$$\Delta B = \frac{L \Delta I}{N A_e} = \frac{178 \times (3.6 - 0.1)}{11 \times 119} = 0.475 \text{ T (式中 0.1 为零点漂移)}$$

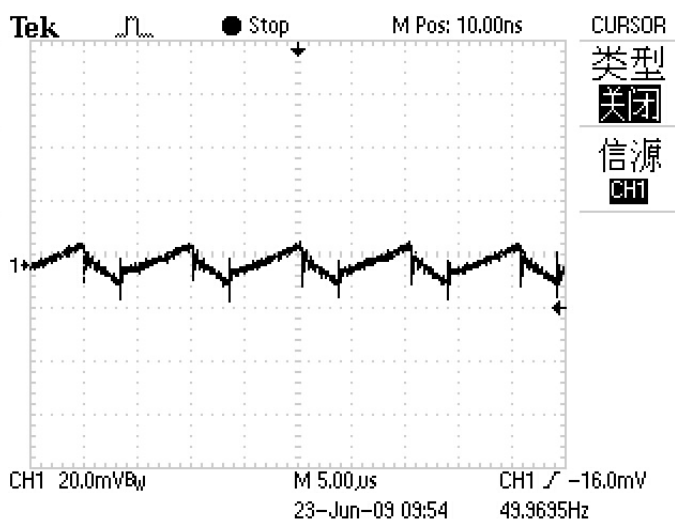
0.475T 说明已经是饱和的临界状态了

- 气隙取多大？
- 自己调，因为如果不加气隙电感量远远大于 180uH，只要调出 180uH 就可以，所以根本不用算。

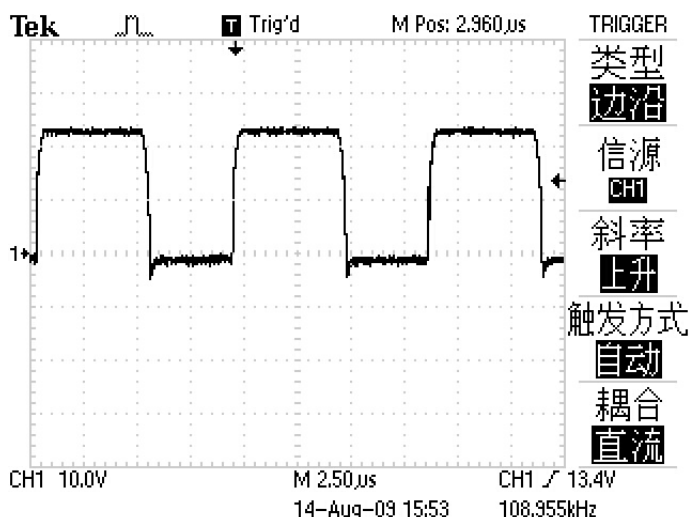
输入电压：30V；负载：40hm



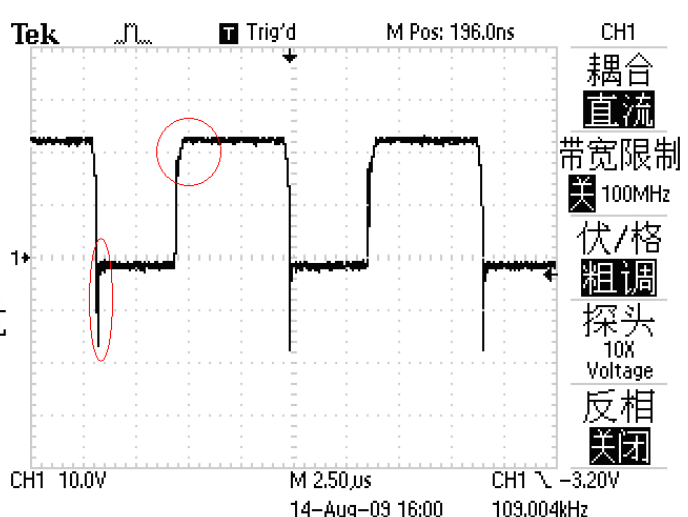
输入电压：20V；负载：40hm

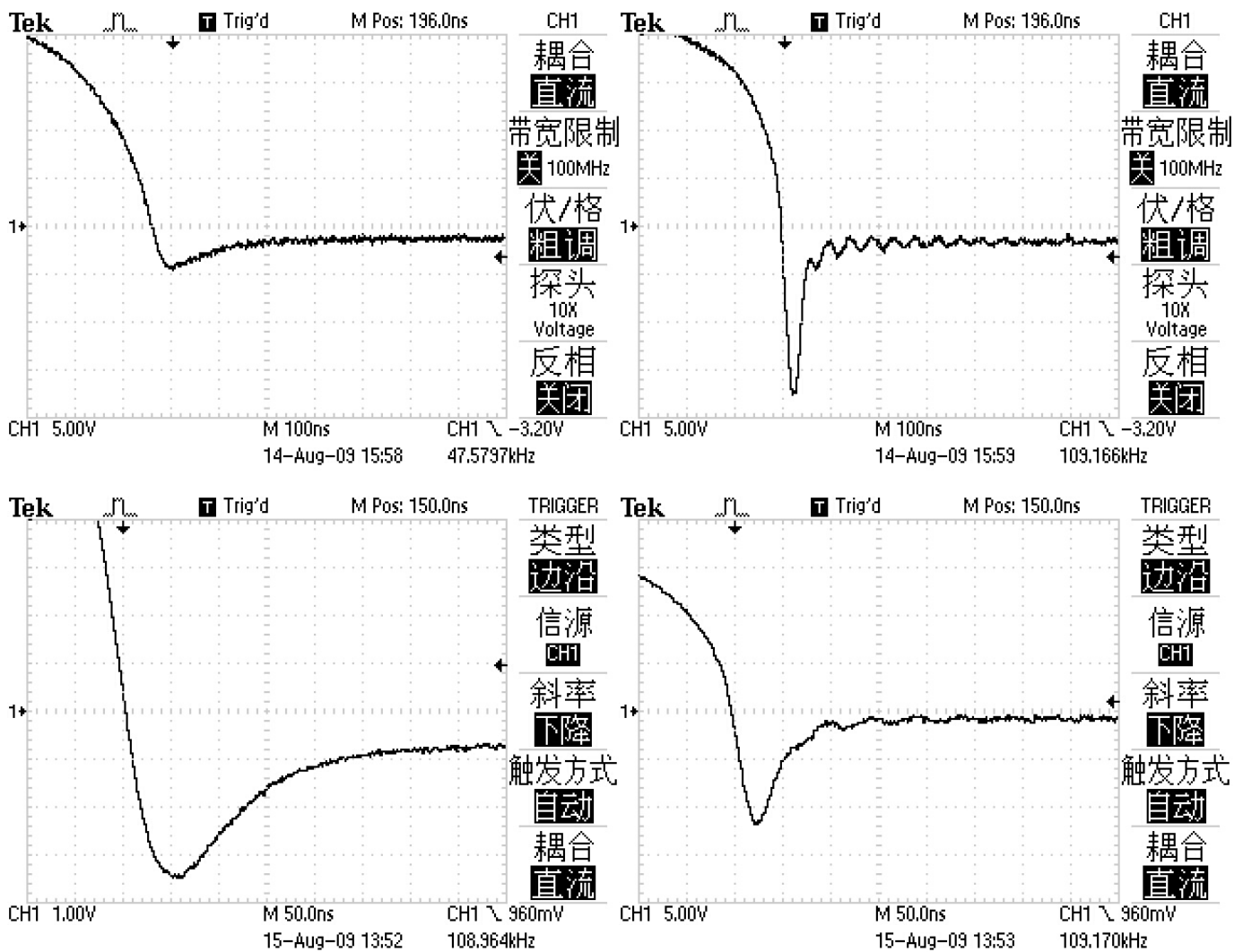


二极管波形输入电压（22V，负载 60oHm）



二极管波形输入电压（22V，负载 4oHm）





- 二极管开通瞬间的反相尖峰是什么引起的？
- 分布电感
- 是分布电感吗？那为什么关断瞬间一点尖峰都没有呢？要知道常见的整流桥侧的二极管典型电压尖峰可是出现在关断时刻呀！
- 那是什么原因？
- 二极管自身特性，如果你找到任何一本电力电子方面教材，有关二极管开通特性描述你都会看到下图的内容

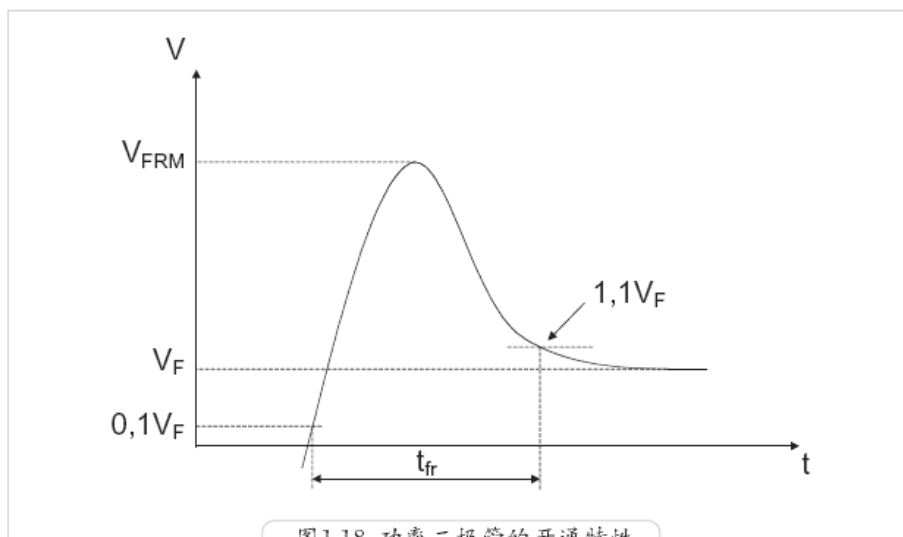


图1.18 功率二极管的开通特性

摘自西门康半导体资料

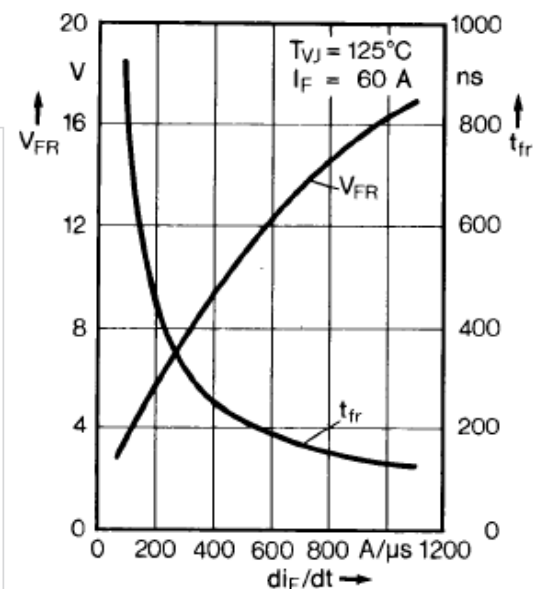


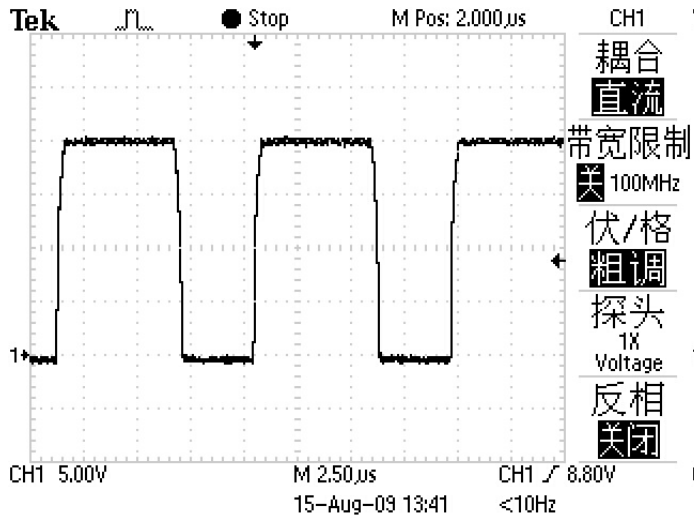
Fig. 6 Peak forward voltage versus di_F/dt .

摘自 IXYS DSEP60-06

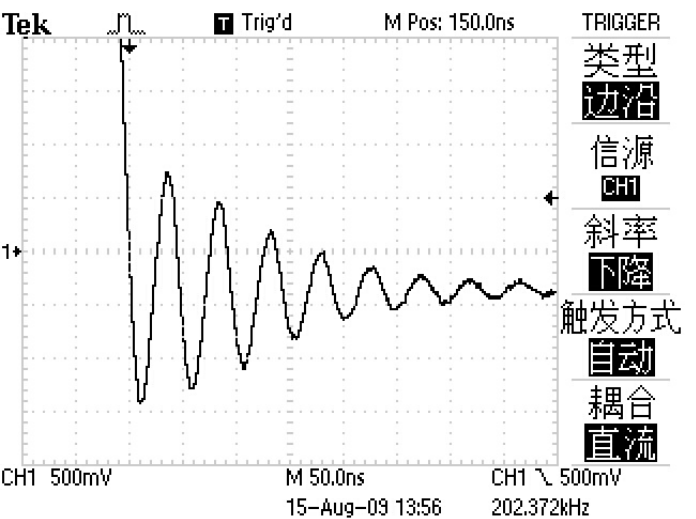
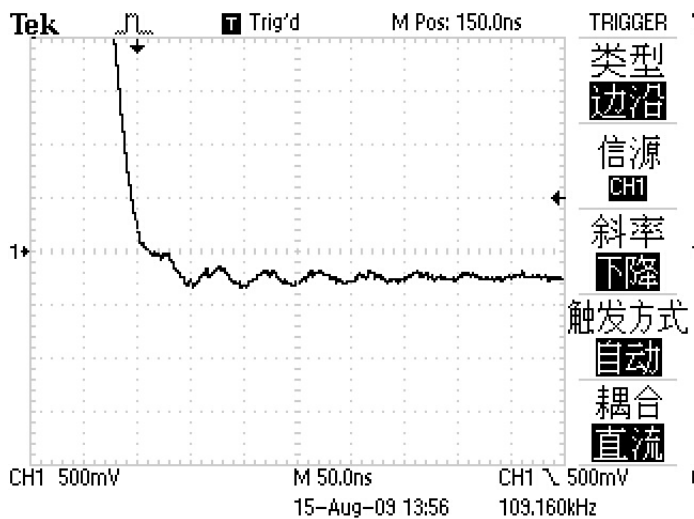
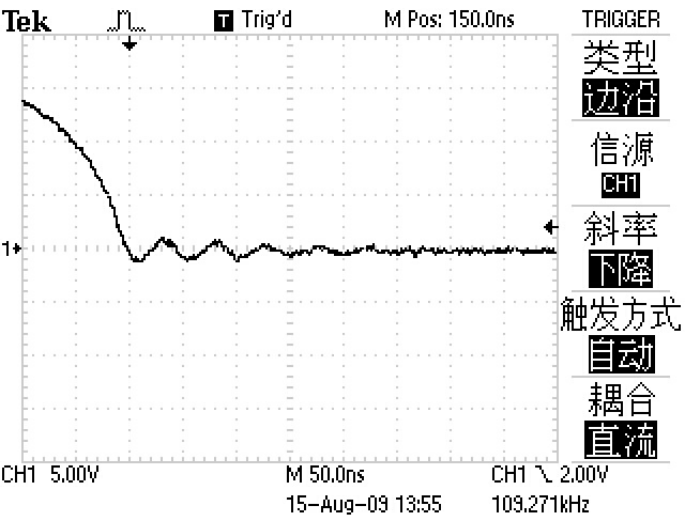
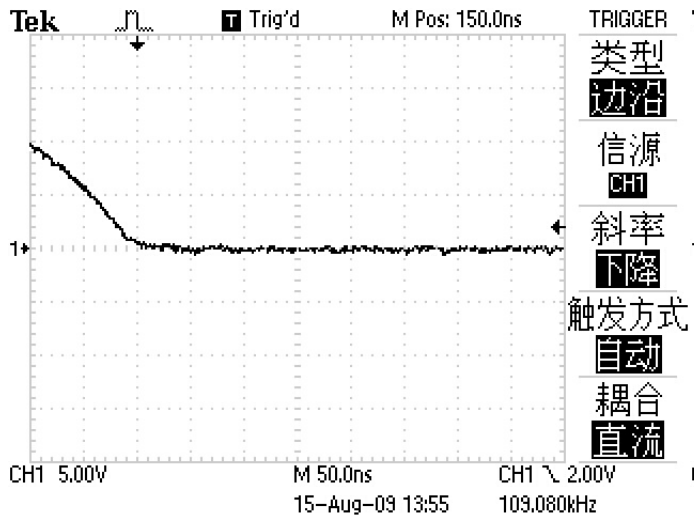
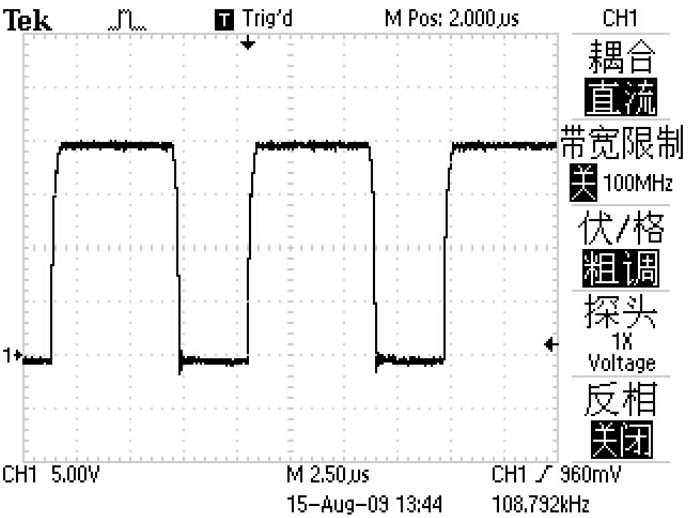
- 哦，原来是这个原因，那就没办法消除了？
- 有，找一个开通特性好的二极管不就好了——肖特基二极管

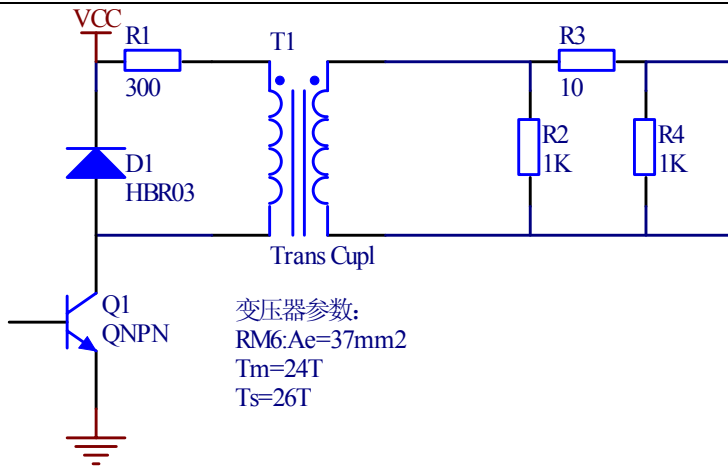
下面的波形是并联肖特基二极管的波形

在 DSEI60-06 并联 SBL2040CT（负载 60oHm）

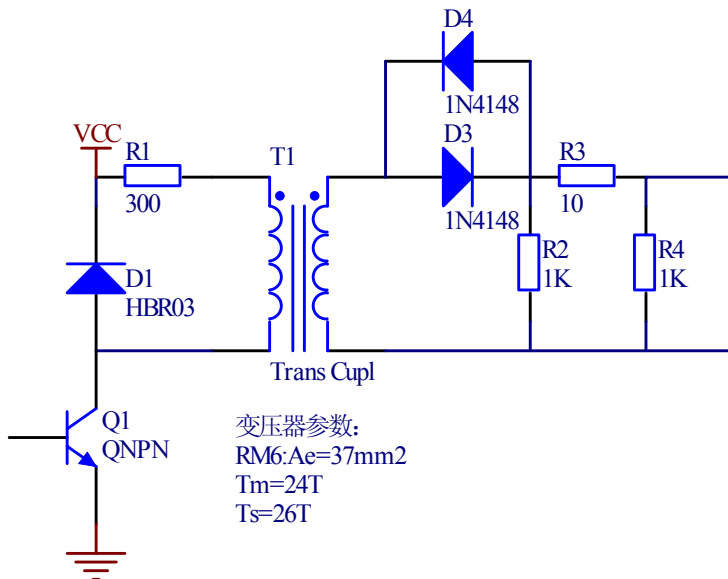
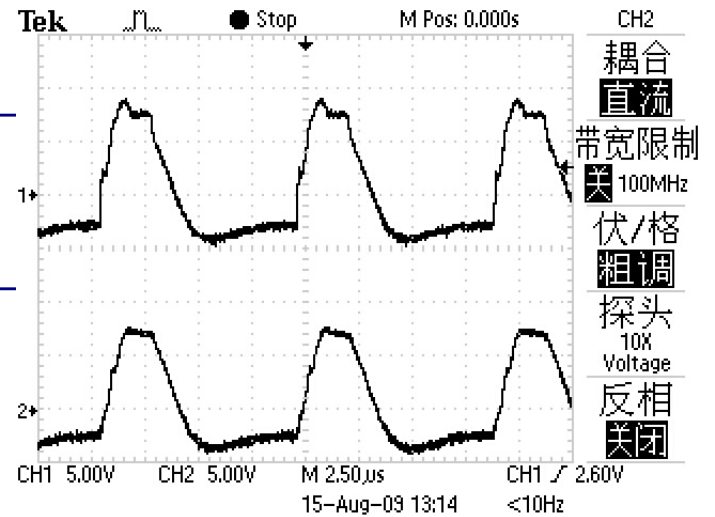
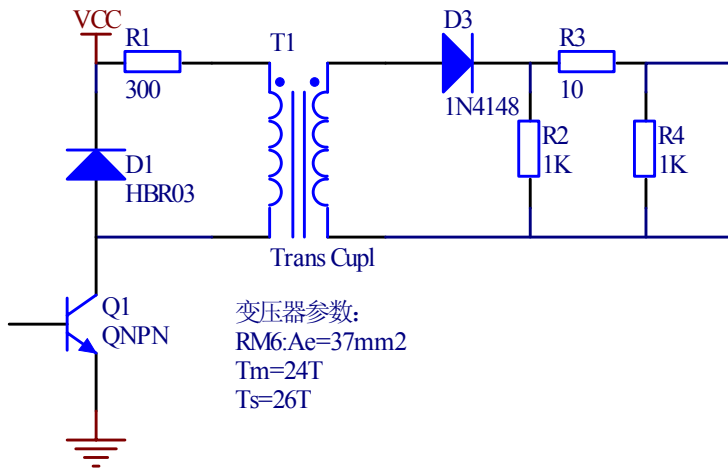
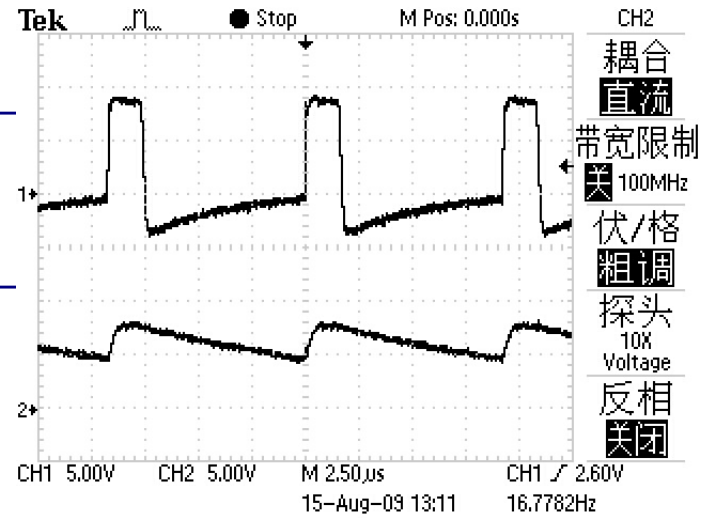


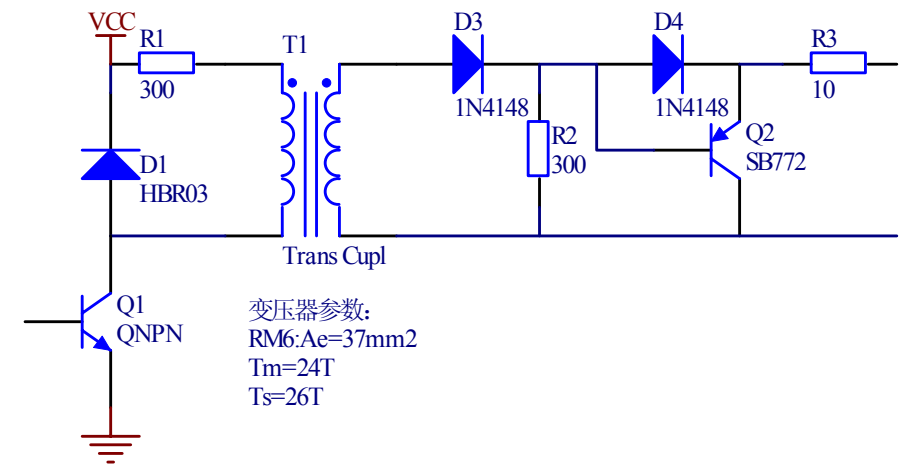
在 DSEI60-06 并联 SBL2040CT（负载 4oHm）



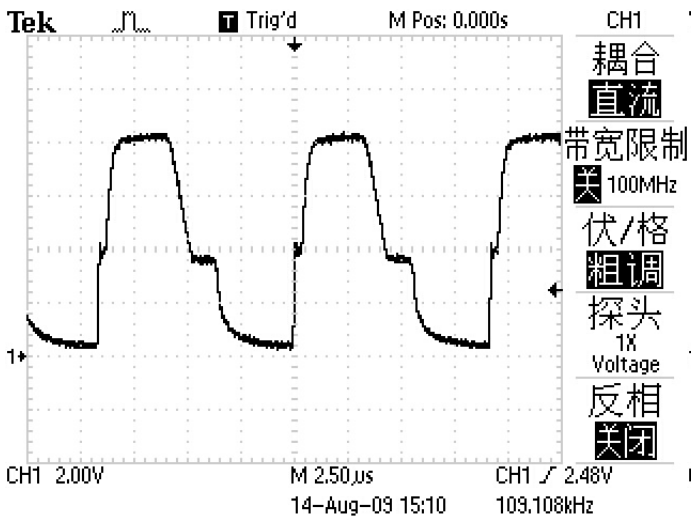


1 通道为变压器副边波形 2 通道为 Mosfet GS 波形

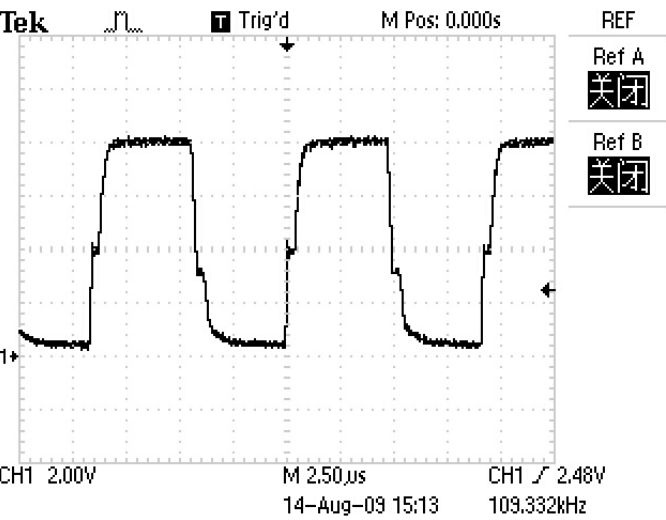




变压器副边波形 (R2=1koHm)

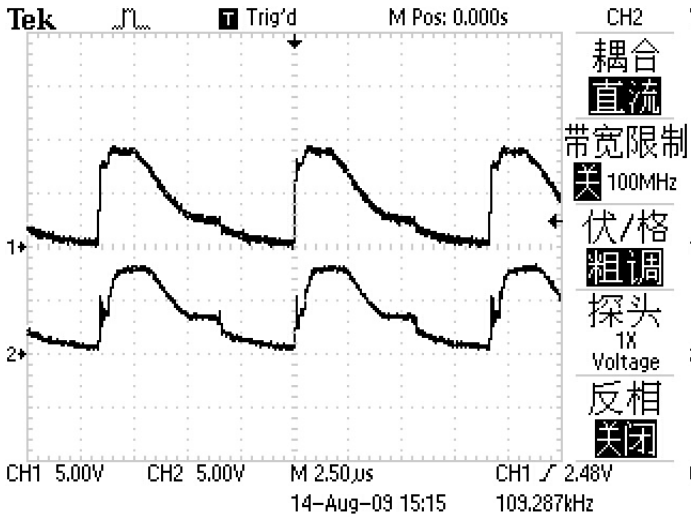


变压器副边波形 (R2=300oHm)



1 通道 R2=1koHm 两端波形

2 通道 Mosfet GS 波形

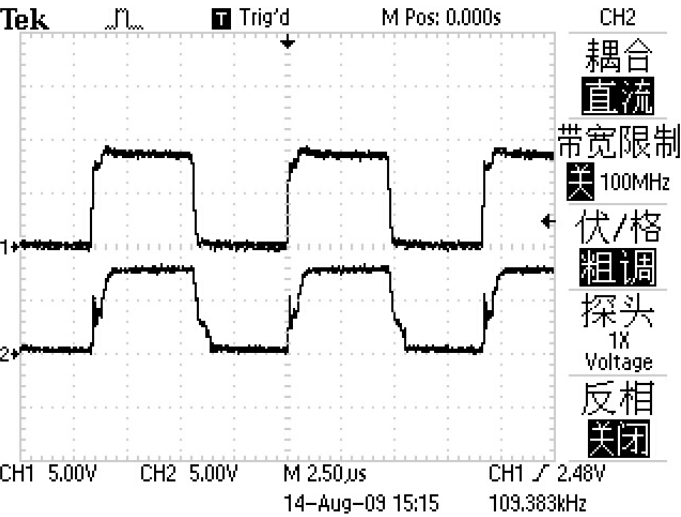


1 通道 Mosfet ds 两端波形 (R2=1koHm)

2 通道 Mosfet G 极波形

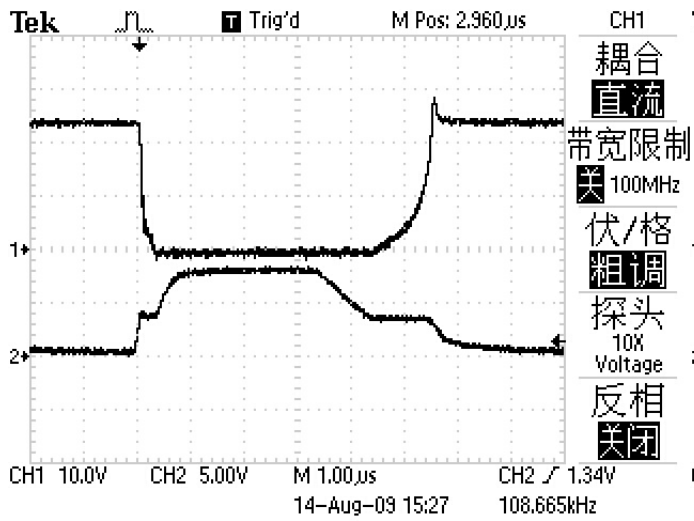
1 通道 R2=300oHm 两端波形

2 通道 Mosfet GS 波形



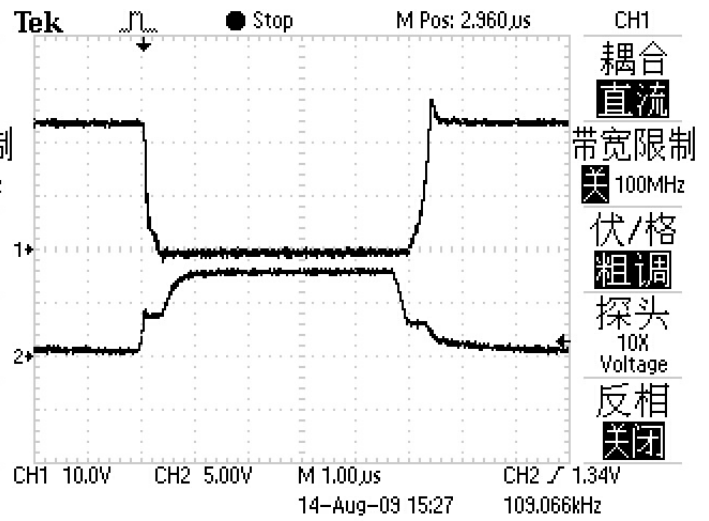
1 通道 Mosfet ds 两端波形 (R2=300oHm)

2 通道 Mosfet G 极波形



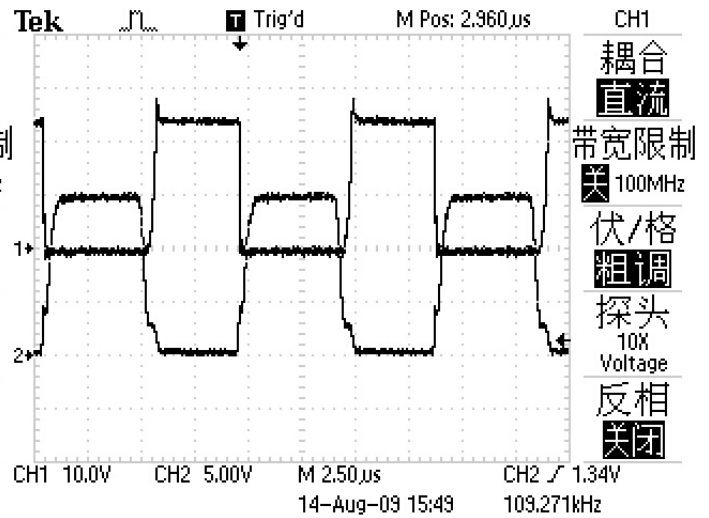
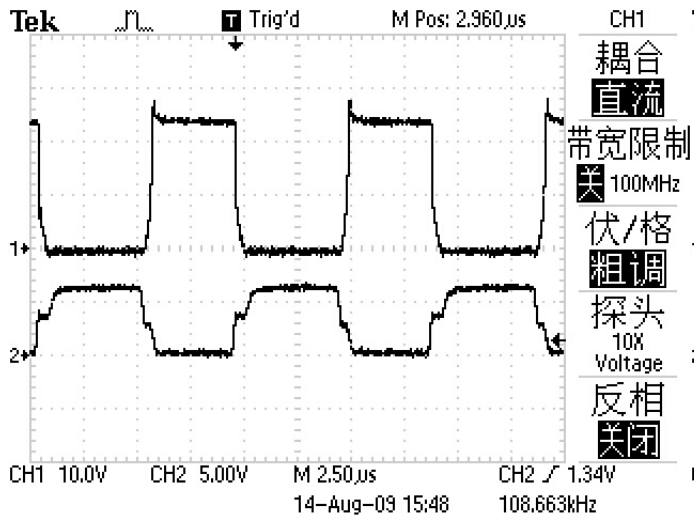
1 通道 Mosfet ds 两端波形 (R2=300ohm)

2 通道 Mosfet GS 波形 3525Vcc=8.5V



1 通道 Mosfet ds 两端波形 (R2=300ohm)

2 通道 Mosfet GS 波形 3525Vcc=18V

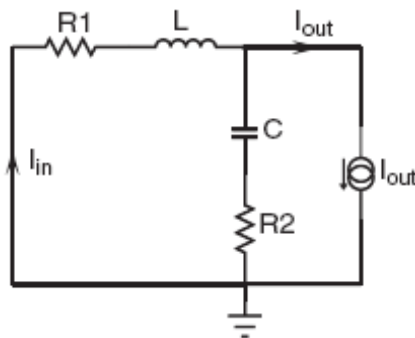


滤波器的设计

- 滤波器对电源稳定性有影响吗？
- 差模有，共模没有，这个稍后解释。
- 实际滤波器时，转折频率如何选定？
-
- 按照上面的方法设计，为何会出现不稳定？
-
- 如何消除不稳定？
-

输入电流-输出电流的传递函数推导过程如下

$$I_{in} = I_{out} \frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC} + R_1 + sL}$$
$$\frac{I_{in}}{I_{out}} = \frac{1 + R_2 Cs}{s^2 LC + sC(R_1 + R_2) + 1}$$



忽略 R1 和 R2 的影响，传递函数可以简化为

$$\frac{I_{in}}{I_{out}} = \frac{1}{s^2 LC + 1}; \text{ 若令 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\left| \frac{I_{in}}{I_{out}} \right| = \left| \frac{1}{(j\omega)^2 LC + 1} \right| = \left| \frac{1}{-\omega^2 \frac{1}{\omega_0^2} + 1} \right| = \left| \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1} \right| \approx \frac{\omega_0^2}{\omega^2}$$

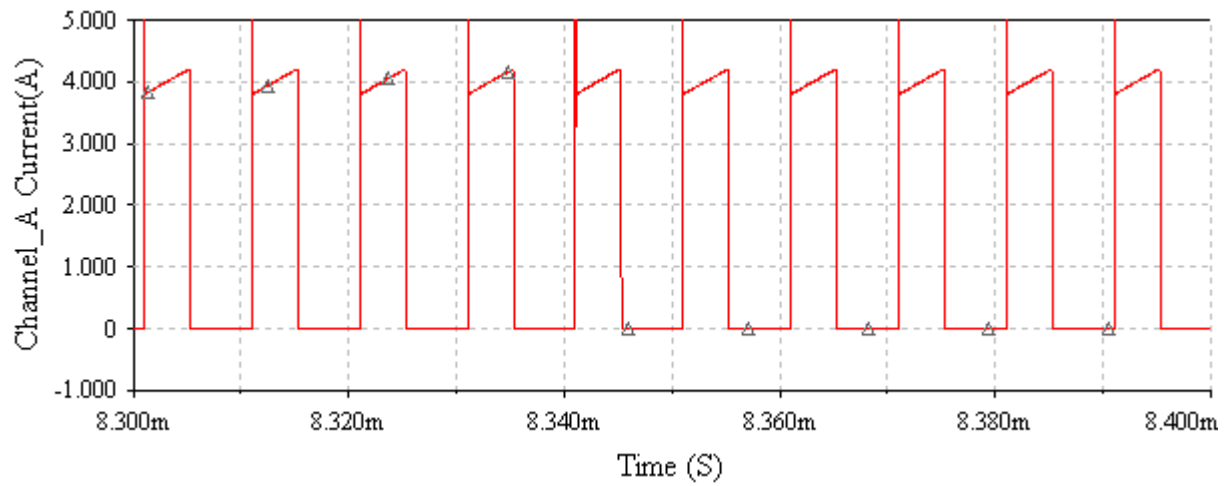
$$\omega_0 = \sqrt{A_{filter}} \omega$$

滤波器的谐振频率 f_0 可以表示如下

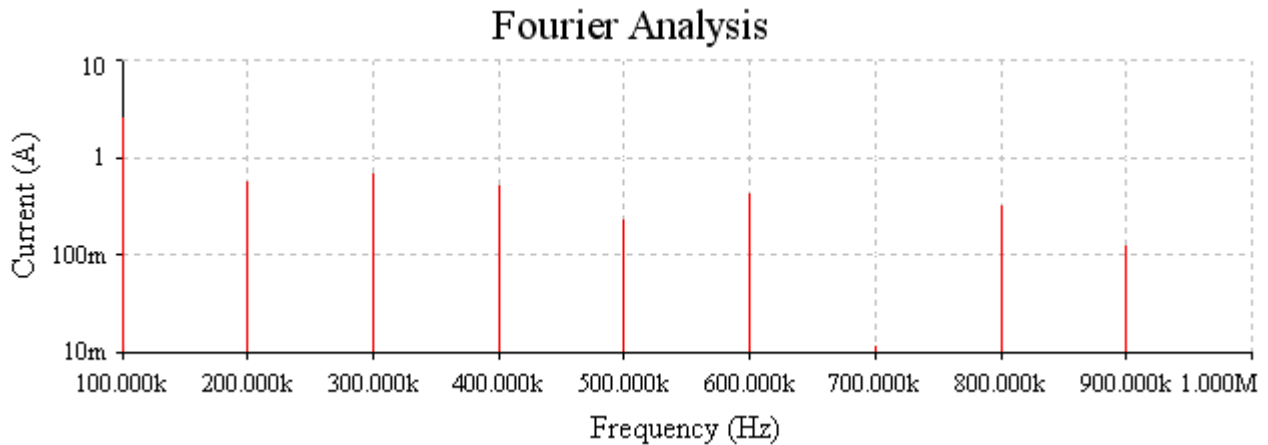
$$f_0 = \sqrt{A_{filter}} f$$

考虑到设计规格书要求（输入电流最大纹波： 15mA），因此输入必须加滤波器，可以测量出，没有加入滤波器时，输入电流峰值为 2.45A。

1、 稳态情况下的输入电流



2、对开关电流进行傅里叶分析，确定输入电流在开关频率处的基频电流



由上图可知，电流在开关频率处谐波峰值约为 2.49A，所以峰峰值为 4.98A
滤波器增益

$$A_{filter} < \frac{30m}{4.98} = 0.006$$

$$20\log 0.006 = -44.3dB$$

3、LC 滤波器的谐振频率为 f_0 ， F_{sw} 为 100k

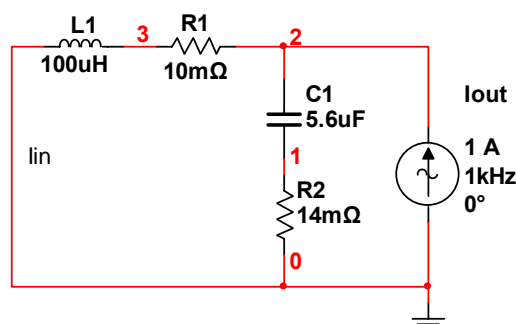
$$f_0 < \sqrt{0.006} \times F_{sw}$$

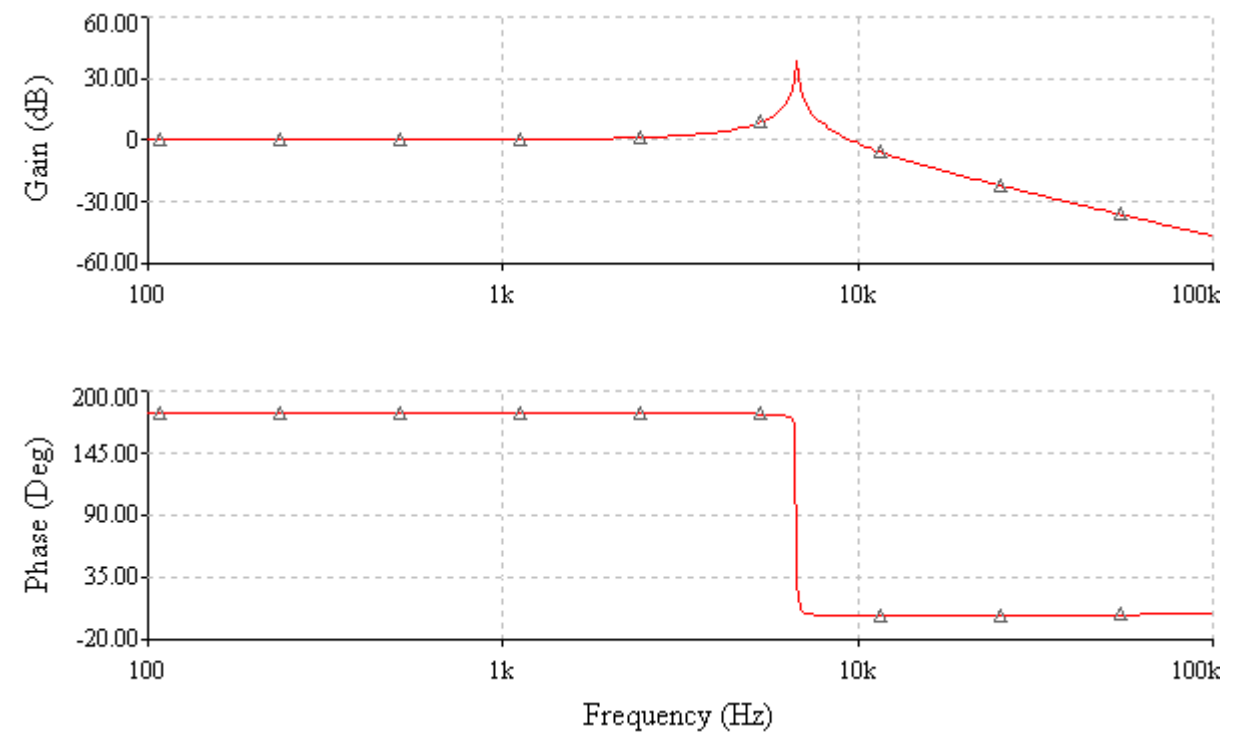
$$f_0 < 7.7kHz$$

4、按峰值电流来选取电感，按有效值来选取电容，如果选一个 100uH 的电感，计算滤波电容量

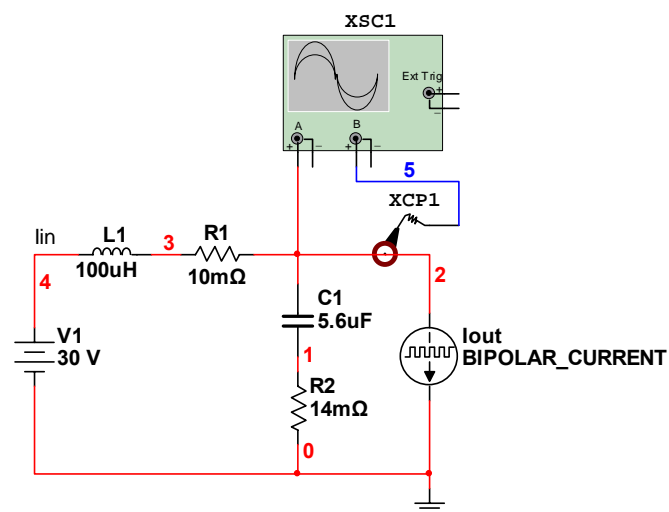
$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} = \frac{1}{4 \times 9.86 \times 59.29k \times 100\mu} = 5.2\mu F \quad (\text{实取 } 5.6\mu F)$$

5、仿真 I_{out}/I_{in} 传递函数的波特图，电容 C，ESR 引起的零点频率应大于开关频率，避免 ESR 引起衰减不足

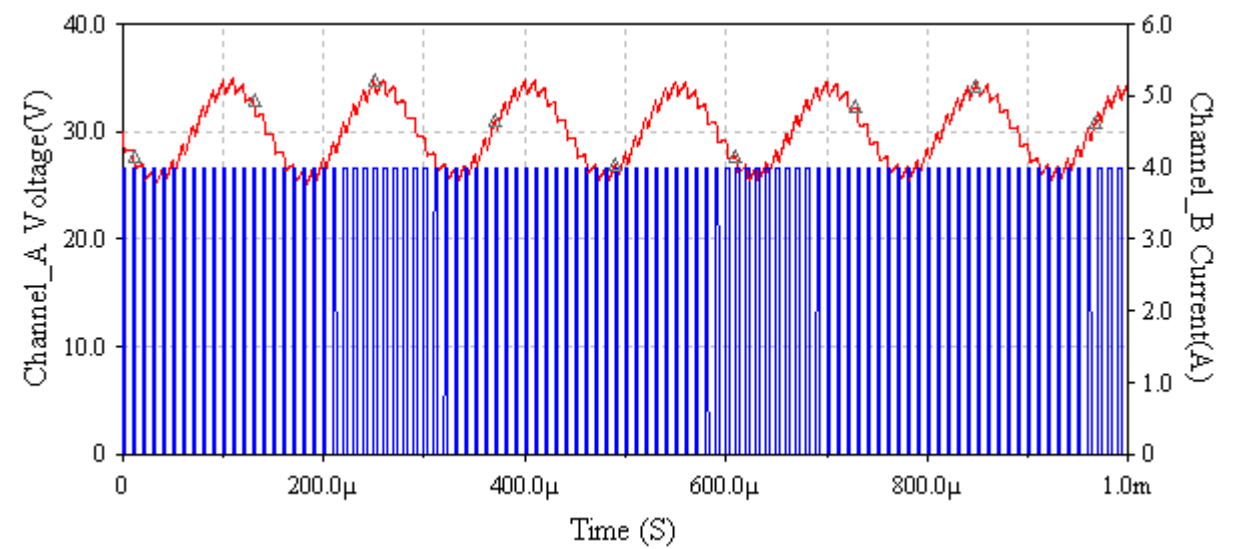




6、测试滤波器是否振荡



在滤波器 Iout 端，加入 4A 的脉冲电流模拟 buck 的输入端电流，观察 C1 端电压，如下图，C1 端电压产生频率为 f_0 的振荡



7、给滤波器加入阻尼环节

为了简化分析，忽略电感直流电阻和电容的等效串联电感，输出电压到输入电压的传递函数为

$$T(s) = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

把 R_{damp} 和 C_{damp} 的影响代入上式，得

$$T(s) = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R_{damp} + \frac{1}{C_{ramp}s}}s + 1}$$

当 $R_{damp} \gg \frac{1}{2\pi f C_{ramp}}$ 时，可以忽略 C_{damp} 的影响

当 $Q=1$ 时，系统工作在临界阻尼状态，滤波器将不会产生振荡

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

R_3 是 BUCK 输入阻抗和阻尼阻抗的并联，

$$R_{damp} \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{C}{L}}}$$

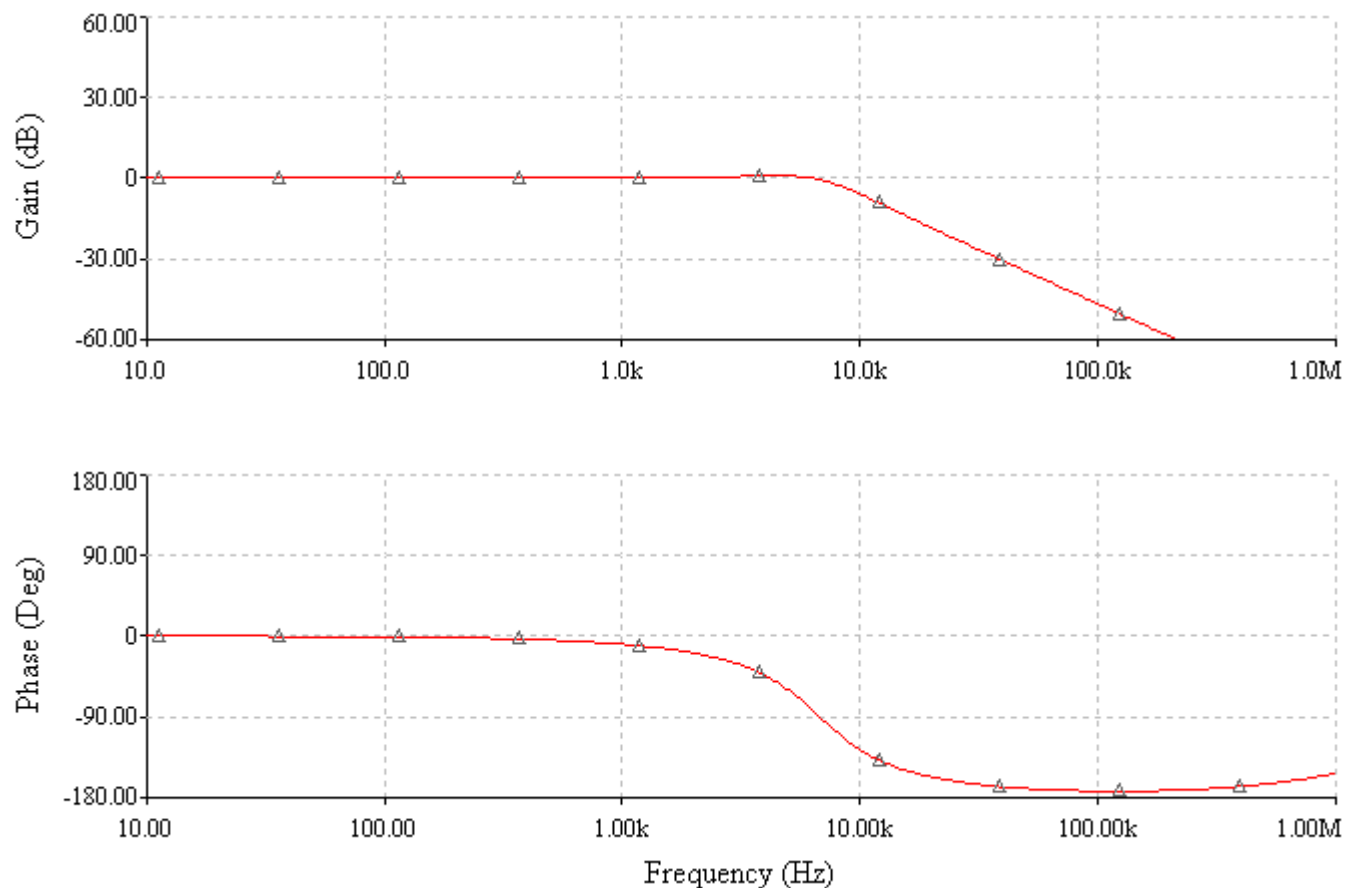
把 $C = 5.6\mu F, L = 100\mu H$ 代入上式

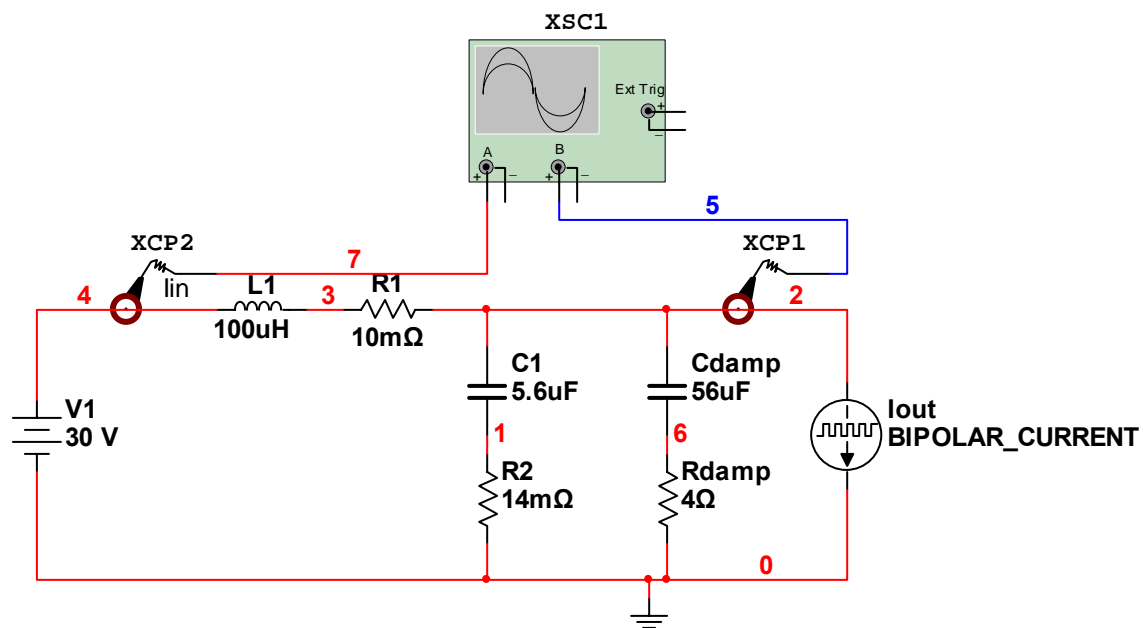
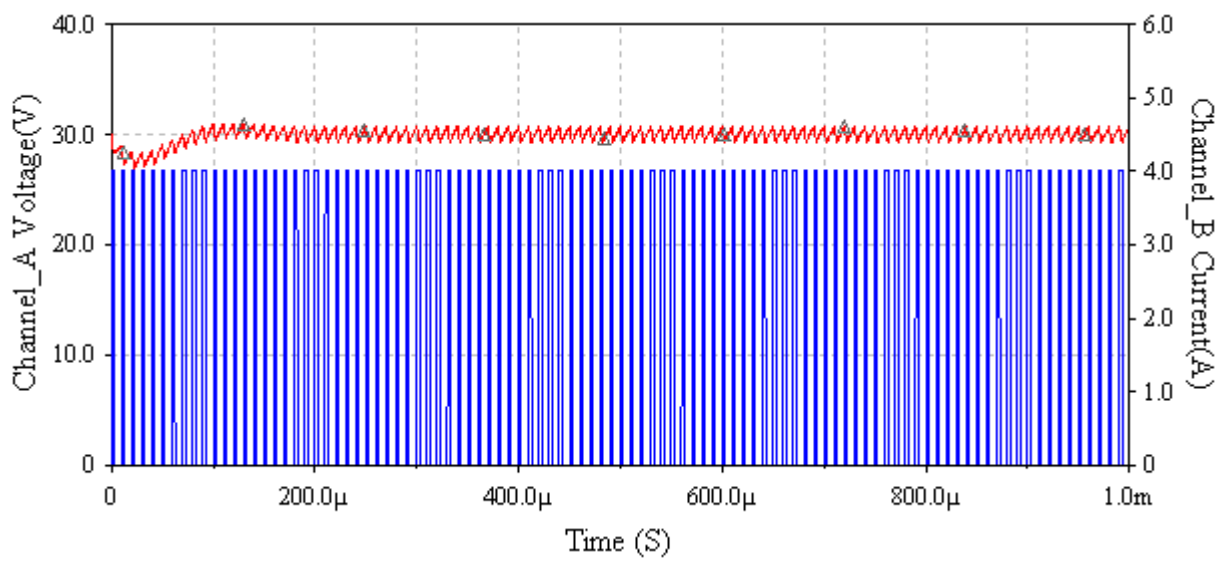
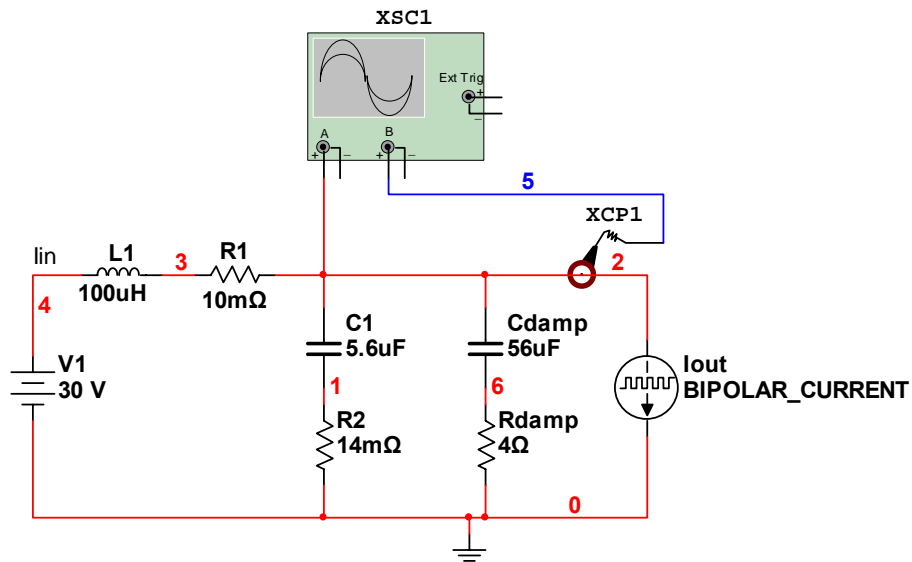
$$R_{damp} = \frac{1}{\sqrt{\frac{5.6}{100}}} = 4.2\Omega$$

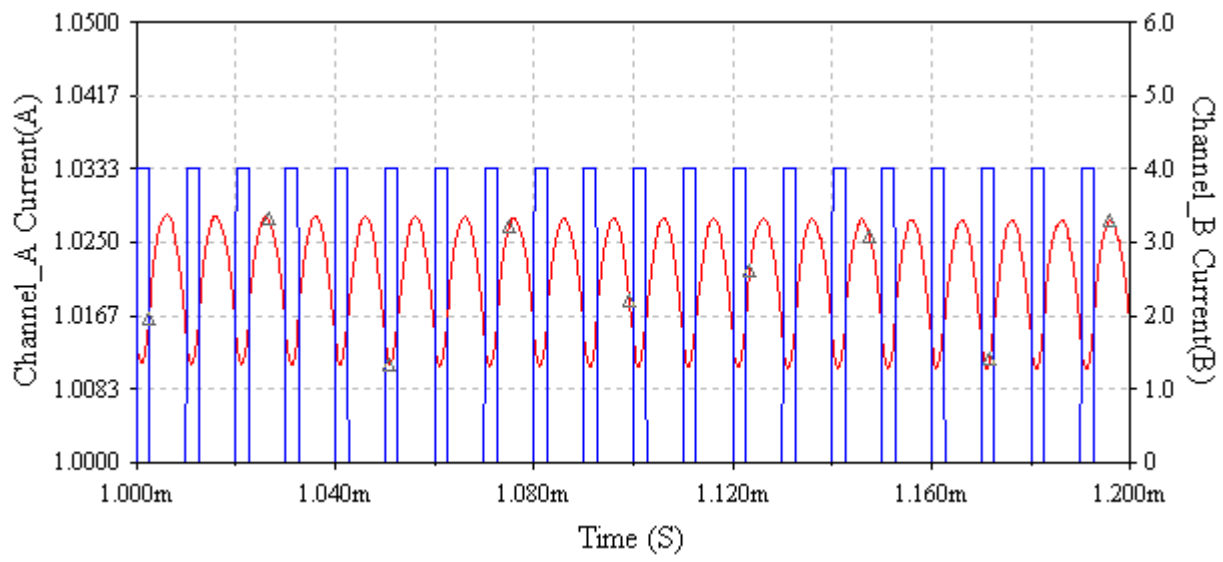
谐振频率为 7kHz 时

$$C_{ramp} \gg \frac{1}{2\pi f R_{damp}} = \frac{1}{6.28 \times 4.2 \times 7k} = 5.4\mu F$$

实际中取按 10 倍取，所以取 56uF







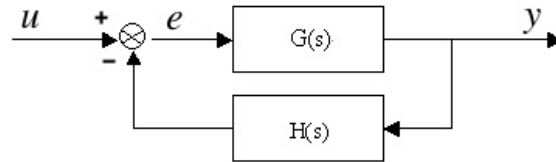
附

简单回忆一下控制理论：

$G(s)$ ：前馈通道的传递函数

$H(s)$ ：反馈通道的传递函数

$G(s)H(s)$ ：开环传递函数

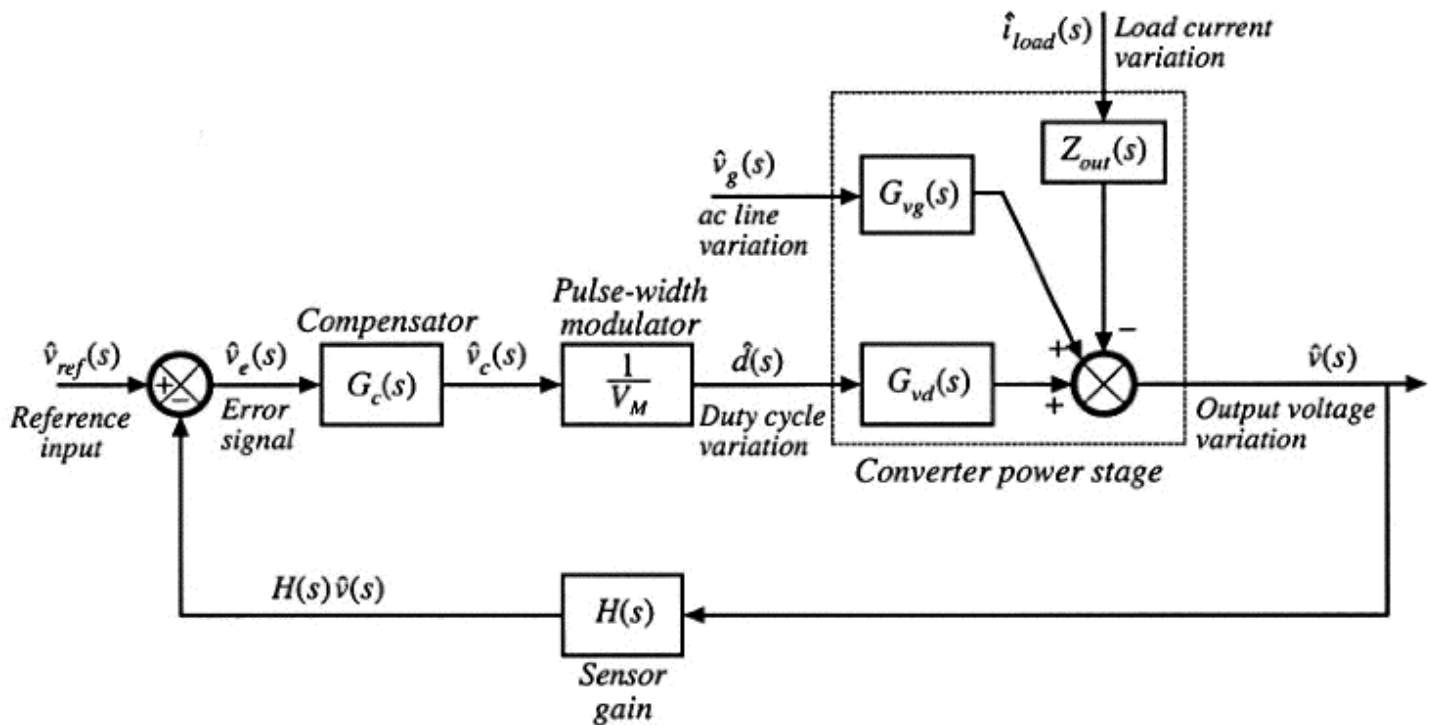


$$(u - yH)G = y$$

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{G(s)H(s)}{H(s) + G(s)H(s)H(s)} = \frac{1}{H(s)} \frac{T(s)}{1 + T(s)}$$

上式中， $T(s) = G(s)H(s)$ 为系统开环传递函数

下图为开关电源系统典型的方框图



$$\hat{v}(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) - Z_{out}(s)\hat{i}_{load}(s)$$

控制-输出传递函数

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_{load}=0}} = \frac{V_g}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC}$$

输入-输出传递函数

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \Big|_{\substack{d=0 \\ \hat{i}_{load}=0}} = \frac{D}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC}$$

开环输出阻抗

$$Z_{out}(s) = \pm \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{load}(s)} \Big|_{\hat{v}_g=0}^{d=0} = \frac{R}{D^2} \frac{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC}{1 + sRC}$$

开环传递函数为 $T(s) = H(s)G_c(s)G_{vd}(s)/V_M$

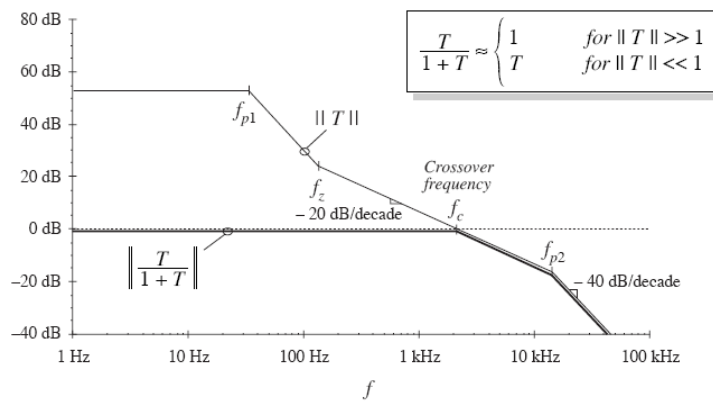
$$\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{1}{H(s)} \frac{T(s)}{1 + T(s)} + \hat{v}_g(s) \frac{G_{vg}}{1 + T(s)} \pm \hat{i}_{load} \frac{Z_{out}}{1 + T(s)}$$

$$\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{G_c(s)G_{vd}(s)/V_M}{1 + H(s)G_c(s)G_{vd}(s)/V_M} + \hat{v}_g(s) \frac{G_{vg}}{1 + H(s)G_c(s)G_{vd}(s)/V_M} \pm \hat{i}_{load} \frac{Z_{out}}{1 + H(s)G_c(s)G_{vd}(s)/V_M}$$

闭环给定-输出传递函数 $\frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} \Big|_{\hat{v}_g=0}^{\hat{i}_{load}=0} = \frac{1}{H(s)} \frac{T(s)}{1 + T(s)}$

闭环输入-输出 $\frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \Big|_{\hat{v}_{ref}=0}^{\hat{i}_{load}=0} = \frac{G_{vg}(s)}{1 + T(s)}$

闭环输出阻抗 $\pm \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{load}(s)} \Big|_{\hat{v}_{ref}=0}^{\hat{v}_g=0} = \frac{Z_{out}(s)}{1 + T(s)}$



把典型开关电源（buck-VM-CCM）的拓扑的开环传递函数波特图简化为上图，根据上图，把这个

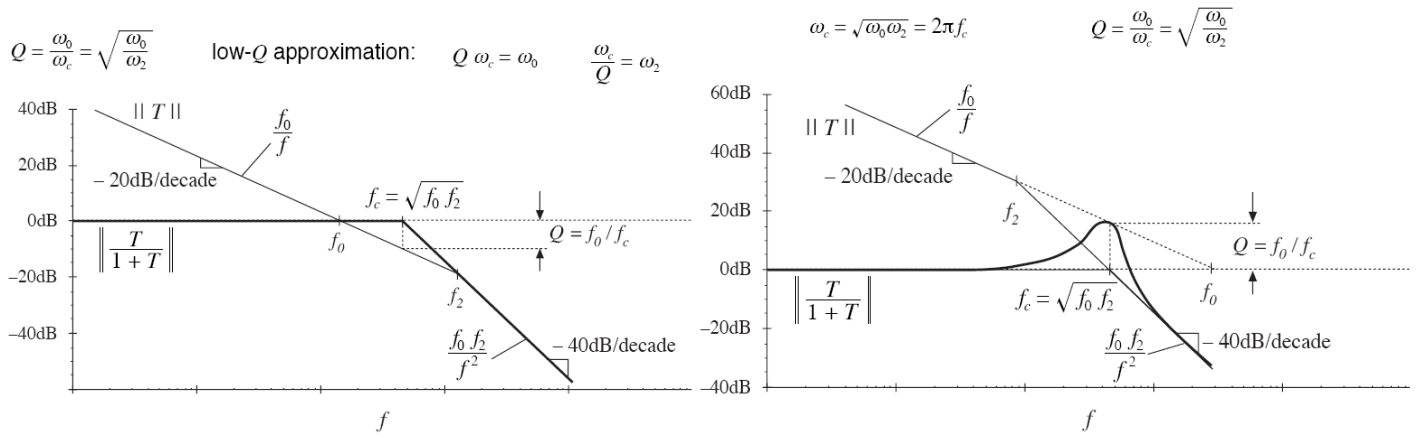
$$T(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)}$$

$$\frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{T(s)}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0\omega_2}} = \frac{\omega_0\omega_2}{\omega_0\omega_2 + \omega_2s + s^2} = \frac{\omega_c^2}{\omega_c^2 + \frac{\omega_c}{\omega_2\omega_c}s + s^2} = \frac{\omega_c^2}{\omega_c^2 + \zeta\omega_c s + s^2} = \frac{\omega_c^2}{\omega_c^2 + \frac{s}{Q\omega_c}s + s^2}$$

$$\omega_c = \sqrt{\omega_0\omega_2} = 2\pi f_c = \frac{1}{6.28T}, \quad T \text{ 为振荡频率的周期}$$

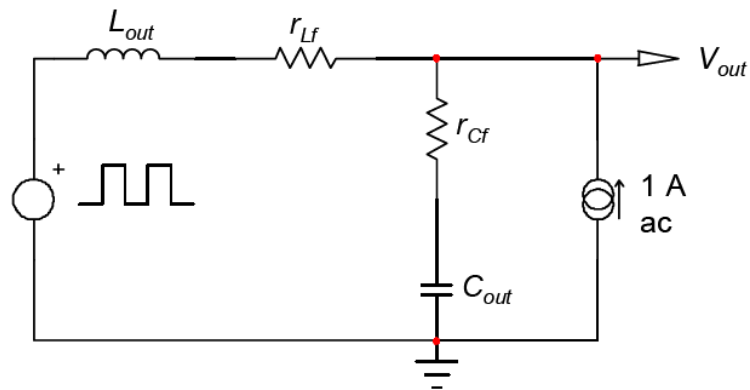
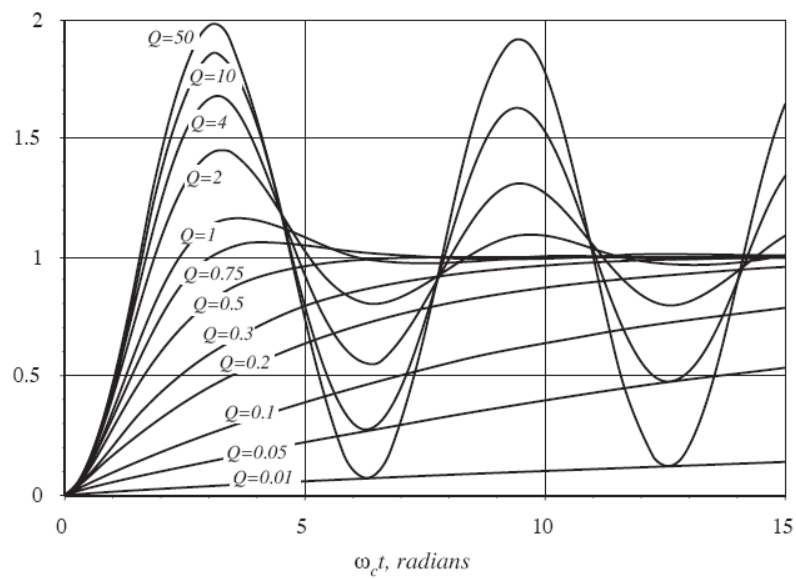
$$\zeta = \frac{1}{\omega_2\omega_c} = \frac{1}{\omega_2\sqrt{\omega_0\omega_2}}; \quad Q = \frac{\omega_0}{\omega_c} = \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega_2}}$$

所以闭环系统的振荡频率为： $f_c = \sqrt{f_0f_2} = \frac{\omega_c}{2\pi}$

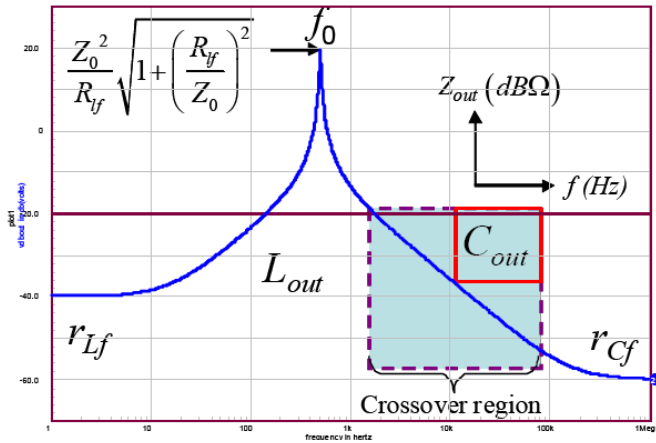


如上右图所示，系统开环传递函数是以-40dB 斜率穿越 0 点。所以它是一个不稳定系统，它的振荡频率为闭环传递函数所示：

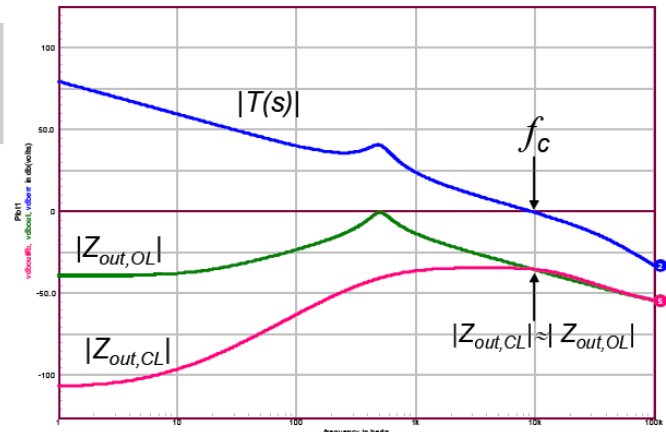
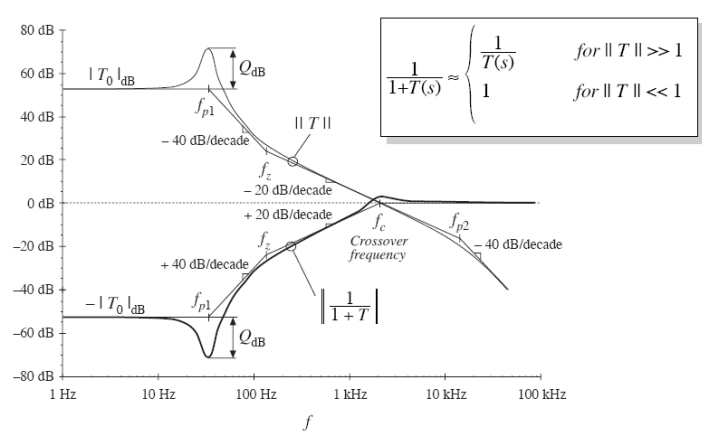
$$f_c = \sqrt{f_0 f_2} = \frac{\omega_c}{2\pi} \text{ 该点频率等于开环传递函数的穿越频率}$$



$$Z_{out} = (sL_{out} + r_{Lf}) \parallel \left(r_{Cf} + \frac{1}{sC_{out}} \right)$$



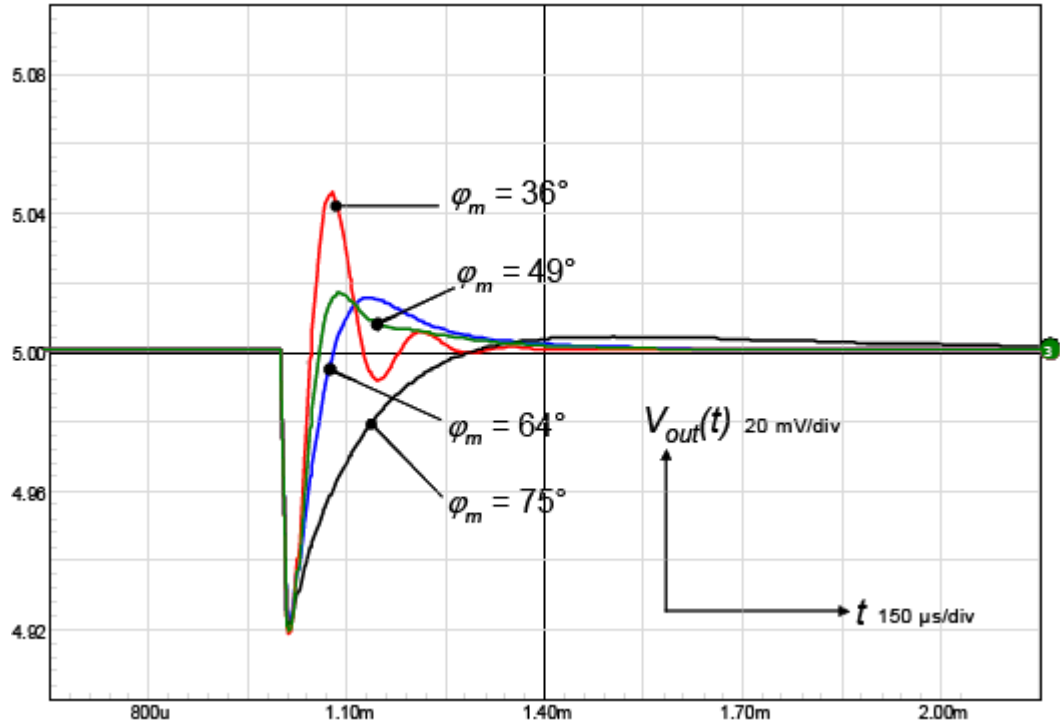
$$Z_{out,OL}(f_c) \approx r_{cf} + \frac{1}{sC_{out}}$$



注意：闭环的输出阻抗大于穿越频率 f_c 时，闭环阻抗约等于开关阻抗，原因见上右图。

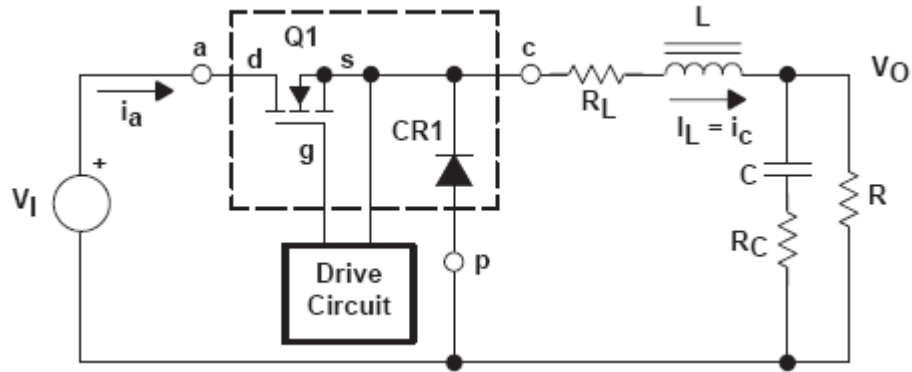
$$\pm \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{load}(s)} \Big|_{\hat{v}_{ref}=0} = \frac{Z_{out}(s)}{1+T(s)} \text{ 闭环输出阻抗}$$

相位裕度与振荡的关系

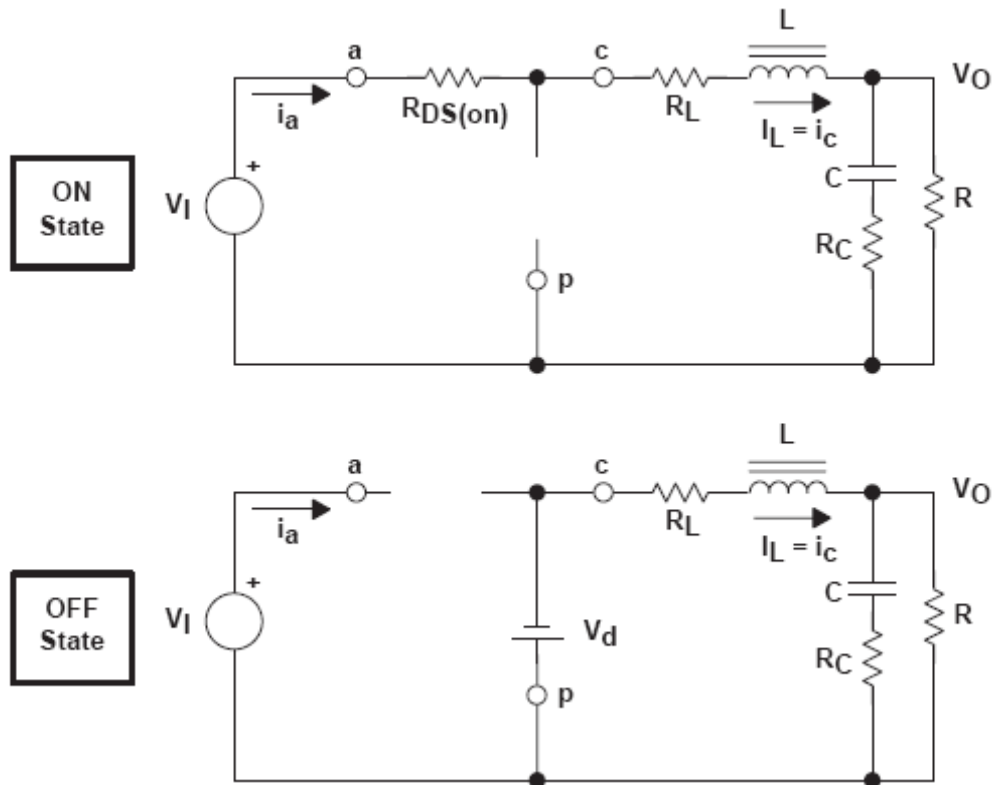


功率级小信号传递函数的推导：

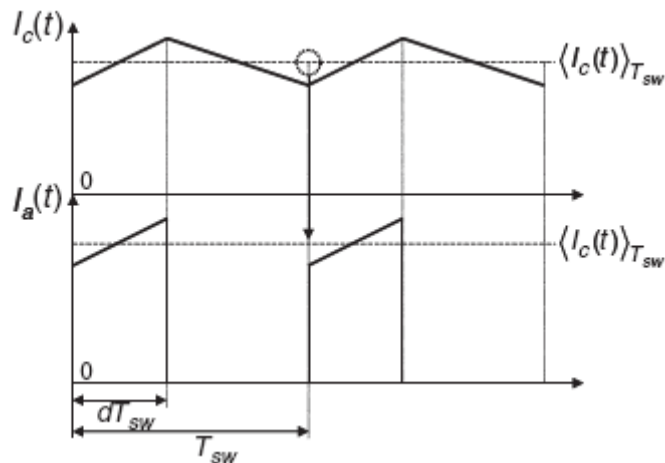
Buck 拓扑型电源原理如下图



开关管工作在导通和关断状态下的等效电路



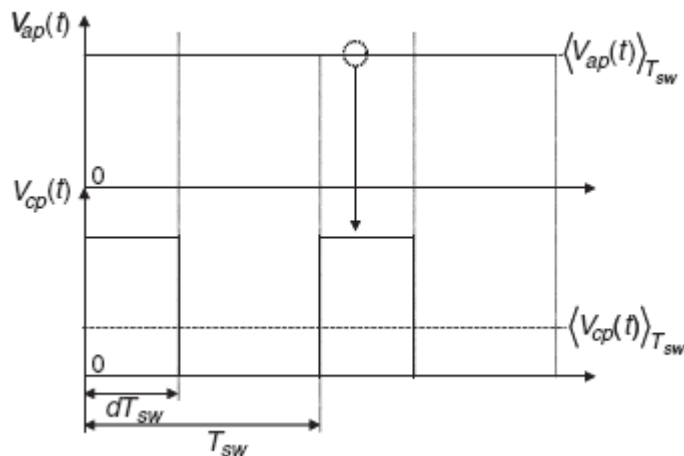
$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & \text{during } d \times T_S \\ 0 & \text{during } d' \times T_S \end{cases}$$
$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) & \text{during } d \times T_S \\ 0 & \text{during } d' \times T_S \end{cases}$$



I_a 在一个周期内的平均值为 $\langle I_a \rangle_{T_{SW}}$ ，则 $\langle I_a \rangle_{T_{SW}}$ 为：

$$\langle I_a(t) \rangle_{T_{SW}} = I_a = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} I_a(t) dt = d \langle I_c(t) \rangle_{T_{SW}} = d I_c$$

同理可的



$$\langle V_{cp}(t) \rangle_{T_{SW}} = V_{cp} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} V_{cp}(t) dt = d \langle V_{ap}(t) \rangle_{T_{SW}} = d V_{ap}$$

$$\langle i_a \rangle = d \times \langle i_c \rangle$$

$$\langle v_{cp} \rangle = d \times \langle v_{ap} \rangle$$

若把看空比看成是稳态大信号 D 和交流小信号 $\hat{d}(t)$ 的叠加，如下

$$d(t) = D + \hat{d}(t)$$

同理可得

$$I_a + \hat{i}_a = (D + \hat{d}) \times (I_c + \hat{i}_c) = D \times I_c + D \times \hat{i}_c + \hat{d} \times I_c + \hat{d} \times \hat{i}_c$$

$$V_{cp} + \hat{v}_{cp} = (D + \hat{d}) \times (V_{ap} + \hat{v}_{ap}) = D \times V_{ap} + D \times \hat{v}_{ap} + \hat{d} \times V_{ap} + \hat{d} \times \hat{v}_{ap}$$

其中， $\hat{d} \times \hat{i}_c \approx 0$ ， $\hat{d} \times \hat{v}_{ap} \approx 0$

根据上式，可以将大信号（*Steady-state*）和小信号（*AC*）分别分离。也就是说小信号（*AC*）等式中可以含有大信号（*Steady-state*）（与小信号乘除），但一定不能是独立的（与小信号加减）

$$I_a = D \times I_c \quad \text{Steady-state}$$

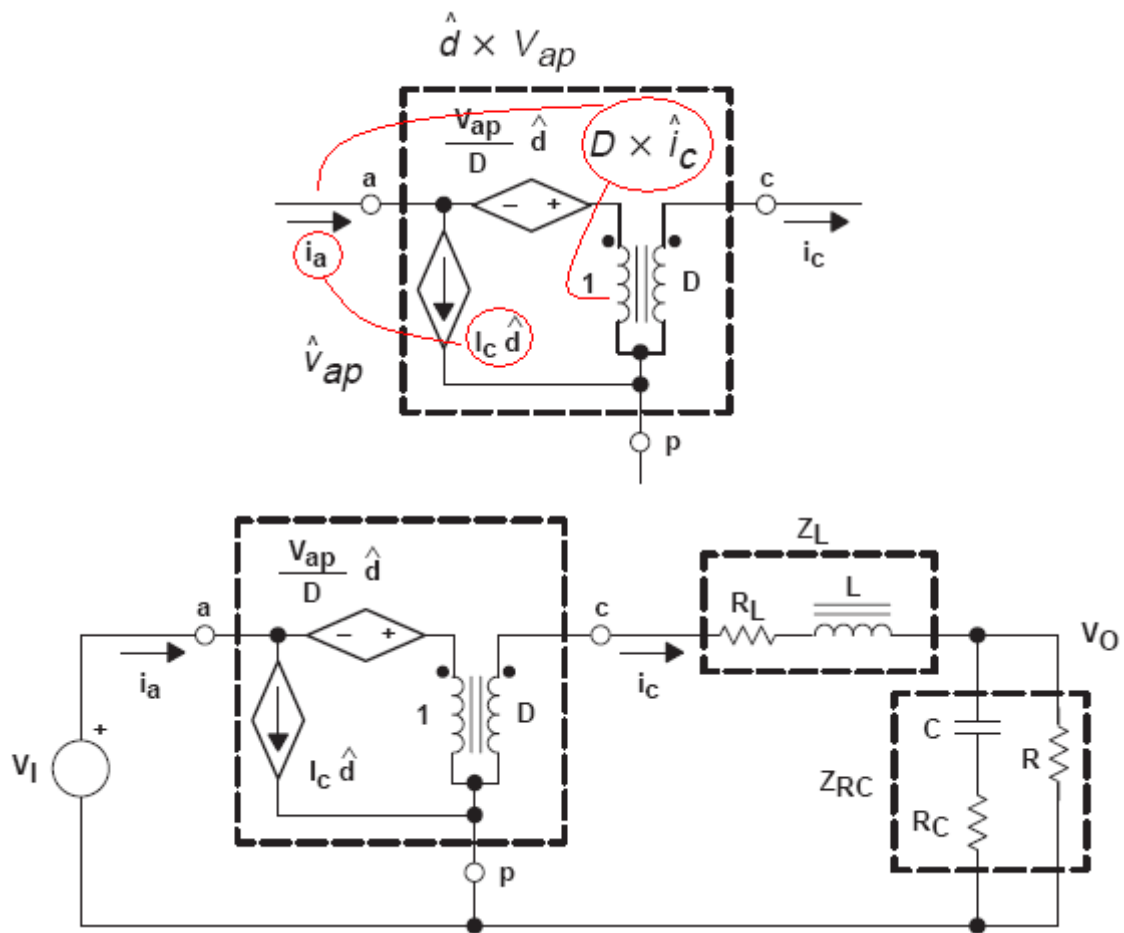
$$\hat{i}_a = D \times \hat{i}_c + \hat{d} \times I_c \quad \text{AC}$$

$$V_{cp} = D \times V_{ap} \quad \text{Steady-state}$$

$$\hat{v}_{cp} = D \times \hat{v}_{ap} + \hat{d} \times V_{ap} \quad \text{AC}$$

最终，小信号模型整理如下图

变压器初级两端电压为 $\hat{v}_{ap} + \frac{V_{ap}}{D} \hat{d}$ ，所以次级电压 $\hat{v}_{cp} = D \left(\hat{v}_{ap} + \frac{V_{ap}}{D} \hat{d} \right) = D \hat{v}_{ap} + V_{ap} \hat{d}$



对变压器原边运算，可以得到占空比 d 到 V_{cp} 的传递函数

$$V_I + \frac{V_{ap}}{D} \hat{d} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D}$$

为了得到交流小信号模型，我们将大信号分离，即令 $V_{ap} = V_I = 0$ ；因此：

$$-\frac{V_{ap}}{D} \times \hat{d} + \frac{\hat{v}_{cp}}{D} = 0 \Rightarrow \hat{v}_{cp} = V_{ap} \times \hat{d} \Rightarrow \hat{v}_{cp} = V_I \times \hat{d}$$

或者

$$\frac{\hat{v}_{cp}}{\hat{d}} = V_I$$

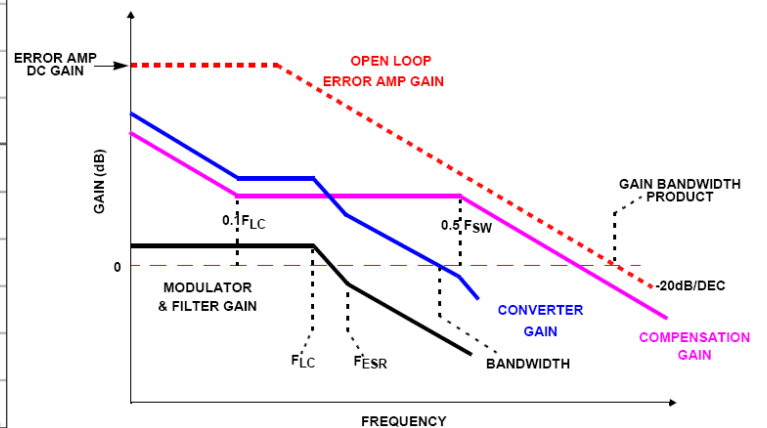
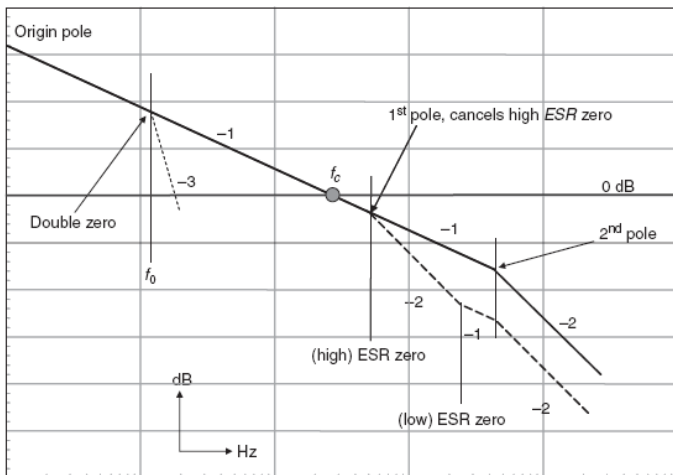
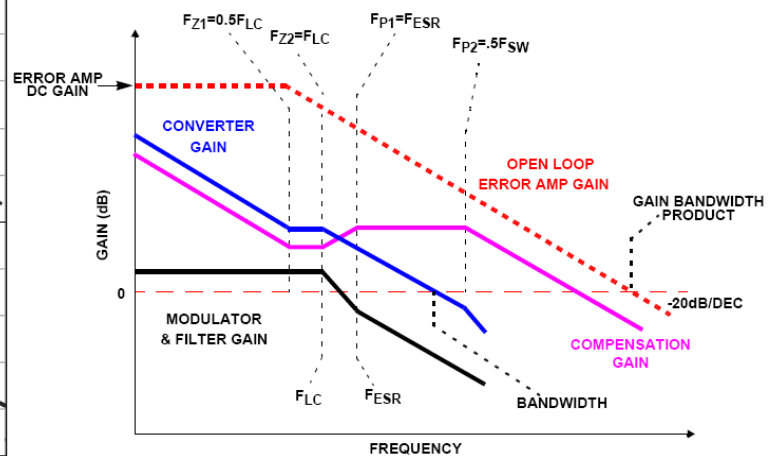
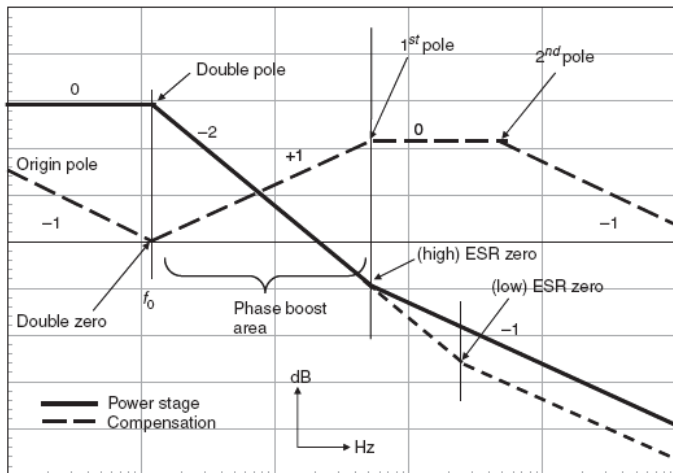
V_{cp} 到输出电压的传递函数为

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_{cp}} = \frac{Z_{RC}(s)}{Z_{RC}(s) + Z_L(s)}$$

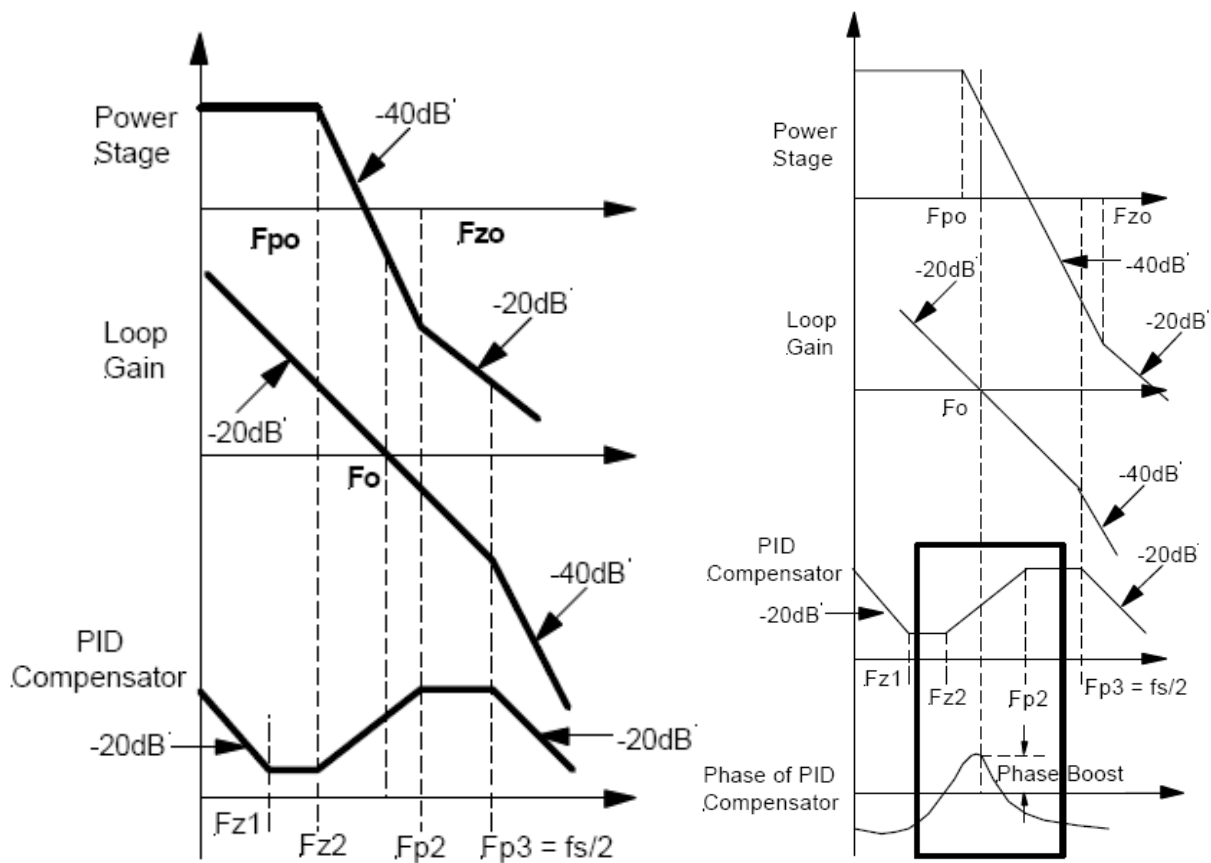
所以，占空比到输出电压的传递函数为

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}(s) = \frac{\hat{v}_{cp}}{\hat{d}}(s) \times \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_{cp}}(s) = V_I \times \frac{R}{R + R_L} \times \frac{1 + R_c \times C}{1 + s \times \left[C \times \left(R_c + \frac{R \times R_L}{R + R_L} \right) + \frac{L}{R + R_L} \right] + s^2 \times L \times C \times \frac{R + R_c}{R + R_L}}$$

Switch-mode power supplies spice simulations and practical designs/ON Designing stable compensation networks for single phase voltage mode buck regulators/intersil(2003)



Stabilize the buck converter with transconductance amplifier/IR(10/07/02)



参考文献:

1. C. Basso, "Switch Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs", McGraw-Hill, 2008
2. Christophe BASSO "Linking the cross over frequency and the output voltage undershoot"
3. Christophe BASSO "The Link Between The Phase Margin And The Converter Transient Response"
4. R. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronic", Kluwers Academic Press, 0-7923-7270-0
5. TI_ Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies
6. 张卫平 开关变换器的建模与控制, 中国电力出版社
6. Dan Mitchell and Bob Mammano "Designing Stable Control Loops"
7. Doug Mattingly "Designing Stable Compensation Networks for Single Phase Voltage Mode Buck Regulators"
8. data sheet "ISL6529, ISL6529A" intersil
9. Michael (Chongming) Qiao, Parviz Parto and Reza Amirani "Stabilize the Buck Converter with Transconductance Amplifier.pdf" IR Application Note AN-1043
10. W.H. Lei, T.K. Man "A General Approach for Optimizing Dynamic Response for Buck Converter"
11. 赵修科 开关电源中的磁性元器件