

电源反馈设计速成篇之一: 建模篇 (Voltage mode, CCM)

以 buck 为例. Buck 最简单, 容易理解. 电压模式, 电流连续为最基础的工作方式, 也是其他方式的基础.

图 1 为 Buck 电路, 开关的占空比为 D . R_C 为电容 C 的 ESR. 电感 L 的 ESR 为 R_L . R 为负载电阻. 虚线中的部分为开关工作方式, 如果将其等效平均电路模型替换, 既可得到整个电路的平均电路模型. 其中 a 为 active 有源端接开关, p 为无源端接二极管, c 为公共端接电感. 图 2 为虚线中的部分等效平均电路模型, V_{ap} 为 ap 电压, I_c 为 c 端电流. D 为 DC 占空比, d 为 AC 扰动占空比. 图 3 为 Buck 的等效平均电路模型.

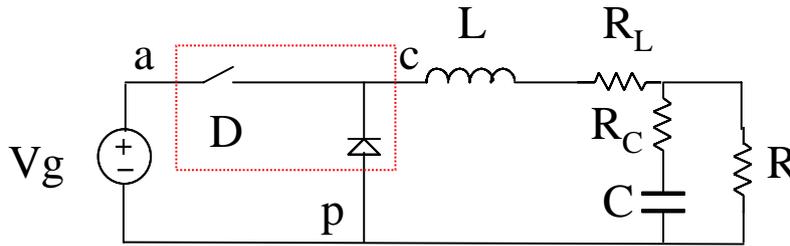


图 1.

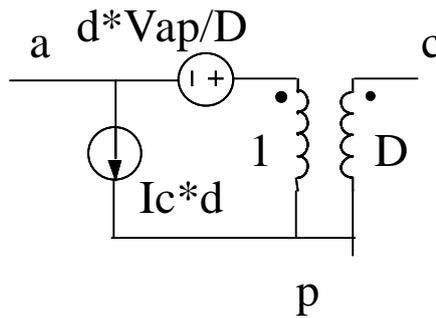


图 2.

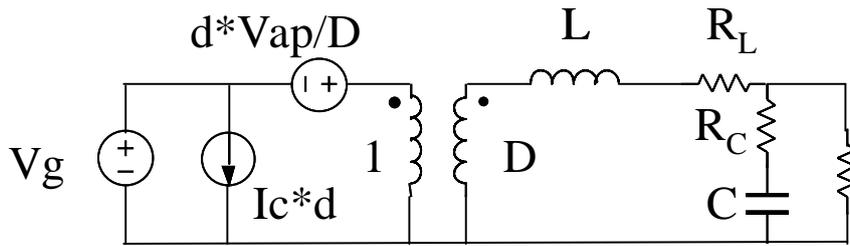


图 3.

开环控制到输出传递函数 G_{vd} :

$$G_{vd} = V_g \cdot \frac{R}{R + R_L} \cdot \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2},$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_C C}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{R_L}{R}}{1 + \frac{R_C}{R}}}, Q = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\frac{L}{R + R_L} + C \cdot (R_C + \frac{R \cdot R_L}{R + R_L})}$$

有 LC 双极点和一个电容 ESR 零点。

锯齿波电压峰峰值为 V_m , 则调制部分为:

$$F_m = \frac{1}{V_m}$$

补偿器设计为 A_s , 则开环回路增益为:

$$T = -A_s F_m G_{vd}$$

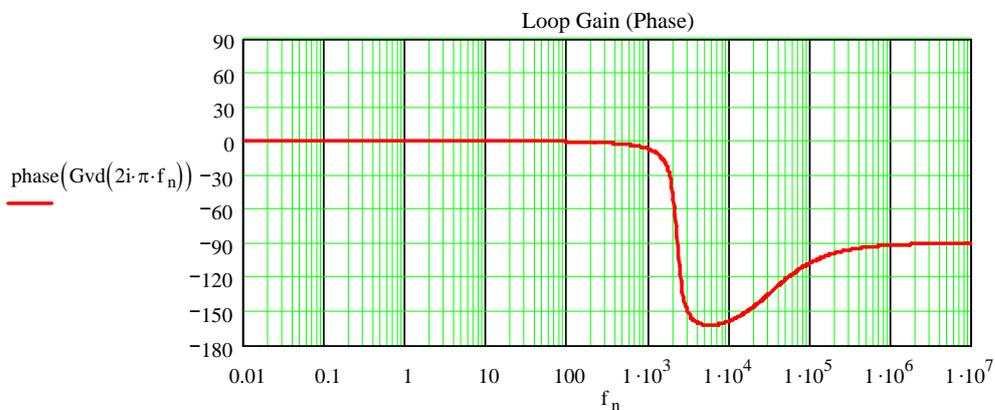
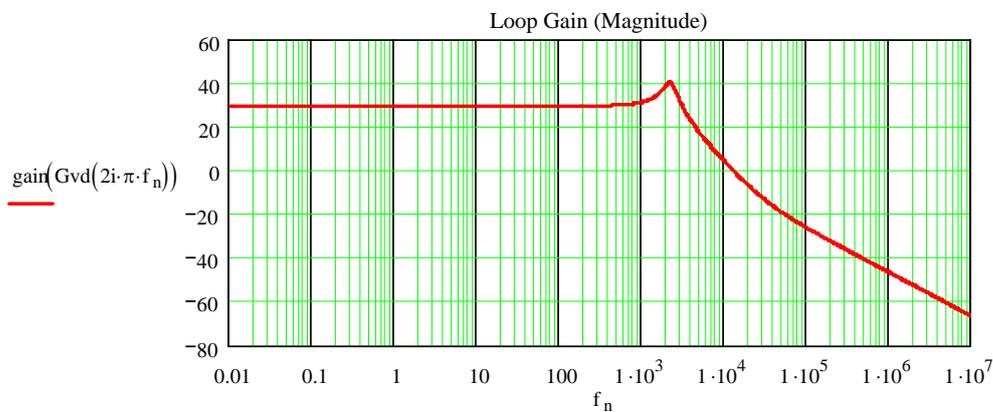
反馈设计的目的是设计 A_s 得到希望的 T , 因为 F_m 和 G_{vd} 是决定于其他因素的(效率, 频率等等).

例子: 30V/15V buck 参数如下

$$V_{in} := 30 \quad D := 0.5 \quad L := 50 \cdot 10^{-6} \quad R := 5 \quad C := 100 \cdot 10^{-6} \quad f_s := 100 \cdot 10^3 \quad R_C := 50 \cdot 10^{-3}$$

$$V_m := 3 \quad V_o := 15 \quad f_s := 10^5 \quad T_s := \frac{1}{f_s} \quad T_s = 1 \times 10^{-5} \quad R_L := 50 \cdot 10^{-3}$$

开环控制到输出传递函数 G_{vd} : 双极点使相位接近 180 度而电容 ESR 零点拉回 90 度。幅值斜率双极点后为 -40db/dec, ESR 零点后为 -20db/dec.



电源反馈设计速成篇之二: 仿真篇 (Voltage mode, CCM)

图 1 为 Pspice 电路, 开关平均模型是关键. 画好后先仿真直流工作点, 因为二极管压降, 输出电压低于 15V. 但交流仿真不变 如图 2 所示. 为了和表达式结果对比, 将仿真结果读入 Mathcad, 比较结果如图 3 所示. 红色为表达式计算结果, 蓝色为 Pspice 仿真结果, 一致性很好.

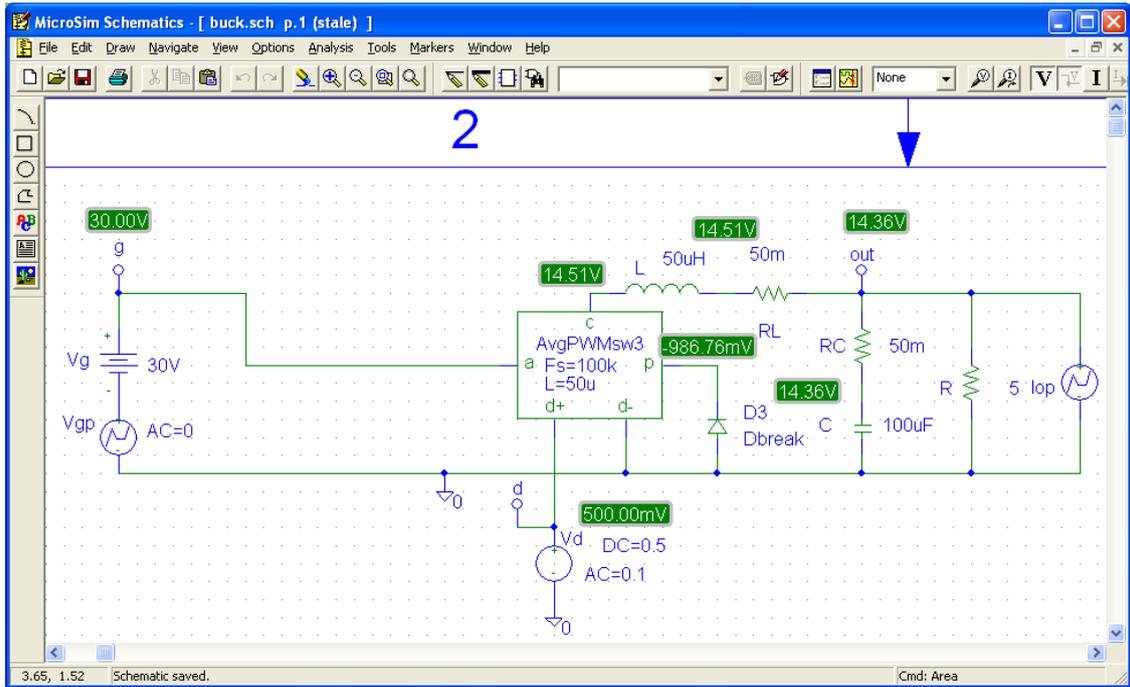


图 1.

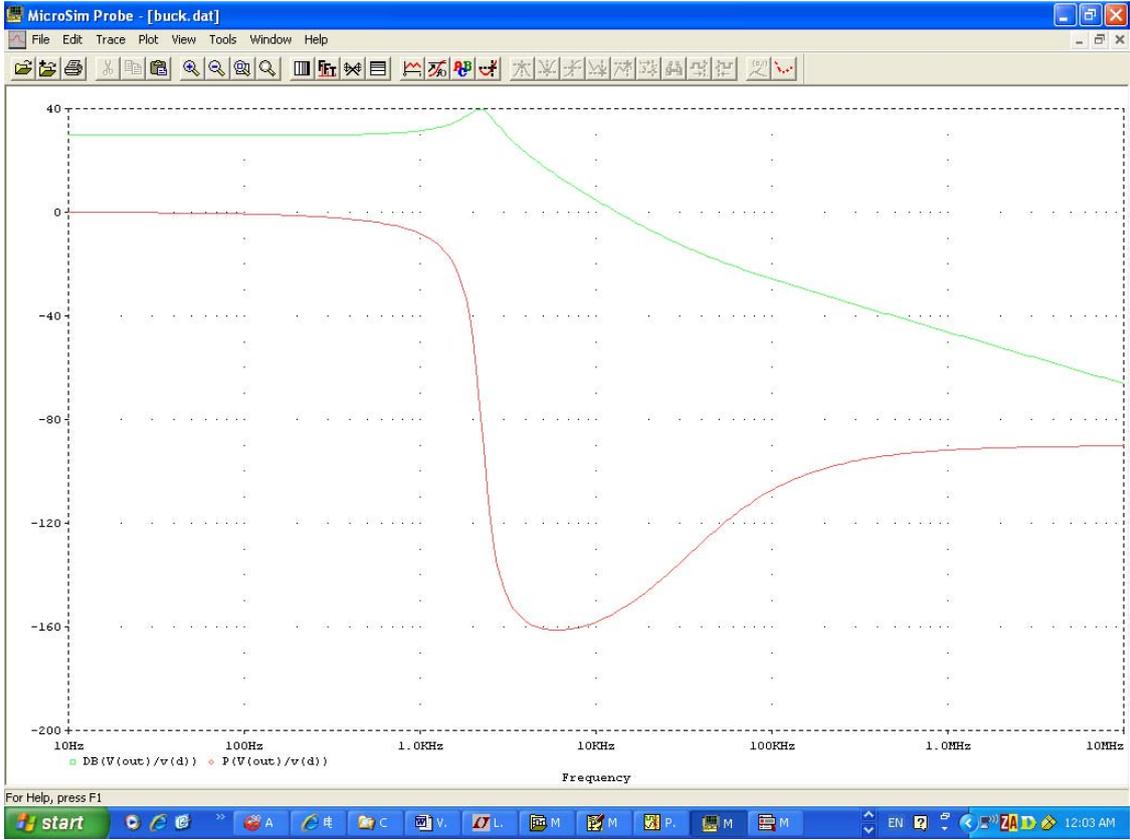


图 2.

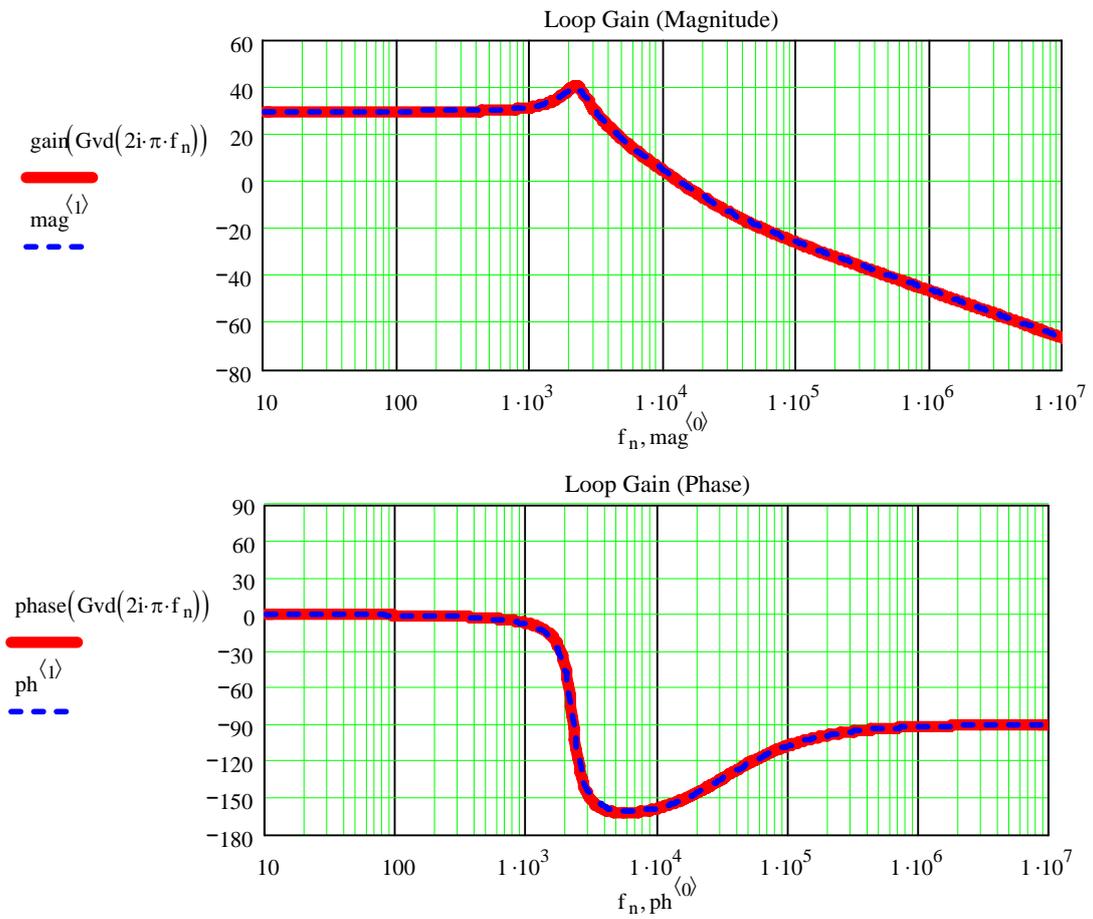


图 3.

电源反馈设计速成篇之三: 测量篇

图 1 为 Buck 电路测试示意图.交流激励源 V_{ac} 经隔离变压器接 50ohm 匹配电阻, 该电阻串联在输出电压闭环反馈分压器中. 由 $Tp1$ 和 $Tp2$ 可测得开环回路增益, 由 $Tp1$ 和 $Tp3$ 可测得补偿器特性, 由 $Tp3$ 和 $Tp2$ 可测得主回路特性 (包含占空比调制部分), 由于本电路应用峰值电流控制, 由 $Tp3$ 和 $Tp2$ 测得的是电流内环闭环特性. 图 2 给出了实际测量和表达式计算开环回路增益. 幅值部分匹配较好而相位从 6kHz 起有近 30 度误差. 原因可能有以下几部分:1. 分布参数不准确, 2. 测量有误差, 3. 由于有两级 LC 滤波, 4 阶系统由于负载效应不能简单地用 2 阶系统结果变负载阻抗的方法得到最终结果. 但对于低频相位裕量和幅值裕量的判断已足够好.

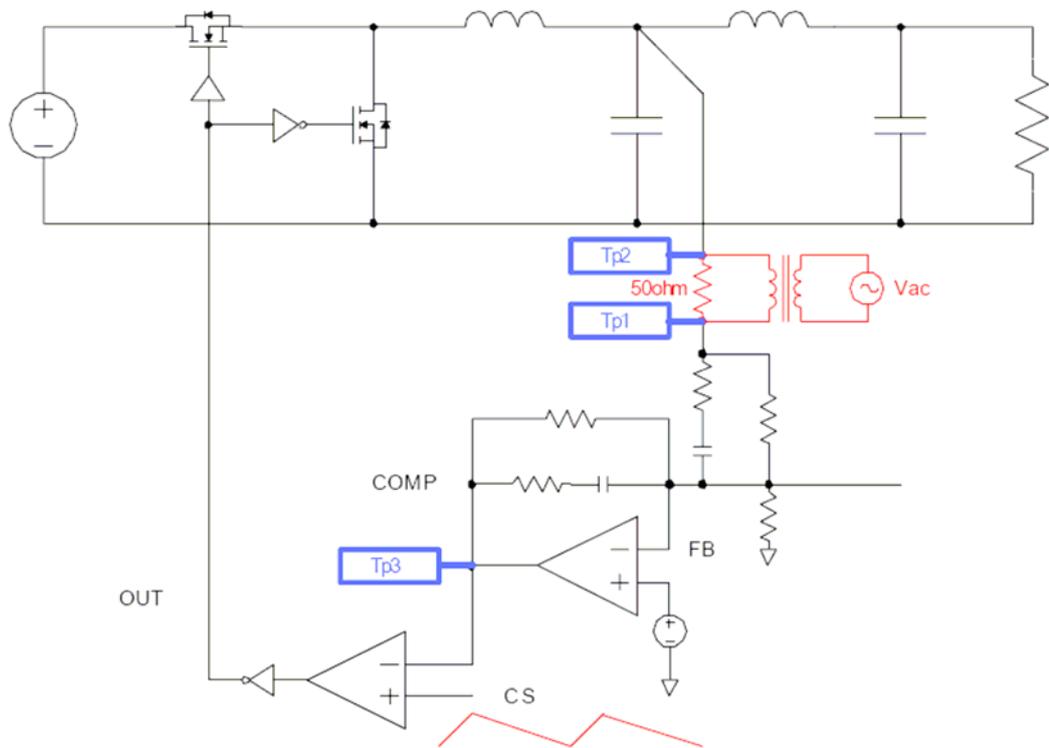


图 1.

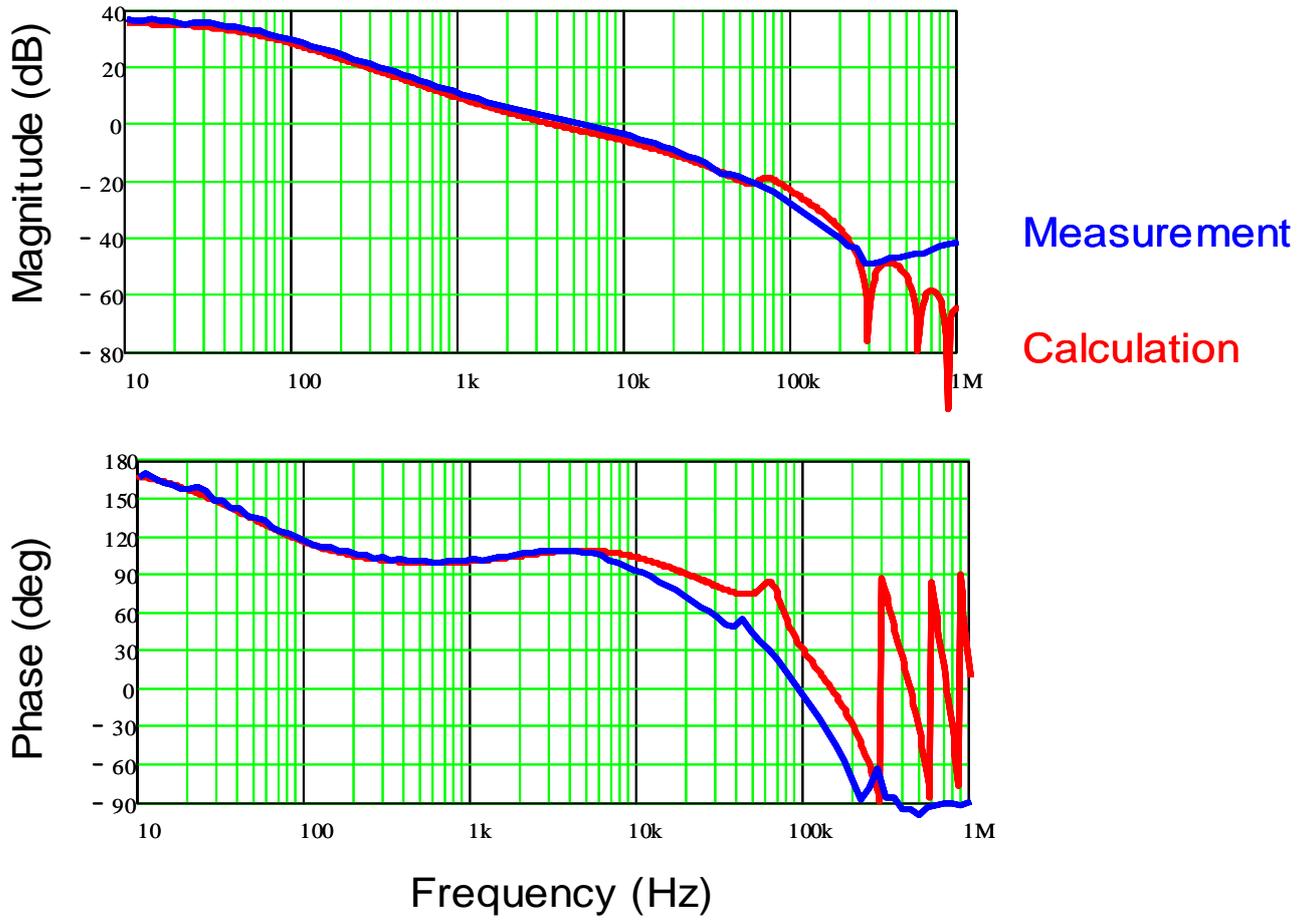


图 2.

电源反馈设计速成篇之四: 小信号篇

常见的电源小信号传递函数有正向传递(音频抑制比)Forward Transmission (Audio Susceptibility)= v_{out}/v_{in} , 反向传递 Reverse Transmission= i_{in}/i_{out} , 输入阻抗 Input Impedance= v_{in}/i_{in} , 输出阻抗 Output Impedance= v_{out}/i_{out} . 除 Reverse Transmission 外, 其余的很常用. 为简单起见简称为 FT, RT, II, OI.

测量方法是对 FT 和 II, 因其有 v_{in} 这一项, 应在电源输入端串入激励源如图 1 所示. 对 RT 和 OI, 因其有 i_{out} 这一项, 应在电源输出端并联激励源如图 2 所示. 激励源需对小信号进行隔离放大以便测量. 典型小信号一般只考虑幅值. 典型闭环小信号测量结果如图 3-6 所示.

对 Voltage mode CCM Buck 电路来说, 小信号等效模型如图 7 所示, 不难求得以下开环和闭环小信号传递函数(除 RT 外):

$$\text{开环 FT: } G_{vg_open} = D \cdot \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2},$$

$$\text{闭环 FT: } G_{vg_close} = \frac{G_{vg_open}}{1 + T}$$

$$\text{其中, } \omega_z = \frac{1}{R_C C}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_L}{R}}, Q = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\frac{L}{R + R_L} + C \cdot (R_C + \frac{R \cdot R_L}{R + R_L})}$$

开环控制到输出传递函数 G_{vd} :

$$G_{vd} = V_g \cdot \frac{R}{R + R_L} \cdot \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2},$$

锯齿波电压峰峰值为 V_m , 则调制部分为:

$$F_m = \frac{1}{V_m}$$

补偿器设计为 A_s , 则开环回路增益为:

$$T = -A_s F_m G_{vd}$$

$$\text{开环 OI: } Z_{out_open} = \left(\frac{R_L \cdot R}{R_L + R} \right) \cdot \frac{(1 + s/\omega_z) \cdot (1 + s/\omega_{z2})}{1 + s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2},$$

$$\text{闭环 OI: } Z_{out_close} = \frac{Z_{out_open}}{1 + T},$$

$$\text{其中, } \omega_{z2} = \frac{R_L}{L}$$

$$\text{开环 II: } Z_{in_open} = \left(\frac{R_L + R}{D^2} \right) \cdot \frac{1 + s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2}{(1 + s/\omega_p)},$$

$$\text{闭环 II: } Z_{in_close} = \frac{Z_{in_open} \cdot (1 + T)}{1 - \frac{D^2}{R + R_L} \cdot Z_{in_open} \cdot T}, \text{ 注意这里不是简单除以}(1+T)\text{的关系,}$$

其中, $\omega_p = \frac{1}{C \cdot (R + R_c)}$.

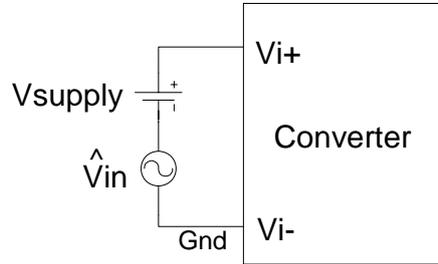


图 1. 串入激励源

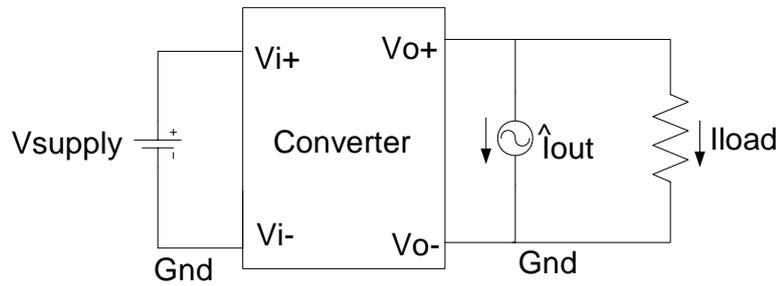


图 2. 并联激励源

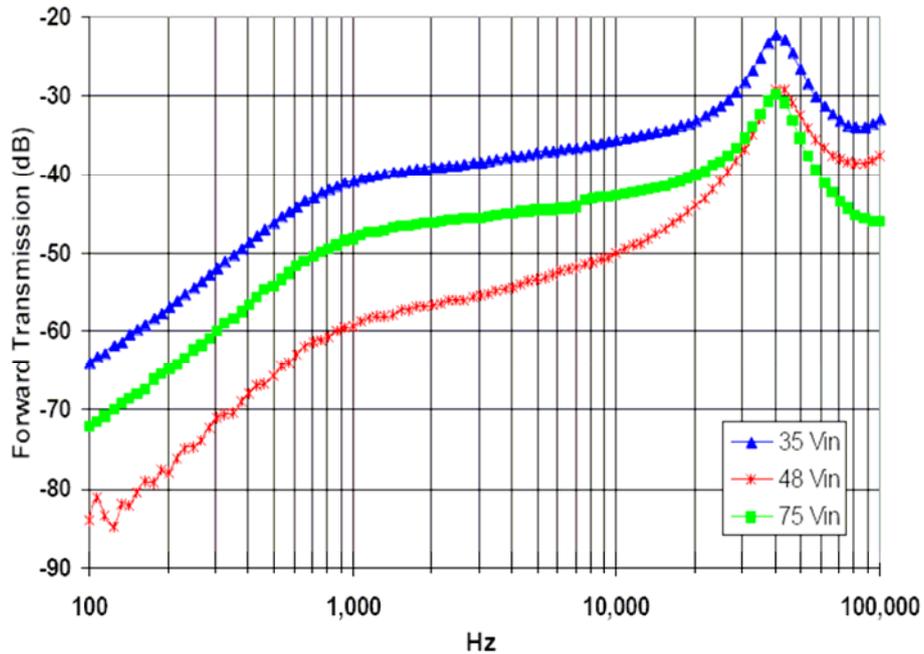


图 3. 典型 FT.

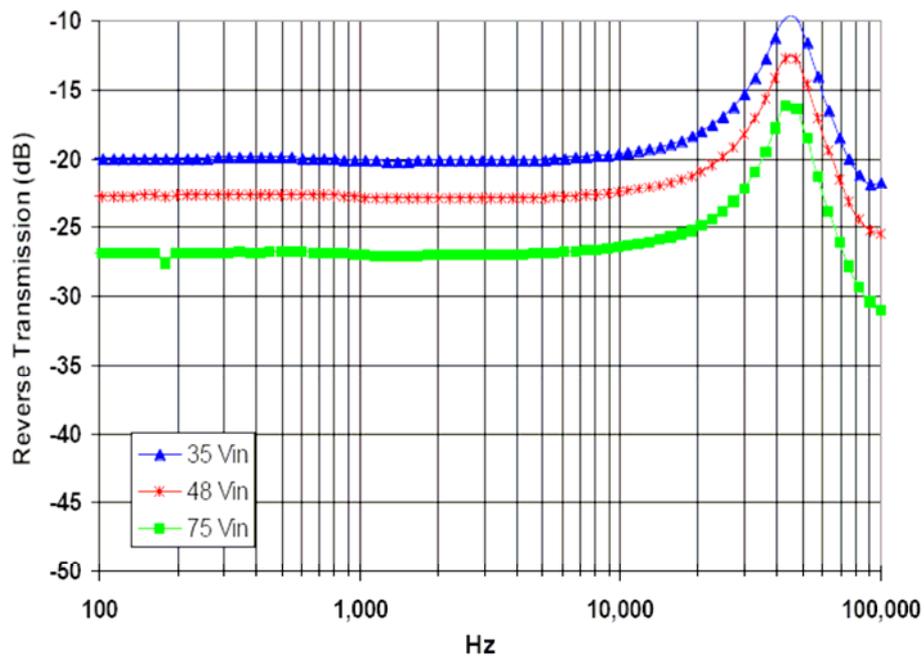


图 4. 典型 RT.

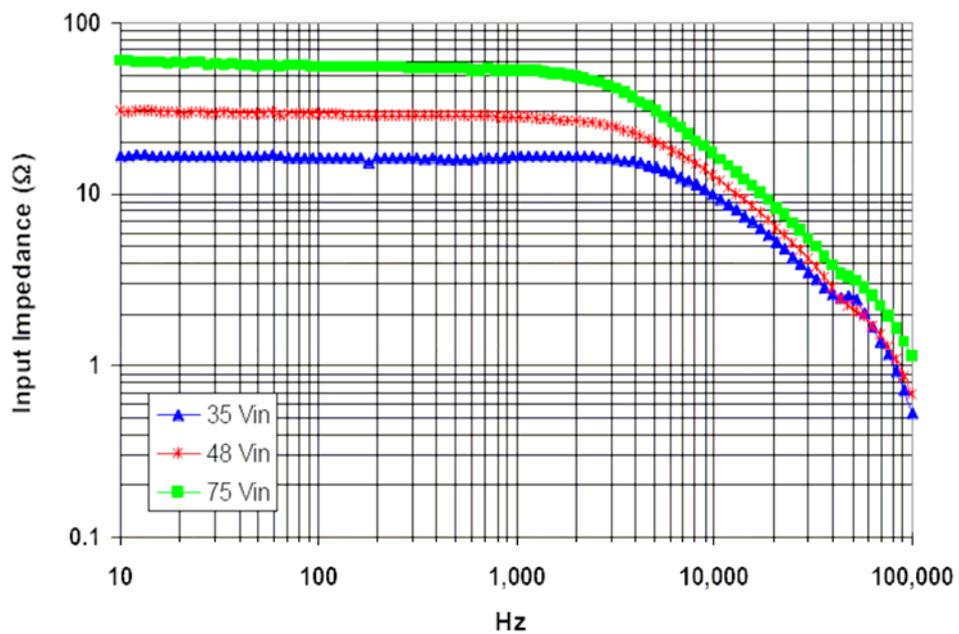


图 5. 典型 II.

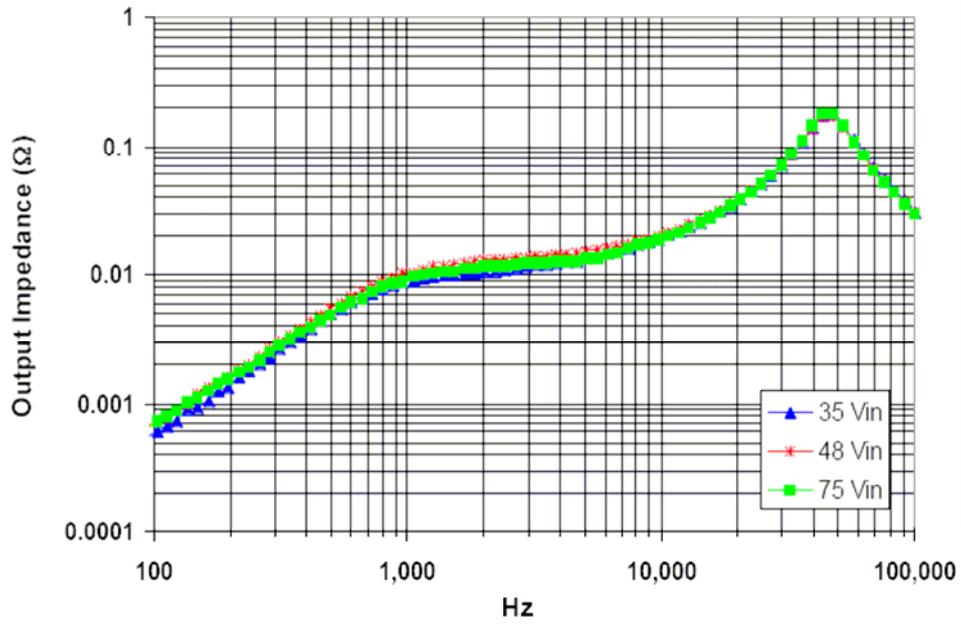


图 6. 典型 OI.

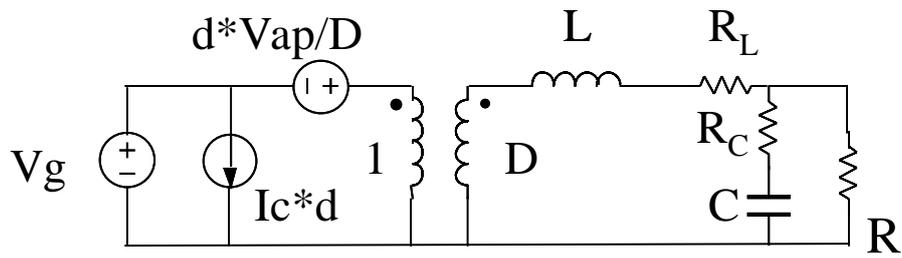


图 7. Voltage Mode CCM Buck 小信号模型

电源反馈设计速成篇之五: 设计篇 (Voltage mode, CCM)

设计的目的是为了系统稳定且有足够频率响应使系统在负载变化时得到较小的电压波动.

传统的无差运放调节器分为一类(Type 1), 二类(Type 2)和三类(Type 3), 对应其有一个, 两个和三个极点.

图 1 为 Type 1 补偿器. 其传递函数为一积分器. 应用 Type1 补偿器时, 为了系统稳定, 剪切频率必须远在 LC 谐振双极点之前. 一般应用于对负载变化要求不高的场合.

$$G_I = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$$

图 2 为 Type 2 补偿器, 其传递函数为

$$G_{II} = \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{(1 + s/\omega_z)}{(1 + s/\omega_p)}$$
, 其中

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}, \quad \omega_z = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}$$

图 3 为 Type 2 补偿器波特图. 相比 Type1 多引入了一个零点和极点, 零点在前极点后因此可以提升相位, 推高剪切频率提高系统响应速度. 图 4 为 Type 2 补偿器系统设计波特图, 黑色为主电路开环频率响应, 粉红色为补偿器频率响应, 蓝色为整个系统开环回路增益(Loop Gain), 虚线为运放开环增益. 剪切频率可在 LC 谐振双极点之后. 其前提是 ESR 零点在剪切频率之前靠近 LC 谐振双极点, 否则相位裕量不够. 设计要点是放零点在 LC 谐振双极点之前如 0.1 倍处, 极点在 0.5 倍开关频率之前以衰减高频噪声.

图 5 为 Type 3 补偿器波特图. 相比 Type2 又多引入了一个零点和极点, 零点在前极点后因此可以提升更多相位, 推高剪切频率提高系统响应速度. 图 6 为 Type 3 补偿器系统设计波特图, 黑色为主电路开环频率响应, 粉红色为补偿器频率响应, 蓝色为整个系统开环回路增益(Loop Gain), 虚线为运放开环增益. 剪切频率可在 LC 谐振双极点之后. 设计要点是放两个零点在 LC 谐振双极点之前如 0.5 和 1 倍处以抵消 LC 谐振双极点, 一个极点在 ESR 零点处抵消 ESR 零点, 处另一个极点在 0.5 倍开关频率之前以衰减高频噪声.

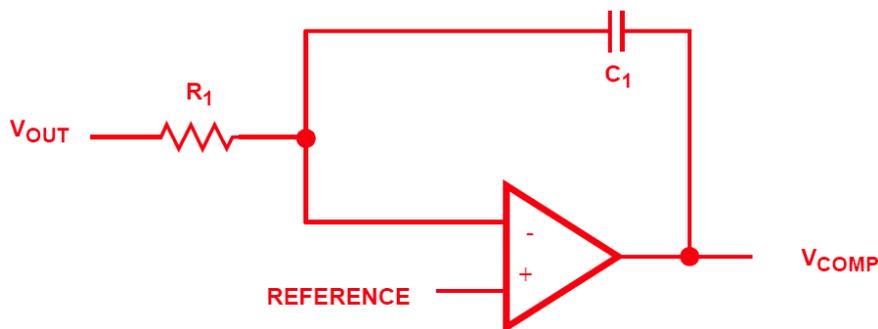


图 1. Type 1 补偿器

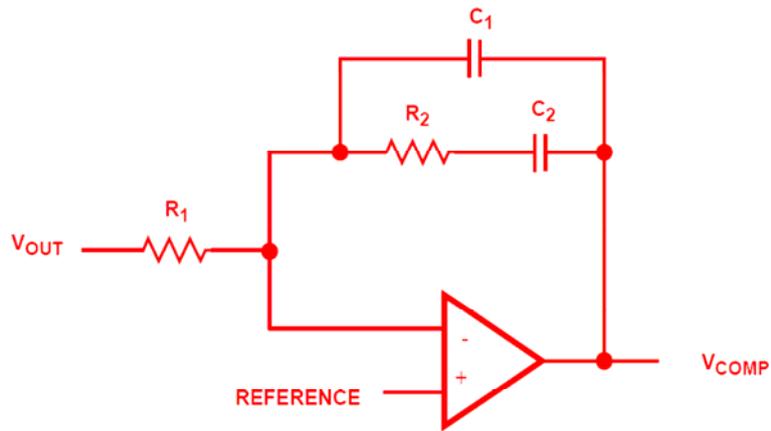


图 2. Type 2 补偿器

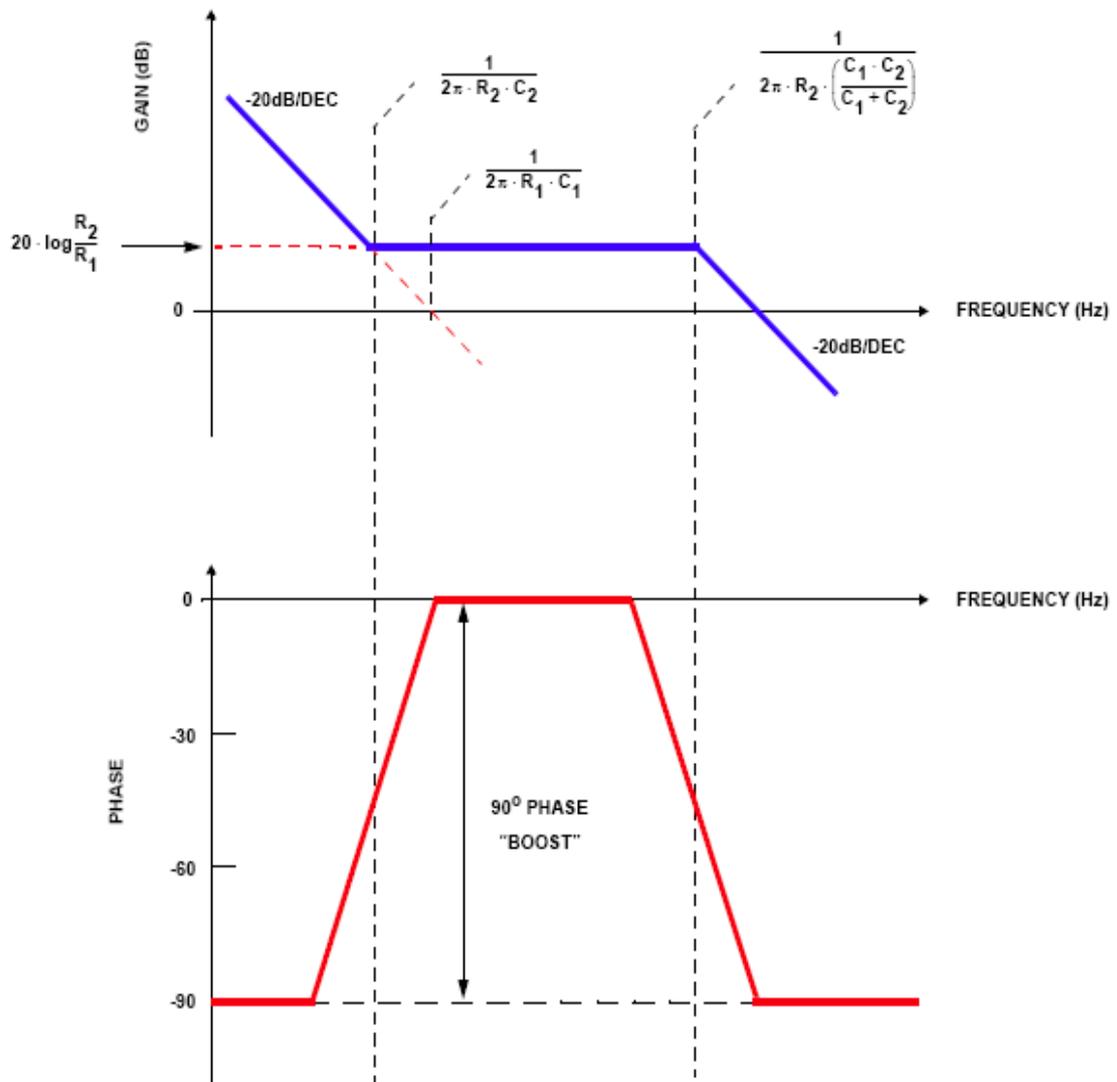


图 3. Type 2 补偿器波特图

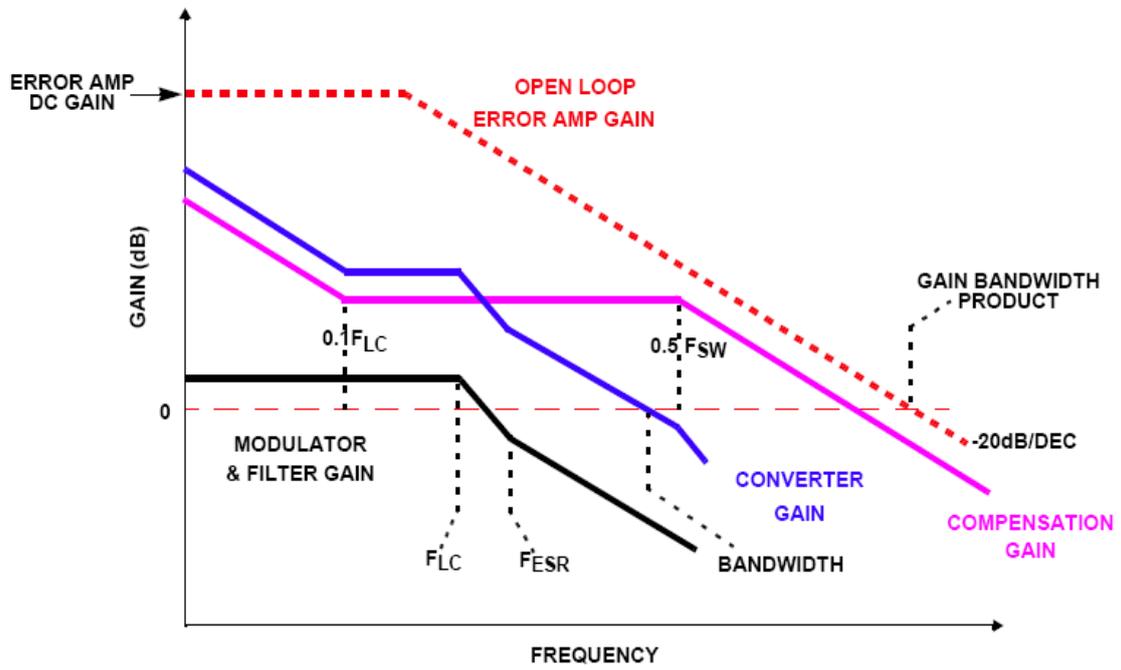


图 4 . Type 2 补偿器系统设计波特图

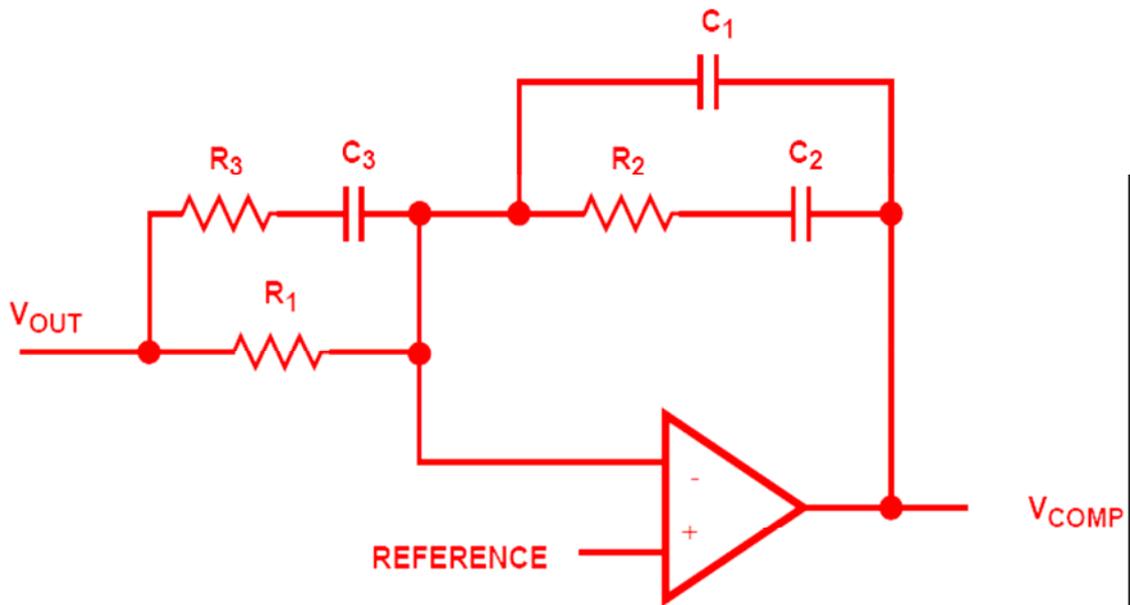


图 5. Type 3 补偿器

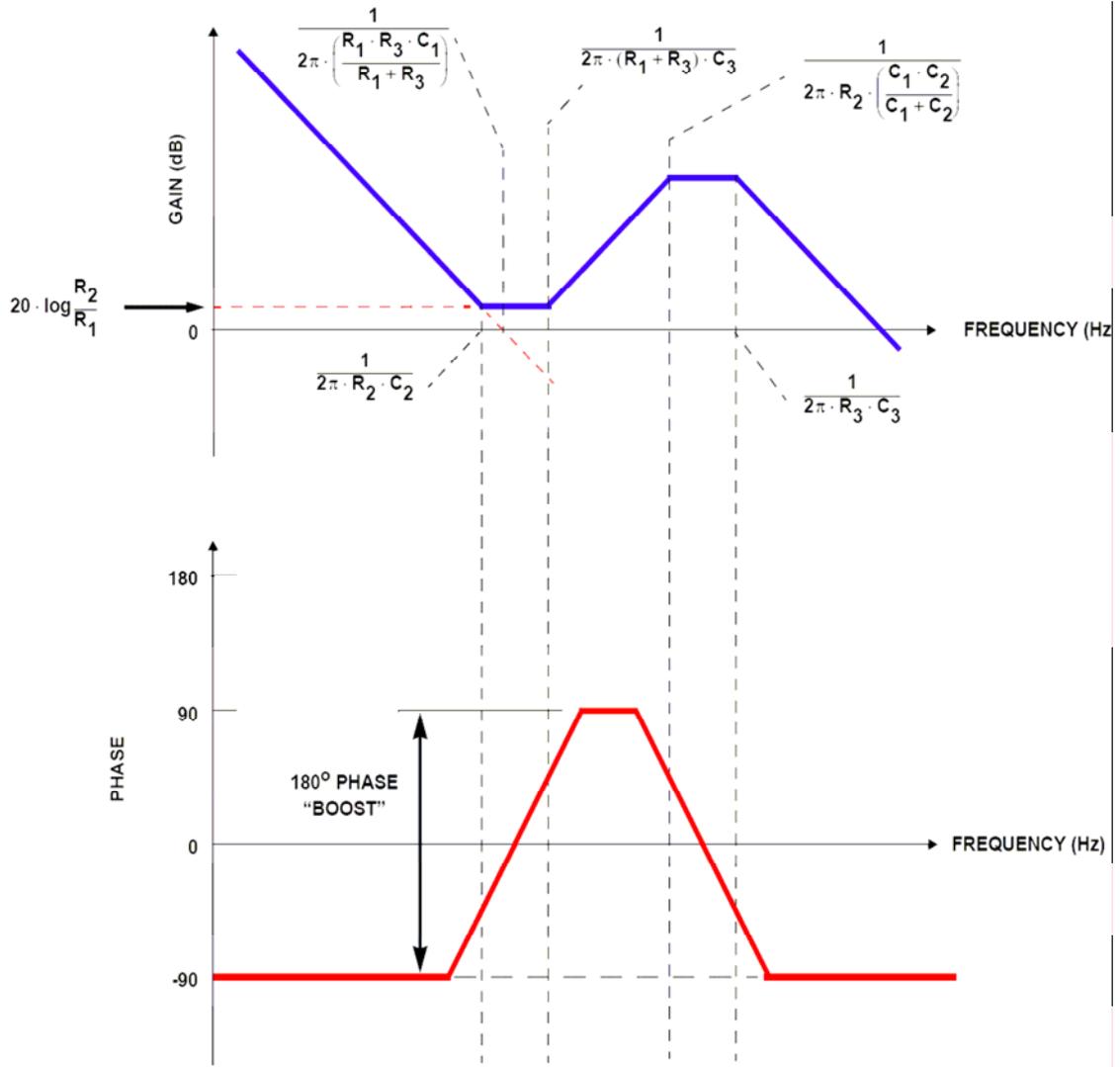


图 6. Type 3 补偿器波特图

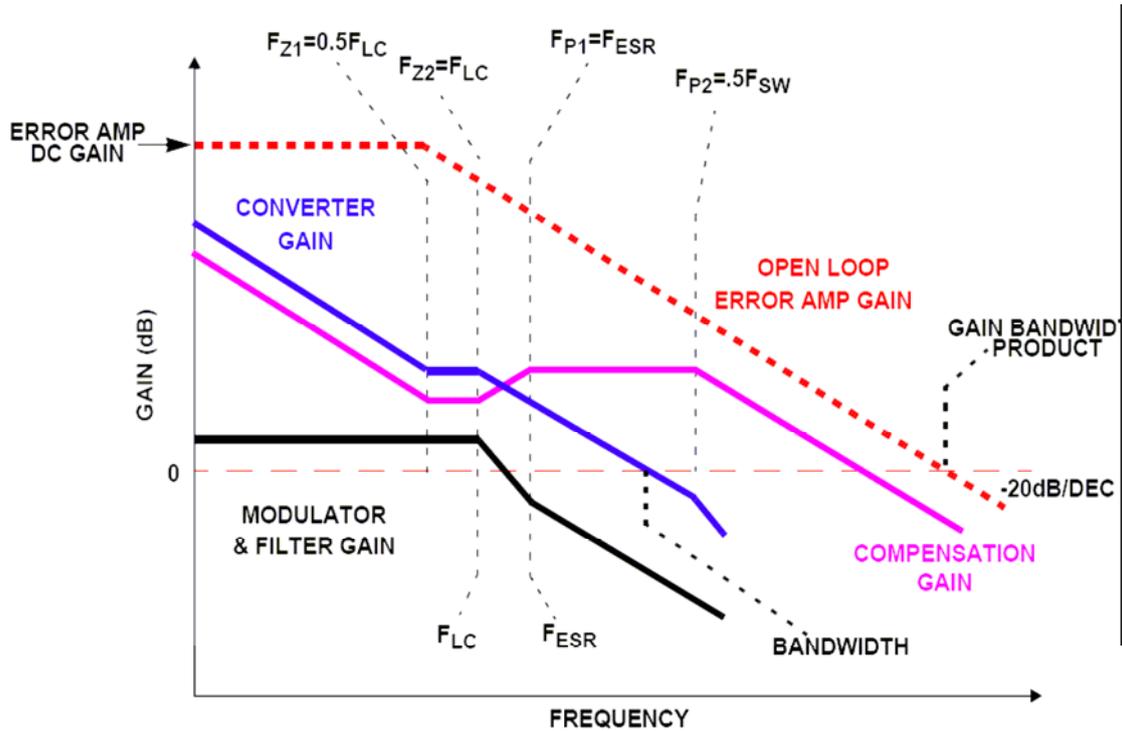


图 7. Type 3 补偿器系统设计波特图

Type 2 补偿器, 其传递函数为

$$G_{III} = \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{(1 + s/\omega_{z1}) \cdot (1 + s/\omega_{z2})}{(1 + s/\omega_{p1}) \cdot (1 + s/\omega_{p2})}, \text{ 其中}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}, \quad \omega_{p2} = \frac{1}{R_3 \cdot C_3}, \quad \omega_{z1} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}, \quad \omega_{z2} = \frac{1}{(R_1 + R_3) \cdot C_3}$$

设计例子: $V_{in}=5V$, $V_{out}=3.3V$, $F_{sw}=300kHz$, $C_{out}=990\mu F$, $ESR=5m\Omega$, $L=900nH$, $DCR=3m\Omega$, 剪切频率希望在 $90kHz$, 相位裕量 45° .

Type 2 设计: $R_1=4.12k$, $R_2=124k$, $C_1=8.2pF$, $C_2=2.2nF$, 设计结果如图 8 所示. 相位裕量不到 45° , Type 2 已经无能为力了.

Type3 设计: $R_1=4.12k$, $R_2=20.5k$, $R_3=150\Omega$, $C_1=0.22nF$, $C_2=2.7nF$, $C_3=6.8nF$, 设计结果如图 9 所示. 相位裕量 45° 有余.

原文是 Intersil Technical Brief 417(TB417). 有兴趣的可看原文. 图画得不错就拷贝来了.

这里的设计方法仅限于已知电容量大小, 对模块电源来说, 不接电容和接不同类型电容都要稳定, 则剪切频率不可能太高, Type 1 或 Type 2 或其他类型补偿器也能使用, 因根据实际情况加以调整而不可拘泥.

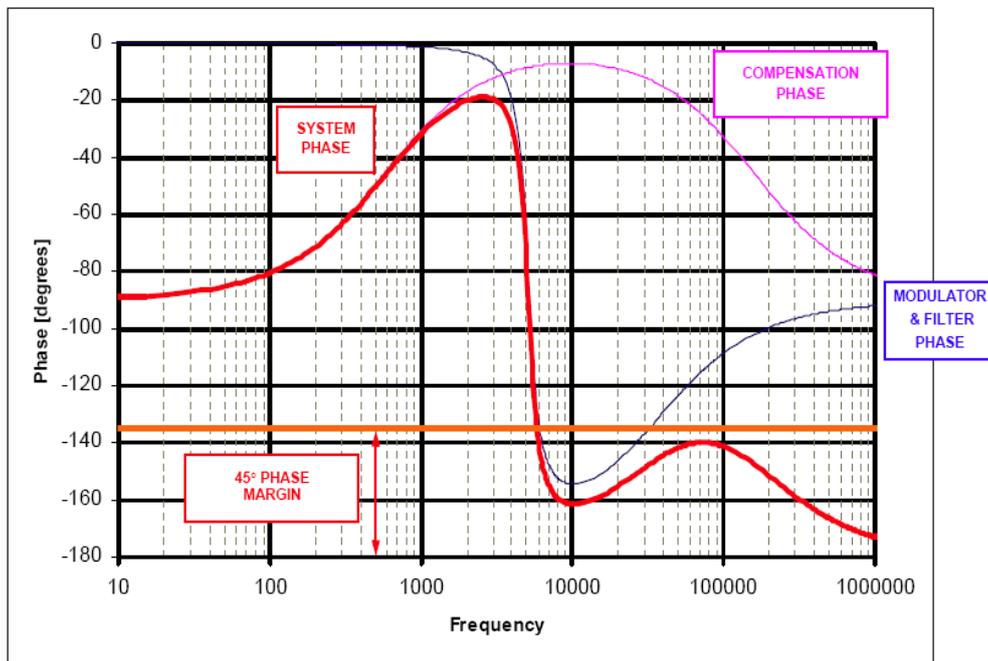
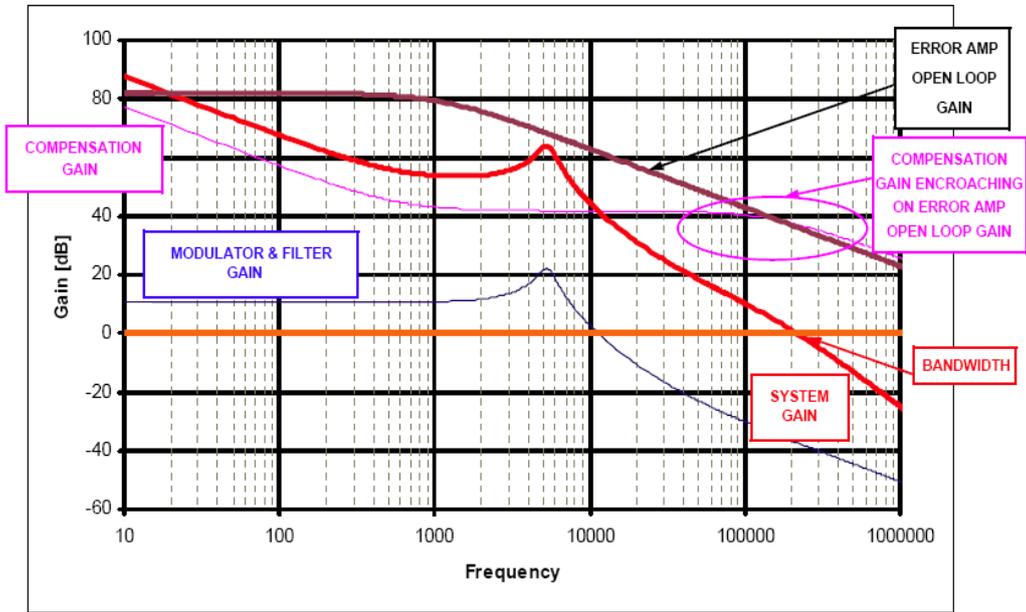


图 8. Type 2 设计结果

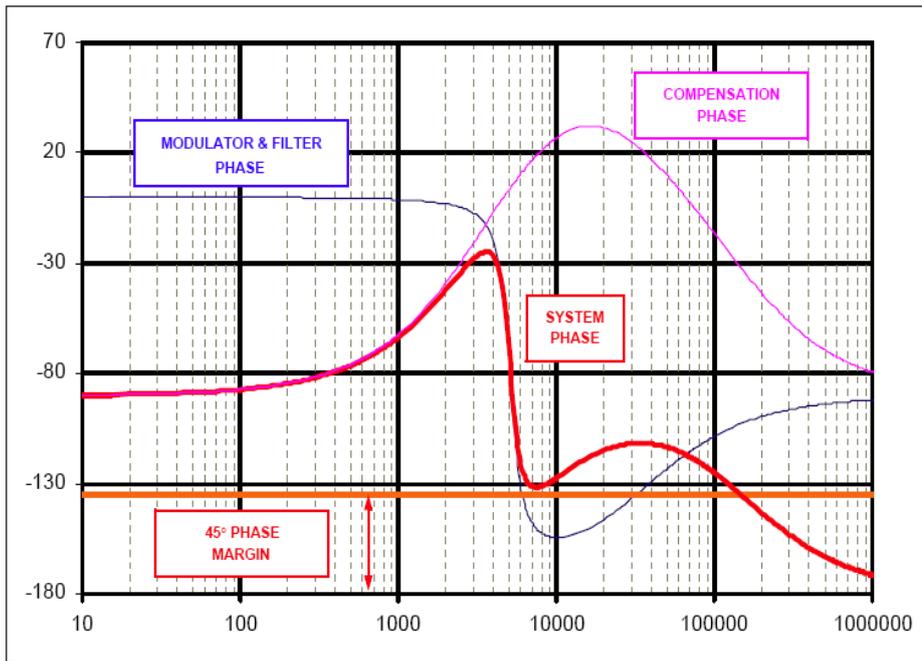
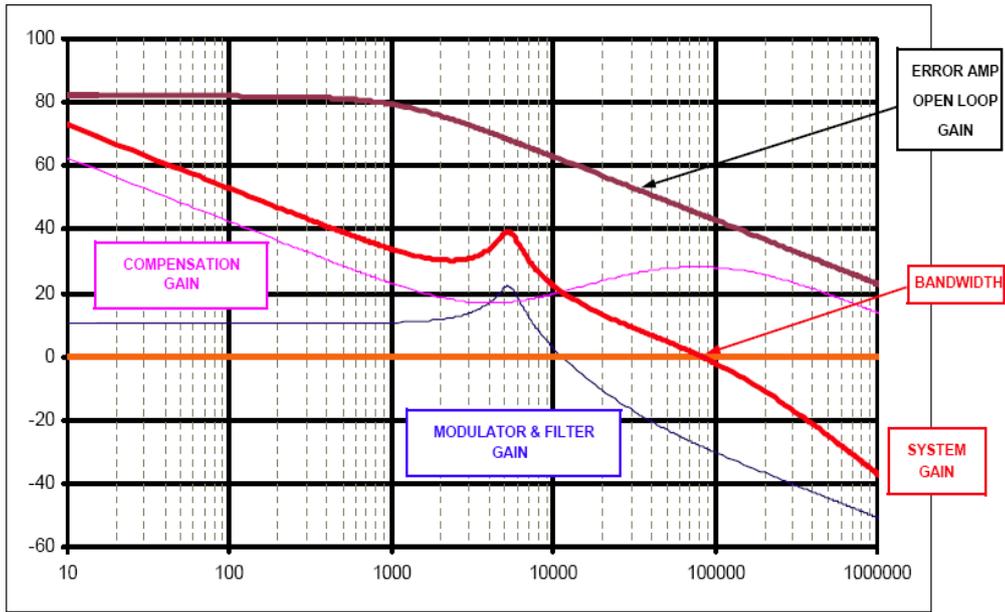


图 9. Type 3 设计结果

电源反馈设计速成篇之六: 建模篇 (Voltage mode, DCM)

图 1 为 Buck 电路, 开关的占空比为 D . R_c 为电容 C 的 ESR. 电感 L 的 ESR 为 R_L . R 为负载电阻. 虚线中的部分为开关工作方式, 如果将其等效平均电路模型替换, 既可得到整个电路的平均电路模型. 其中 a 为 active 有源端接开关, p 为无源端接二极管, c 为公共端接电感. 图 2 为虚线中的部分等效平均电路模型, V_{ac} 为 ac 间电压. D 为 DC 占空比, d 为 AC 扰动占空比. 图 3 为 Buck 的等效平均电路模型.

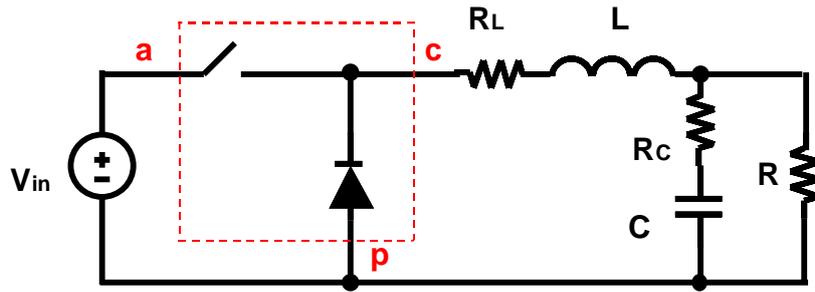


图 1. Buck 电路

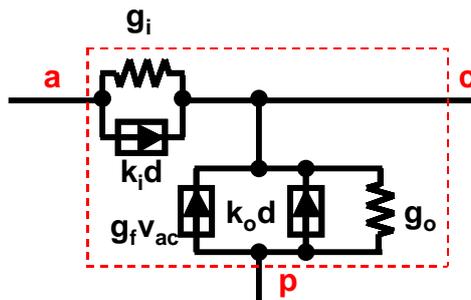


图 2. DCM 等效平均模型

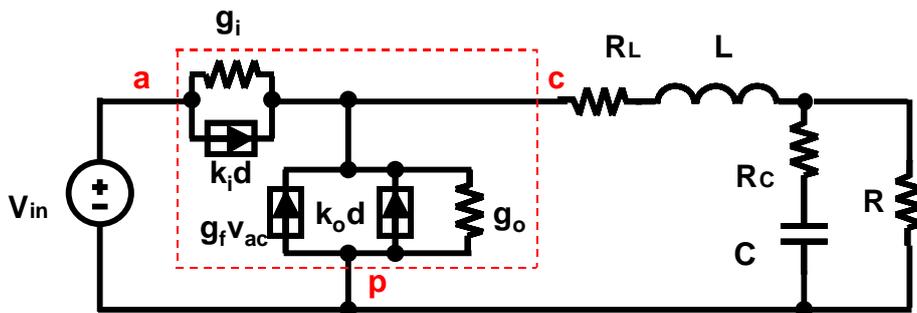


图 3. Buck 电路 DCM 等效平均模型

定义如下的一些参数:

$$K = \frac{2 \cdot L \cdot F_s}{R}, \text{ } L \text{ 为电感量, } R \text{ 为负载电阻, } F_s \text{ 为工作频率.}$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot K}{D^2}}}, \text{ } D \text{ 为直流工作点占空比.}$$

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}}, k_i = \frac{2 \cdot I_a}{D}$$

$$g_f = \frac{2 \cdot I_p}{V_{ac}}, k_o = \frac{2 \cdot I_p}{D}, g_o = \frac{I_p}{V_{cp}}$$

Ia 和 Ip 为进入 a 点和 p 点的直流平均电流. 对 Buck 来说 Ia 为输入平均电流, Ip 为二极管平均电流. Vac 为 a 点和 c 点直流平均电压, Vcp 为 c 点和 p 点直流平均电压. 对 Buck 来说 Vac 为直流平均电压 Vin-Vo, Vcp 为直流平均电压 Vo.

对 Buck 来说如图 3 所示, gf 等效于 gi 和 go. ki 和 ko 等效于并联.可推得:

$$r = \frac{1}{g_i + g_o + g_f} = R \cdot (1 - M)$$

$$k_d = k_i + k_o = \frac{2 \cdot I_o}{D}, I_o \text{ 为输出直流平均电流.}$$

开环控制到输出传递函数 Gvd:

$$G_{vd} = H_d \cdot \frac{1 + s/\omega_z}{1 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2}$$

其中

$$H_d = \frac{2 \cdot I_o}{D} \cdot \frac{r \cdot R}{r + R + R_L}$$

$$a_1 = \frac{L}{R_L + r + R} + C \cdot (R_c + \frac{R \cdot (r + R_L)}{R + (r + R_L)})$$

$$a_2 = L \cdot C \cdot \frac{R_c + R}{R_L + R + r}$$

ESR 仍然造成 ESR 零点. 但双极点分为两个单极点, 近似可表示为

$$\omega_{p1} = \frac{1}{a_1} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \frac{2 - M}{1 - M},$$

$$\omega_{p2} = \frac{a_1}{a_2} = 2 \cdot Fs \cdot (\frac{M}{D})^2$$

开环控制到输出传递函数近似可表示为 Gvd2:

$$G_{vd2} = H_d \cdot \frac{1 + s/\omega_z}{(1 + s/\omega_{p1}) \cdot (1 + s/\omega_{p2})}$$

锯齿波电压峰峰值为 Vm, 则调制部分为:

$$F_m = \frac{1}{V_m}$$

补偿器设计为 As, 则开环回路增益为:

$$T = -A_s F_m G_{vd}$$

反馈设计的目的是设计 As 得到希望的 T, 因为 Fm 和 Gvd 是决定于其他因素的(效率, 频率等等).

例子: 30V 输入 buck 参数如下

$$\begin{aligned}
 V_{in} &:= 30 & D &:= 0.5 & L &:= 50 \cdot 10^{-6} & R &:= 50 & C &:= 100 \cdot 10^{-6} & f_s &:= 100 \cdot 10^3 & R_c &:= 50 \cdot 10^{-3} \\
 V_m &:= 3 & f_s &:= 10^5 & T_s &:= \frac{1}{f_s} & T_s &:= 1 \times 10^{-5} & R_L &:= 50 \cdot 10^{-3}
 \end{aligned}$$

可求得

$$K=0.2, \quad M=0.656, \quad V_o=19.676, \quad I_a=0.258, \quad I_p=0.135,$$

$$g_i=0.025, \quad k_i=1.032, \quad k_o=0.542, \quad g_o=0.006883, \quad g_f=0.026$$

$$I_o=0.394, \quad r=17.207, \quad H_d=20.135, \quad a_1=0.001289, \quad a_2=3.721e-9$$

两个单极点近似在 123.5Hz 和 55.12kHz. ESR 零点在 31.83kHz.

图 4 为 Buck 电路开环控制到输出传递函数, 红色为精确表达式结果, 蓝色为近似表达式结果. 可见在 120Hz 处相位为-45 度, 是一极点, ESR 零点在第二极点前, 但很接近, 所以相位只上升 15 度不到便又回到-90 度.

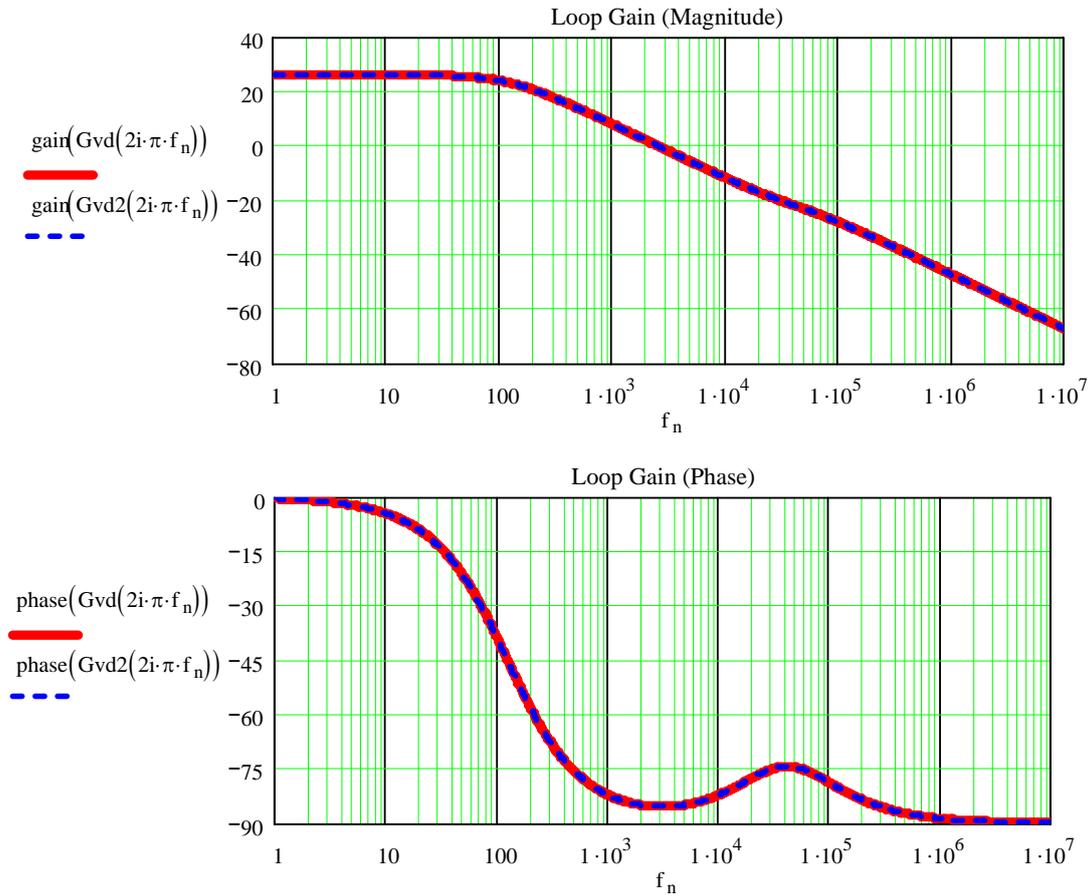


图 4. Buck 电路开环控制到输出传递函数

为了验证表达式结果,进行了 Pspice 仿真,电路如图 5 所示. 直流工作点结果很接近. 传递函数结果如图 6 所示.

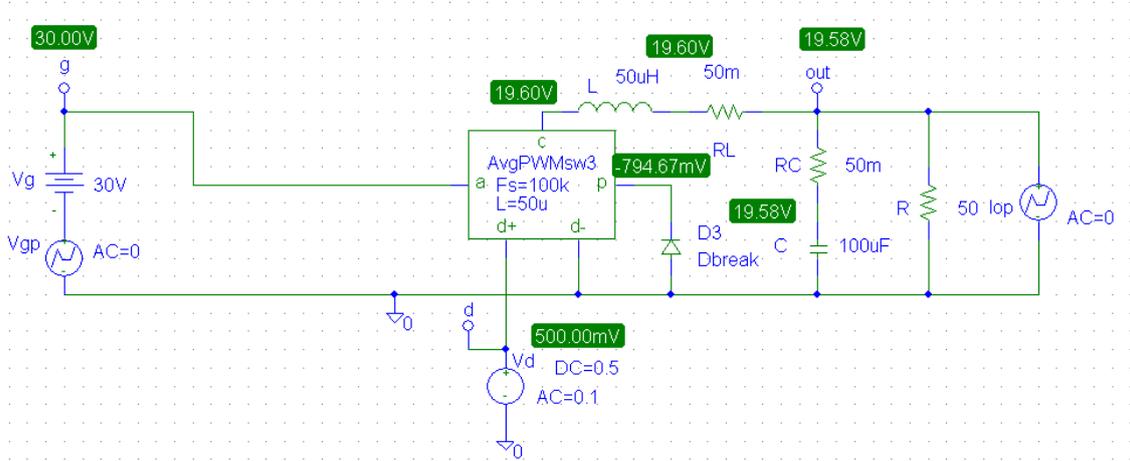


图 5. Buck Pspice 仿真电路

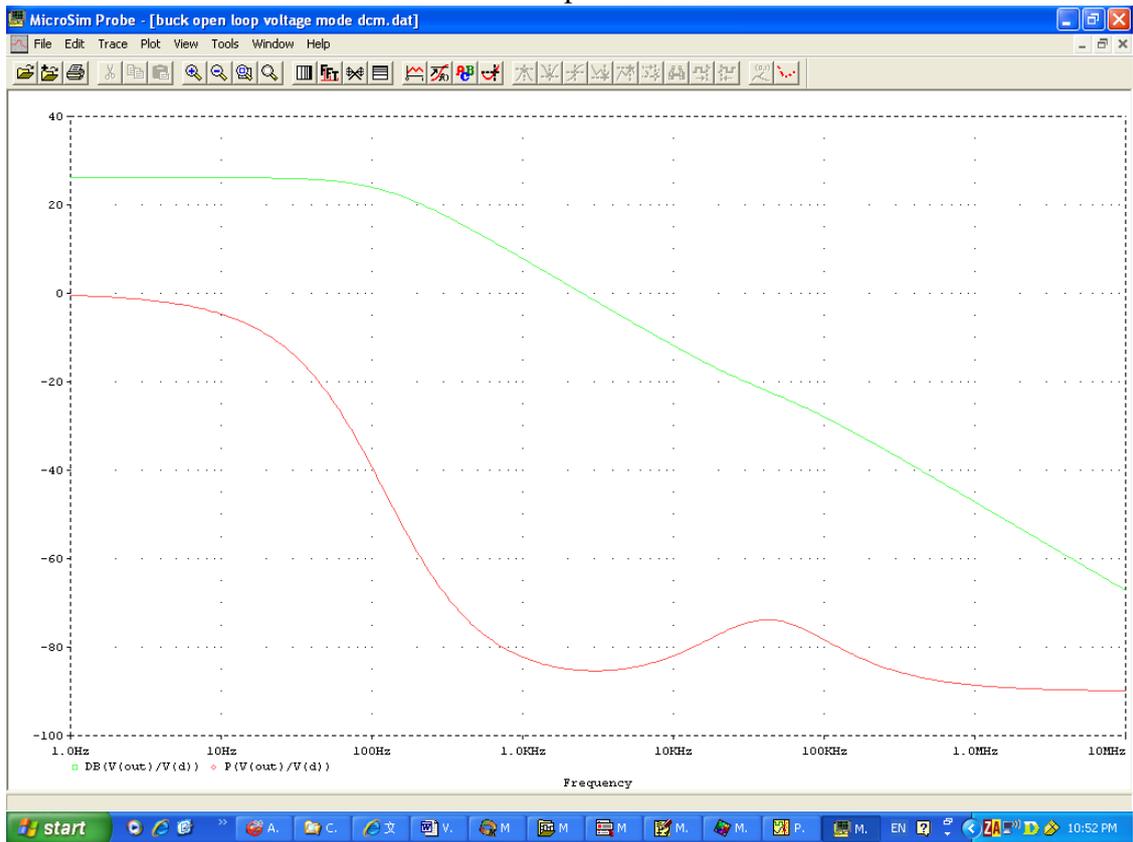


图 6. Buck Pspice 仿真电路结果

为了比较,将 Pspice 结果读入 Mathcad, 表达式结果和仿真结果一致如图 7 所示.

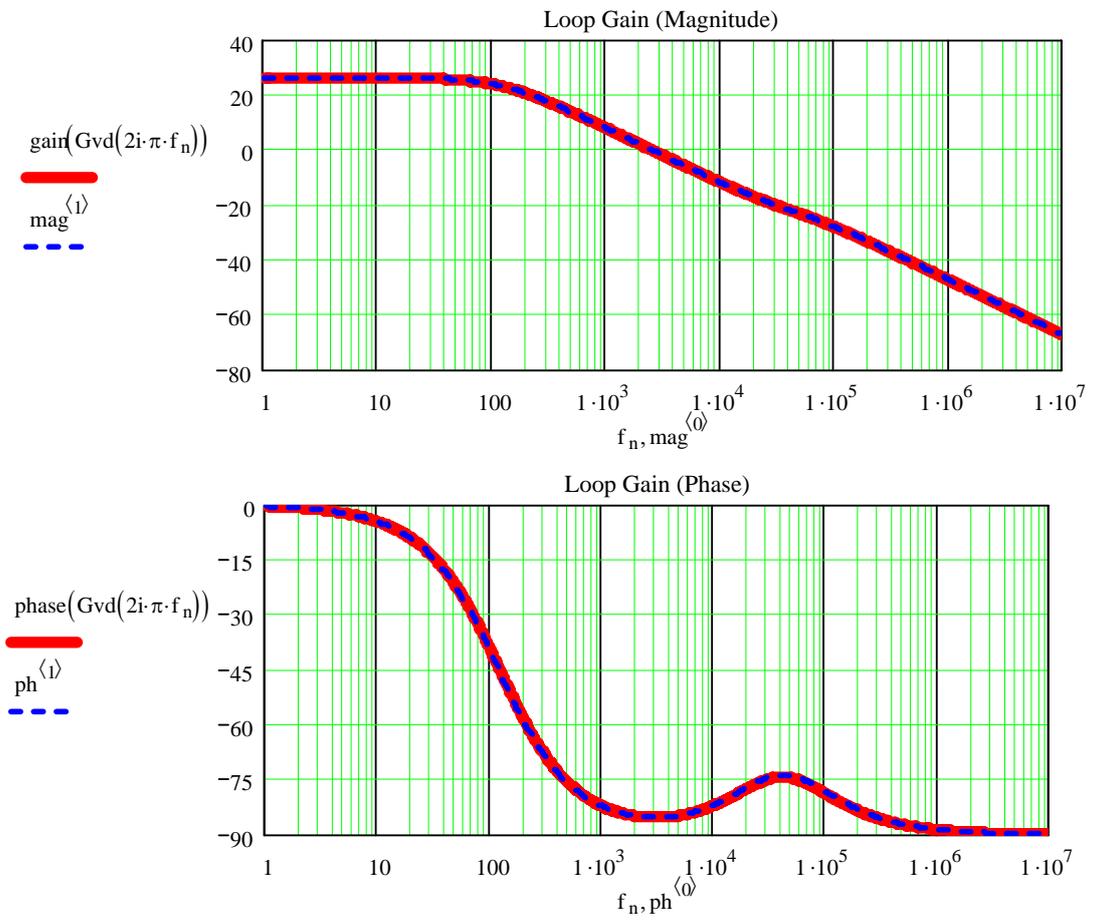


图 7. Buck 表达式结果和仿真结果比较

电源反馈设计速成篇之七: 拓扑篇

图 1 为 Buck 电路,虚线中的部分可以将 CCM 或 DCM 等效平均电路模型代入,即可进行推导和计算仿真交流小信号的各项参数. 同样对 Boost 和 Buck-boost 也可进行同样的代入过程. 图 2 和图 3 分别为 Boost 和 Buck-boost 电路.

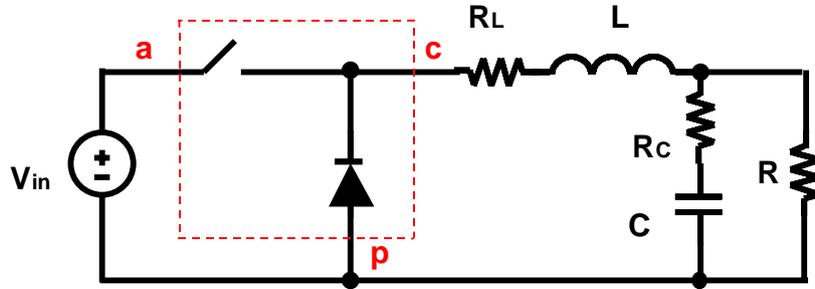


图 1. Buck 电路

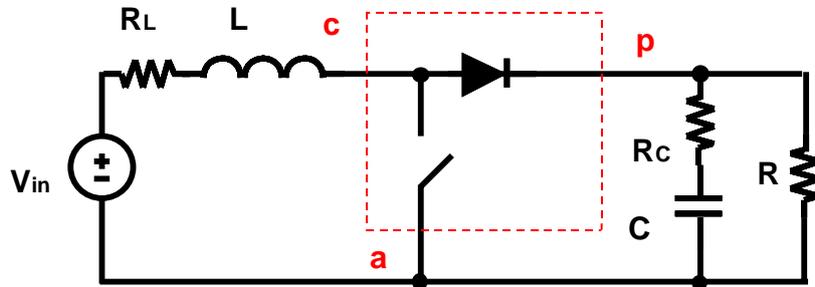


图 2. Boost 电路

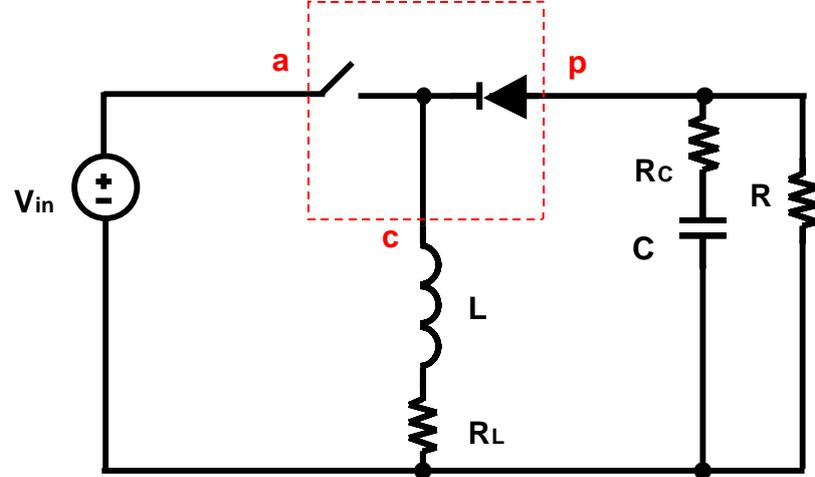


图 3. Buck-boost 电路

对 Boost 不难推出其控制到输出传递函数有右半平面零点(RHP zero):

$$\omega_{z2} = \frac{R}{M^2 \cdot L_f}, \text{ 此表达式对 DCM 和 CCM 是一样的,}$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}}, \text{ 此表达式对 DCM 和 CCM 是不一样的.}$$

对 Buck-boost 有类似的结果:

$\omega_{z2} = \frac{R}{M \cdot (1+M) \cdot L_f}$, 此表达式对 DCM 和 CCM 是一样的,

$M = \frac{V_o}{V_{in}}$, 此表达式对 DCM 和 CCM 是不一样的.

有 RHP zero 则回路增益剪切频率必须远低于 RHP zero, 两个极点要补偿 ESR zero 和 RHP zero. 对 DCM 来说, 负载太轻则 RHP zero 移向低频, 为提高带宽和动态响应, 必须加一点点假负载使 RHP zero 不致太低.

为啥 Buck 没有而 Boost 和 Buck-boost 会有 RHP zero? 想一下负载变化时控制信号, 门极信号, 电感电流, 负载电流的变化情况就清楚了.

其他隔离型变换器都可以折算到原边或付边成为非隔离型的变换器再进行计算.

1. 正激 Forward: 绕组复位普通型可以将原边电压折算到付边为 Buck, 有源钳位激磁电感和钳位电容形成谐振, 为四阶系统. 双管正激和单管正激一样.
2. 反激 Flyback: 可以折算到原边或付边成为 Buck-Boost
3. 半桥 Half-bridge: Center-Tap 可以将原边电压折算到付边为 Buck, current doubler 可以将原边电压折算到付边为两相交错 Buck, 最终可折算为单相 Buck, 多相交错 Buck 另文叙述.
4. 全桥 Full-bridge: 普通型和半桥是一样的, 移相全桥没有仔细研究.
5. 两级系统: 为四阶系统, 推导复杂, 但仿真计算一样, 计算机算就是了, 如谐振频率差很多可以近似把第二级看成是第一级的负载.

电源反馈设计速成篇之八: 建模篇(Peak Current Mode)

图 1 为 Peak Current Mode 等效小信号模型. V_g 为输入电压, V_o 为输出电压, i_o 为输出电流, i_L 为电感电流, d 为占空比, V_c 为反馈控制电压. G_{vg} 为 V_g 到 V_o 的传递函数, G_{vd} 为 d 到 V_o 的传递函数, G_{ig} , G_{io} , G_{id} 分别为 V_g , i_o , d 到 i_L 的传递函数, Z_o 为开环输出阻抗, F_m 为等效调制比(Voltage Mode 就是三角波幅度倒数, Current Mode 是电压和电流的综合), K_f 和 K_r 是考虑了 V_g 和 V_o 的扰动影响, 其值很小, 一般忽略没有大的影响. H_v 是电压反馈环, H_i 是电流采样系数, 负号表示负反馈. 如果是采样电阻的 CIC(Current Injection Control)法, H_i 就是采样电阻, 如果是电感电压的 SCM(Standard Current Mode)法, H_i 要根据具体电路求得. Current Mode 的精髓是要知道电感的 di/dt .

G_{vg} , G_{vd} , Z_o , G_{ig} , G_{id} , G_{io} 这些传递函数都可以由 Voltage Mode 得到. 不再赘述.

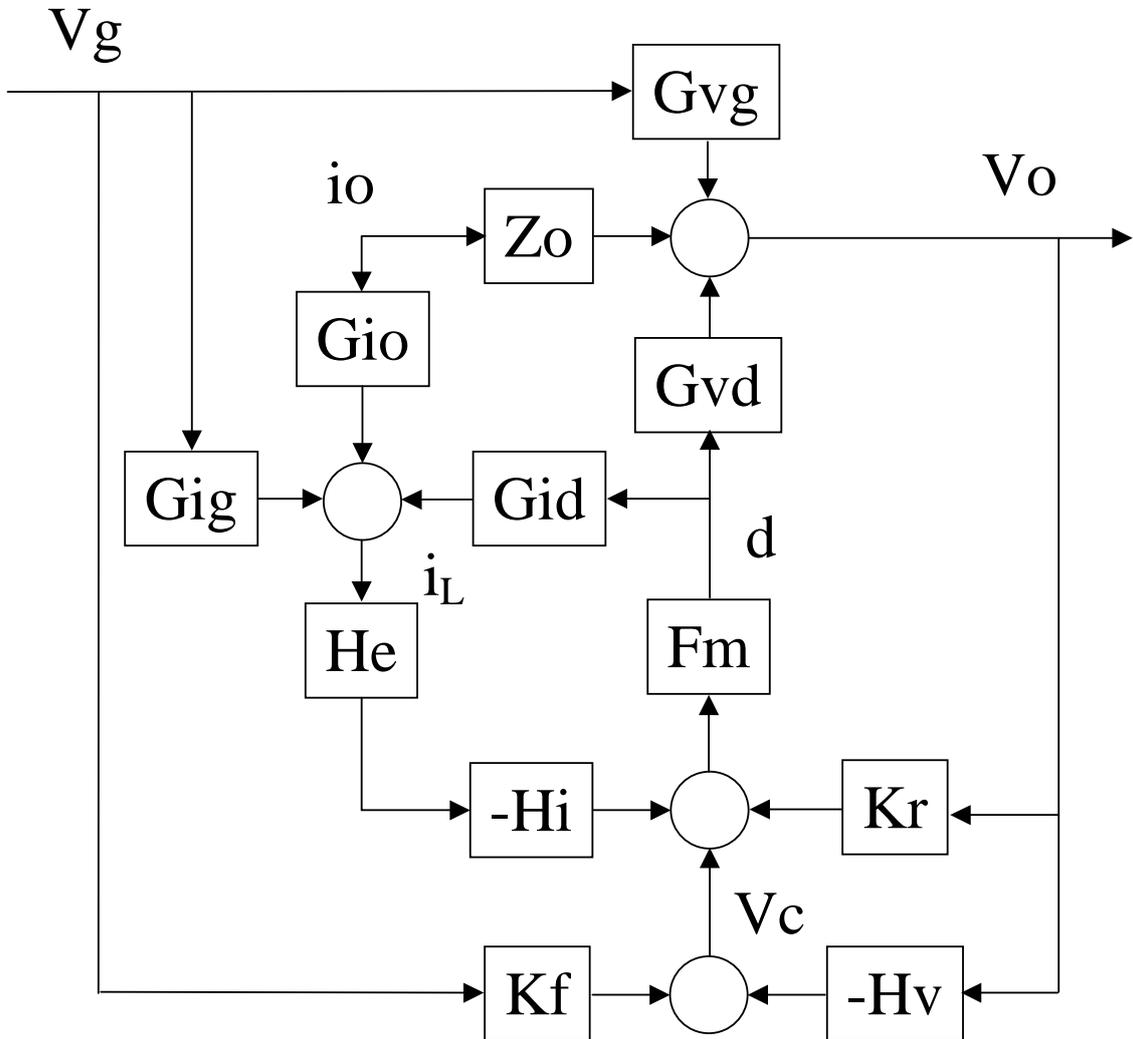


图 1. Peak Current Mode 等效小信号模型

He 是等效采样保持传递函数

$$H_e(s) = \frac{s \cdot T_s}{e^{s \cdot T_s} - 1}$$

Ts 为开关周期.

对定频后沿调制(Constant Frequency Trailing Edge Modulation), Kf, Kr 如下表:

	Buck	Boost	Buck-Boost
Kf	$-\frac{DT_s R_i}{L} (1 - \frac{D}{2})$	$-\frac{T_s R_i}{2L}$	$-\frac{DT_s R_i}{L} (1 - \frac{D}{2})$
Kr	$\frac{T_s R_i}{2L}$	$\frac{(1-D)^2 T_s R_i}{2L}$	$\frac{(1-D)^2 T_s R_i}{2L}$

对定频前沿调制(Constant Frequency Leading Edge Modulation), Kf, Kr 如下表:

	Buck	Boost	Buck-Boost
Kf	$-\frac{D^2 T_s R_i}{2L}$	$\frac{T_s R_i}{2L}$	$-\frac{D^2 T_s R_i}{2L}$
Kr	$-\frac{T_s R_i}{2L}$	$\frac{(1-D) T_s R_i}{L} \cdot (1 - \frac{1-D}{2})$	$\frac{(1-D) T_s R_i}{L} \cdot (1 - \frac{1-D}{2})$

Ri 为电流取样电阻, 即 Hi.

可以证明, 不论 Ri 去多大, 电流内环都一样, 因为 Fm 可以和 Ri 对消. 一般 Ri 由功耗等决定.

定义

$$F_m = \frac{1}{m_c S_n T_s} = \frac{1}{(S_n + S_e) T_s}, \quad m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n}$$

Ts 为开关周期, Se 为外加斜坡补偿三角波幅值, Sn 为电感电流采样等效三角波幅值. mc 为衡量斜坡补偿效果系数, mc=1 即 Se=0, 为纯电流控制, mc>>1 既外加斜坡补偿>>电感电流采样等效三角波幅值, 退化为 Voltage Mode. 一般 mc=1.5-2.

Hv 为设计参数, 一般用 Type2 补偿, 零点决定响应快慢, 极点补偿 ESR 零点, RHP 零点, 或 1/2 开关频率, 三者取其低的值.

以上为 CCM Mode, 如果为 DCM mode, 则开环参数为 DCM mode 下的各个参数, 不再赘述. DCM mode 每次电流归零, 没有采样保持, 可认为 He=0, Kf, Kr 如下表:

	Buck	Boost	Buck-Boost
Kf	$-\frac{DT_s R_i}{L}$	$-\frac{DT_s R_i}{L}$	$-\frac{DT_s R_i}{L}$
Kr	$\frac{DT_s R_i}{L}$	0	0

图 1 为整个系统的信号流图, 在推导小信号公式时有很多变量为零, 可大大简化. 以控制到输出传递函数为例, 图 2 为 buck 电路, 图 3 为 buck 小信号模型和控制到输出信号流图.

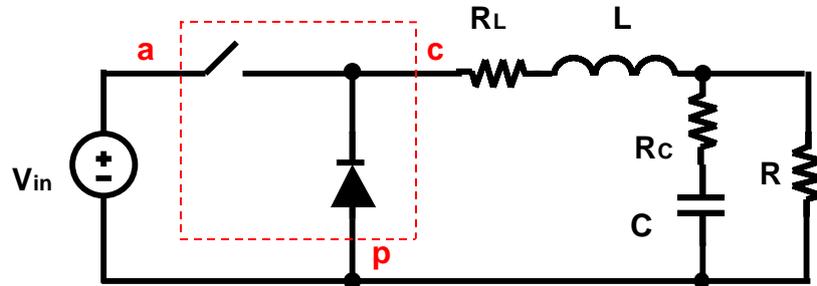


图 2. Buck

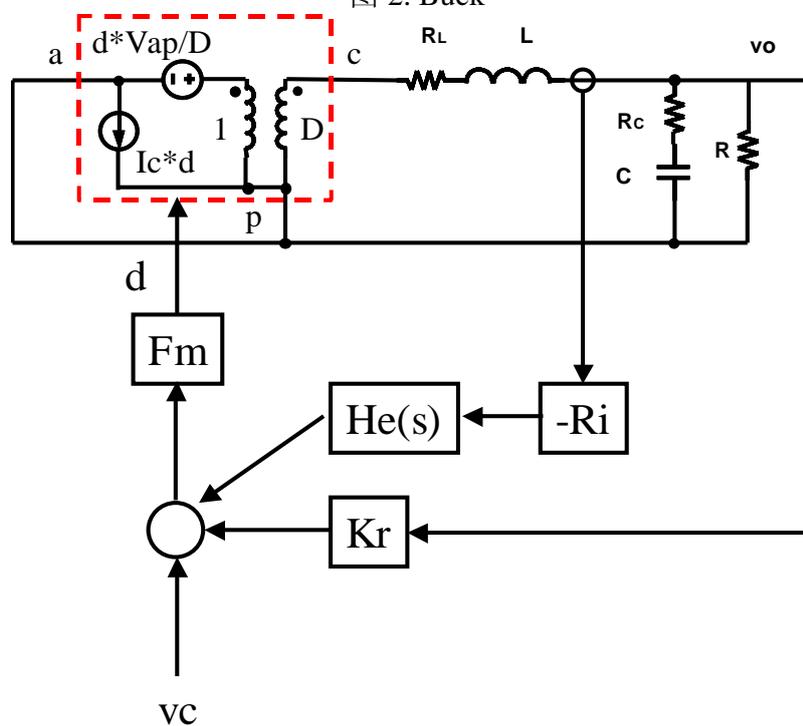


图 3. Buck 小信号模型和控制到输出信号流图

可以求得电流内环开环回路增益 T_i 为

$T_i = F_m \cdot H_i \cdot H_e(s) \cdot G_{id}(s)$, 电阻取样 $H_i = R_i$, 否则要另行计算, 和具体电路有关.

当电流内环闭环时, 控制到输出传递函数 G_{oc} 为

$$G_{oc} = \frac{F_m \cdot G_{vd}(s)}{1 + T_i - K_r \cdot F_m \cdot G_{vd}(s)}$$

电压回路增益 T_v 为

$T_v = F_m \cdot H_v(s) \cdot G_{vd}(s)$, $H_v(s)$ 为要设计的反馈部分.

电压外环回路增益 T_2 为

$T2 = \frac{T_v}{1+T_i}$, 根据 T2 来看相位和幅值裕量.

电流环闭合后输出阻抗 Z_{oicl} 为

$$Z_{oicl} = Z_o(s) + \frac{G_{vd}(s) \cdot H_i \cdot H_e(s) \cdot F_m \cdot G_{vd}(s)}{(1+T_i) \cdot V_g}, Z_o(s) \text{ 为开环输出阻抗.}$$

电流环和电压环都闭合后输出阻抗 Z_{ovcl} 为

$$Z_{ovcl} = \frac{Z_{oicl}}{1 + \frac{H_v(s) \cdot F_m \cdot G_{vd}(s) - K_r \cdot F_m \cdot G_{vd}(s)}{1+T_i}}$$

例子 Buck 电路:

$$\begin{aligned} V_g &:= 11 & L &:= 37.5 \cdot 10^{-6} & R_c &:= 0.02 & C &:= 400 \cdot 10^{-6} & F_s &:= 50 \cdot 10^3 & V_o &:= 5 & R &:= 1 \\ R_i &:= 0.33 & S_n &:= \frac{V_g - V_o}{L} \cdot H_i & S_n &:= 5.28 \times 10^4 & F_m(mc) &:= \frac{1}{mc \cdot S_n \cdot T_s} \end{aligned}$$

mc 设为变量, 对 H_v 零点和极点的选取:

选择 wzc 使 Settling time 为 0.5ms, $wzc = \frac{1}{0.510^3}$ $wzc = 2 \times 10^3$

选择 wpc 为 ESR 零点, RHP 零点, 1/2 开关频率, 三者的低频:

$$w_{ZESR} = 1.25 \times 10^5 \quad w_s := 2 \cdot \pi \cdot F_s \quad 0.5w_s = 1.571 \times 10^5$$

因没有 RHP 零点, ESR 零点比 1/2 开关频率低, 取 $wpc := w_{ZESR}$

$$wpc = 1.25 \times 10^5 \quad R_x := 10^3 \quad R_y := 10^3$$

$$H_v(s, w_i) := \frac{R_y}{R_x + R_y} \frac{w_i}{s} \frac{1 + \frac{s}{wzc}}{1 + \frac{s}{wpc}}$$

$$K_r := \frac{T_s \cdot R_i}{2 \cdot L} \quad K_r = 0.088 \quad K_f := \frac{-D \cdot T_s \cdot R_i}{L} \cdot \left(1 - \frac{D}{2}\right) \quad K_f = -0.062$$

图 4 为电流内环闭环时, 控制到输出传递函数 G_{oc} , 参变量 mc 为 1,1.2,1.5,2,4.

Mc=1.5 -2 时系统相位和幅值变化平稳. 选取 mc=1.5.

变化 w_i 不会改变 H_v 相位, 选取 w_i 以满足相位和幅值裕量要求. 图 5 给出了 T2 和 w_i 关系. 选取 $w_i = 40000$, 剪切频率 $fc=13253$ Hz, 相位和幅值裕量 55 degree, 6 dB.

图 6 为求得反馈部分电阻, 电容值后电流内环闭环时, 控制到输出传递函数 G_{oc} , mc=1 为纯电流控制, mc=1.5 为外加斜坡补偿的优化设计.

图 7 为电流环闭合后输出阻抗 Z_{oicl} , mc=1 为纯电流控制, mc=1.5 为外加斜坡补偿的优化设计.

图 8 为电流环和电压环都闭合后输出阻抗 Z_{oicl} , mc=1 为纯电流控制, mc=1.5 为外加斜坡补偿的优化设计.

图 9-11 分别为 $mc=1$ 时的 PSPICE 仿真结果, 用来验证公式的正确.

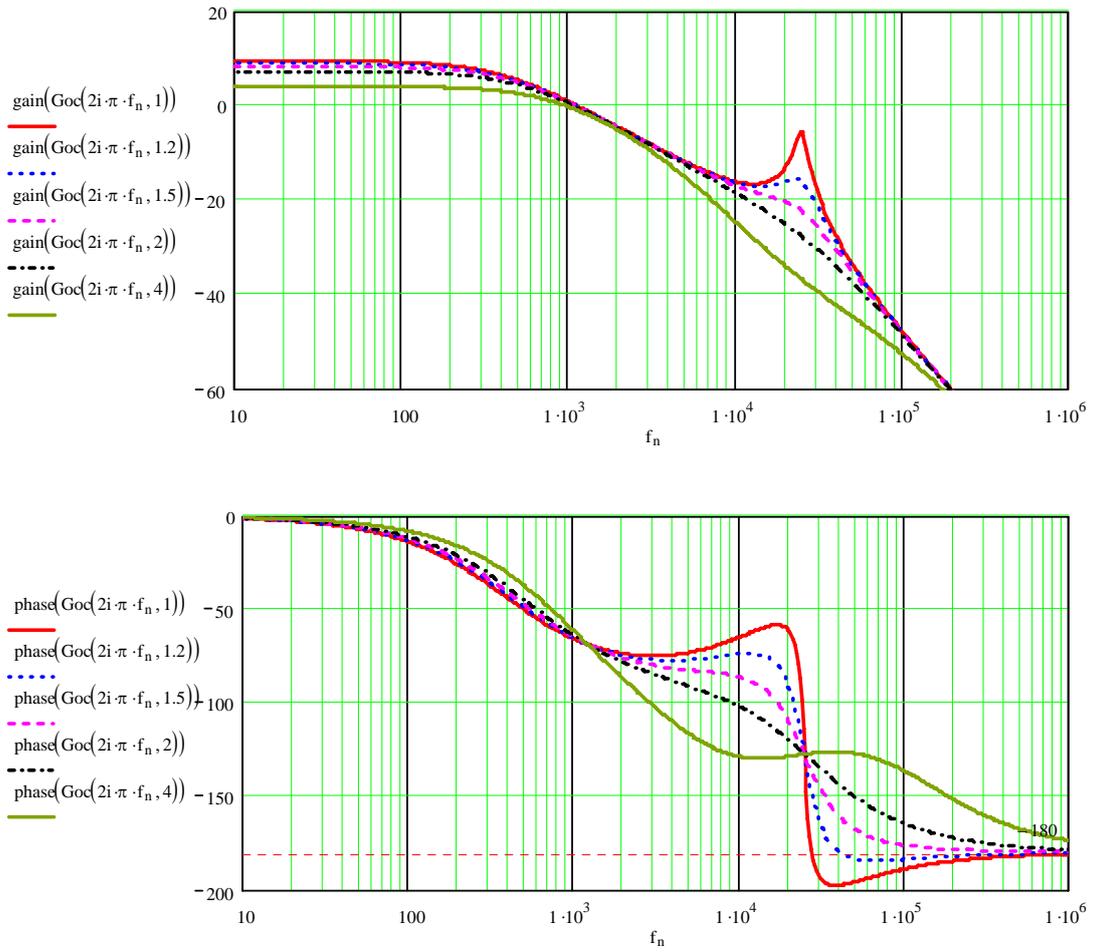


图 4. 电流内环闭环控制到输出传递函数 Goc

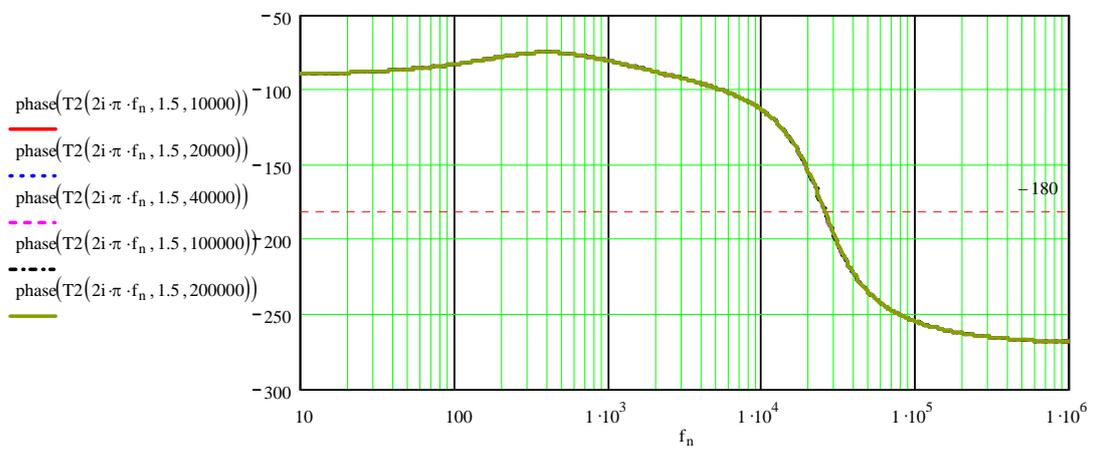
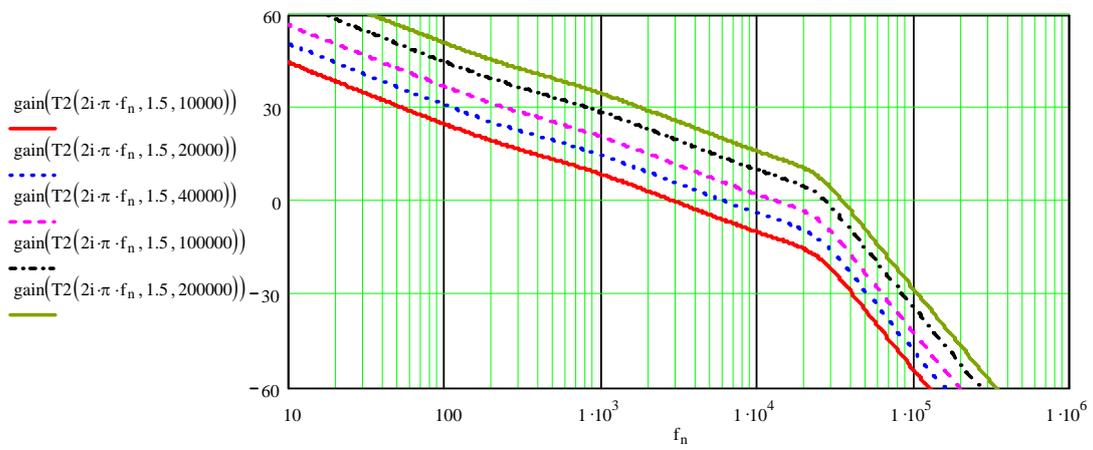


图 5. 电压外环回路增益 $T2$ 和 w_i 关系

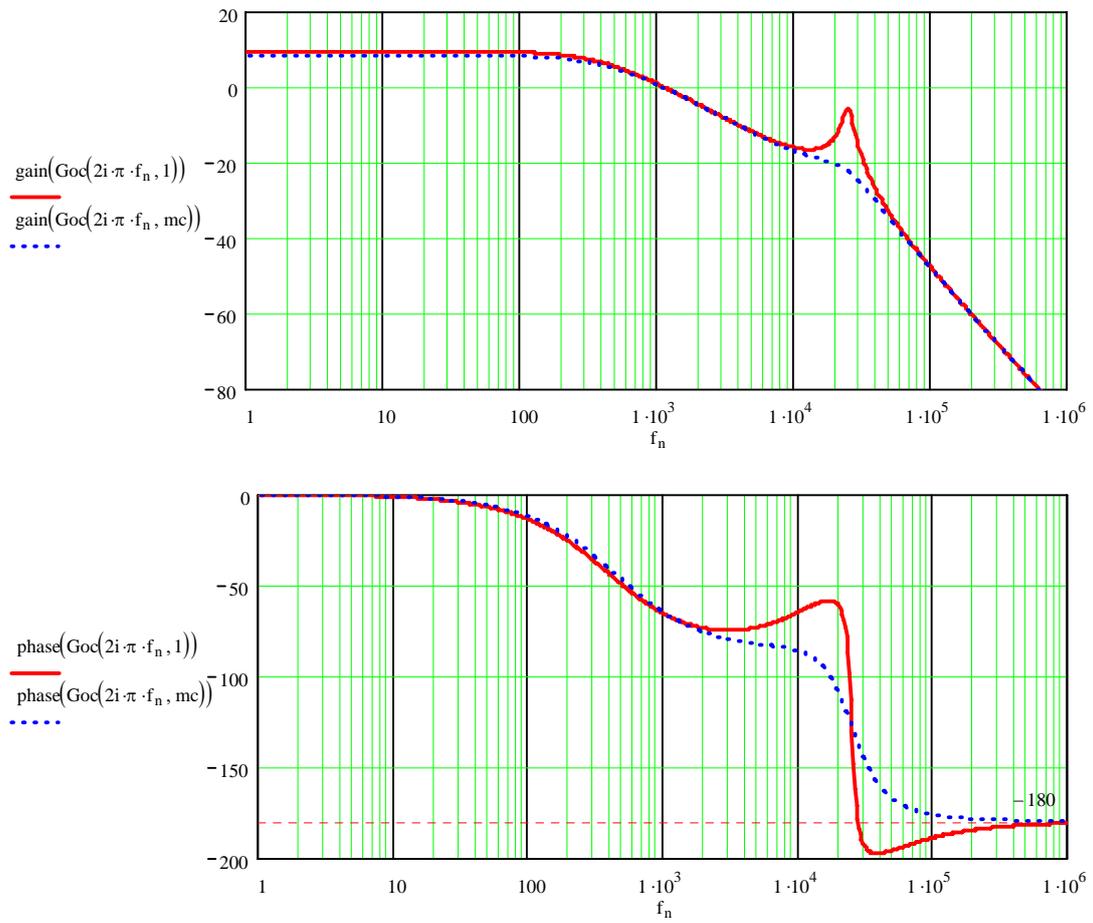


图 6. 电流内环闭环控制到输出传递函数 Goc ($mc=1, 1.5$)

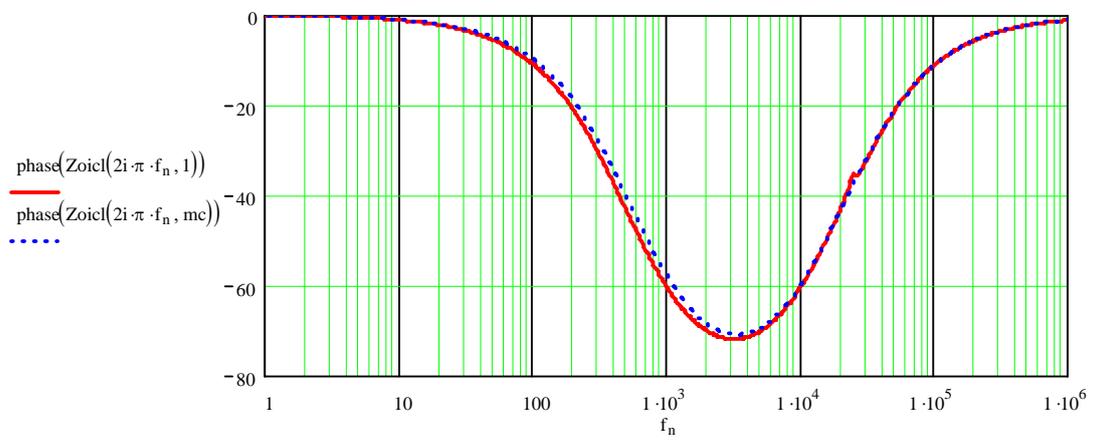
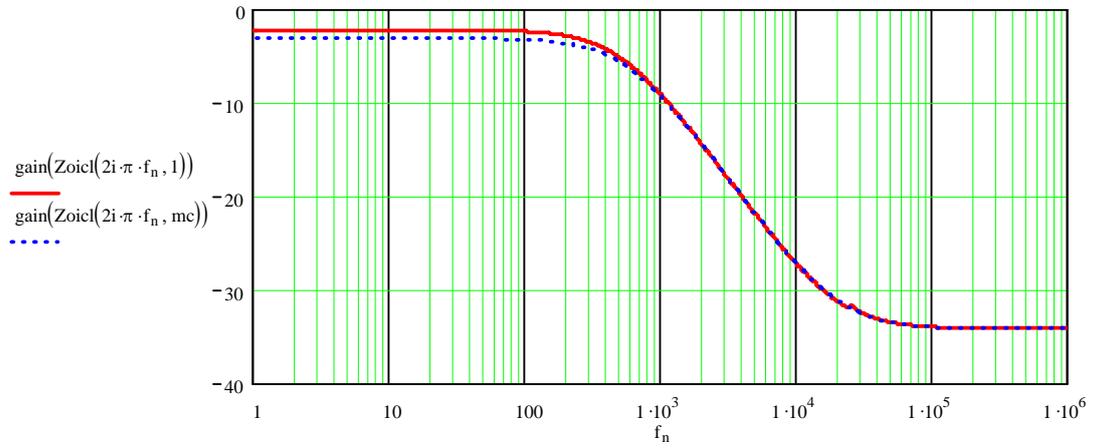


图 7.电流环闭合后输出阻抗 Zoicl (mc=1, 1.5)

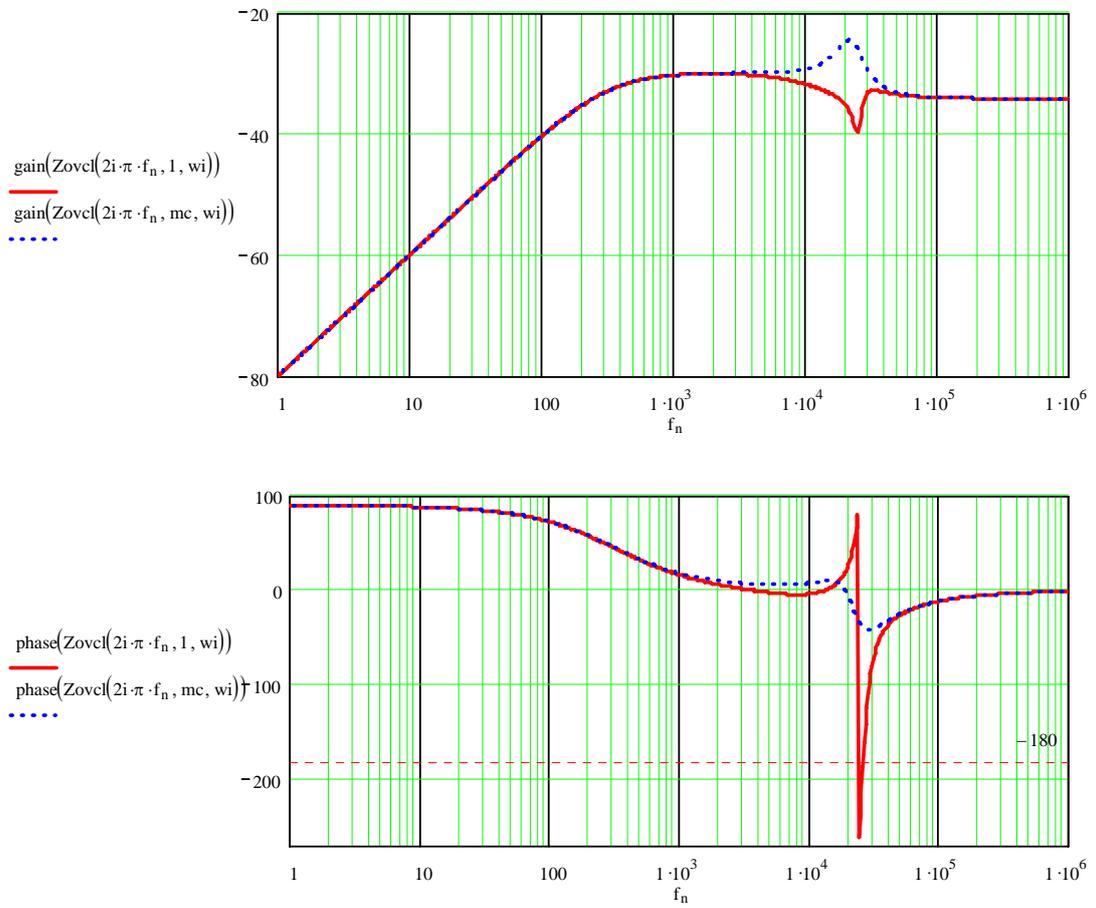


图 8. 电流环和电压环都闭合后输出阻抗 Z_{ovcl} ($mc=1, 1.5$)

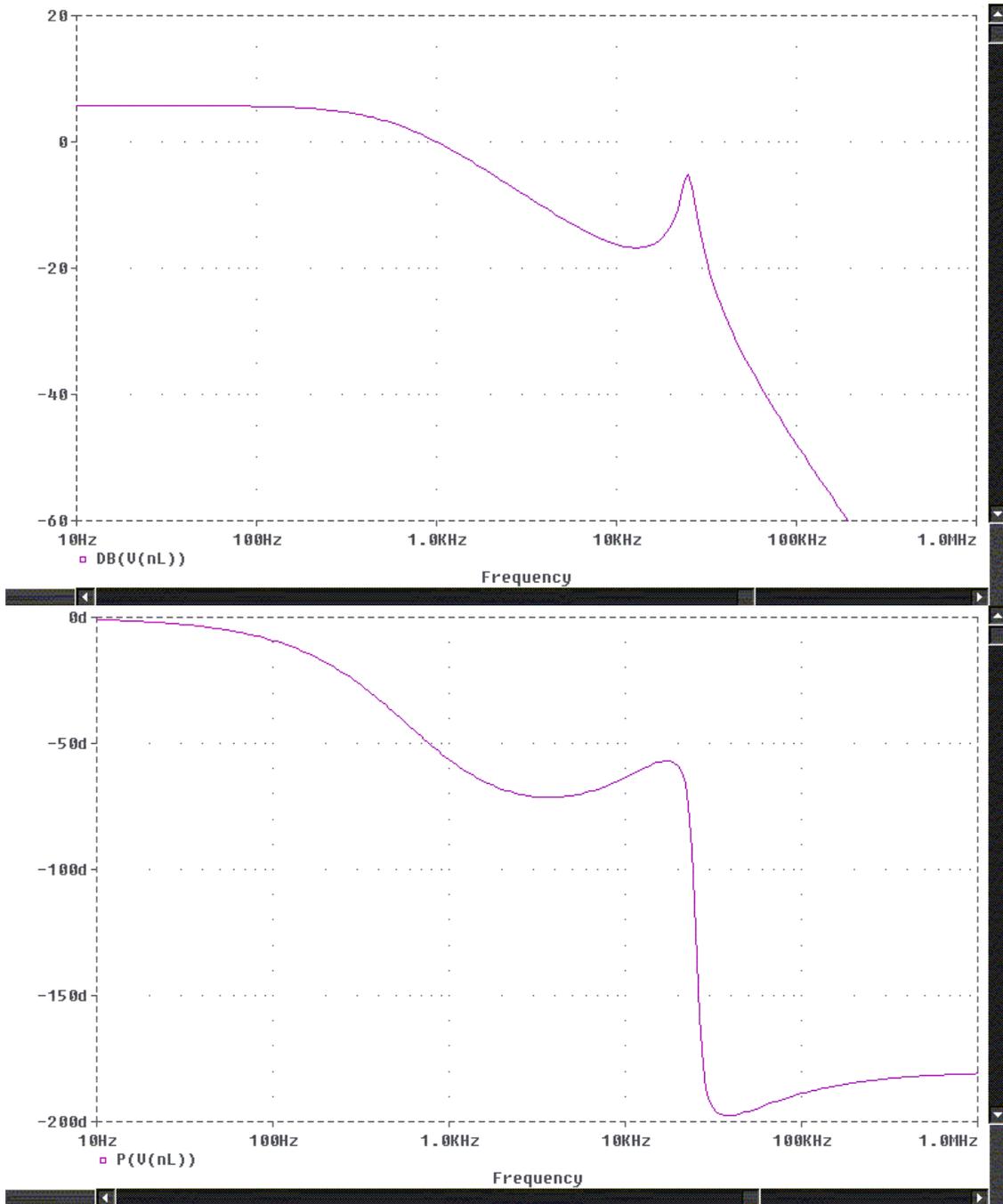


图 9. Pspice 结果:电流内环闭环控制到输出传递函数 G_{oc} ($mc=1$)

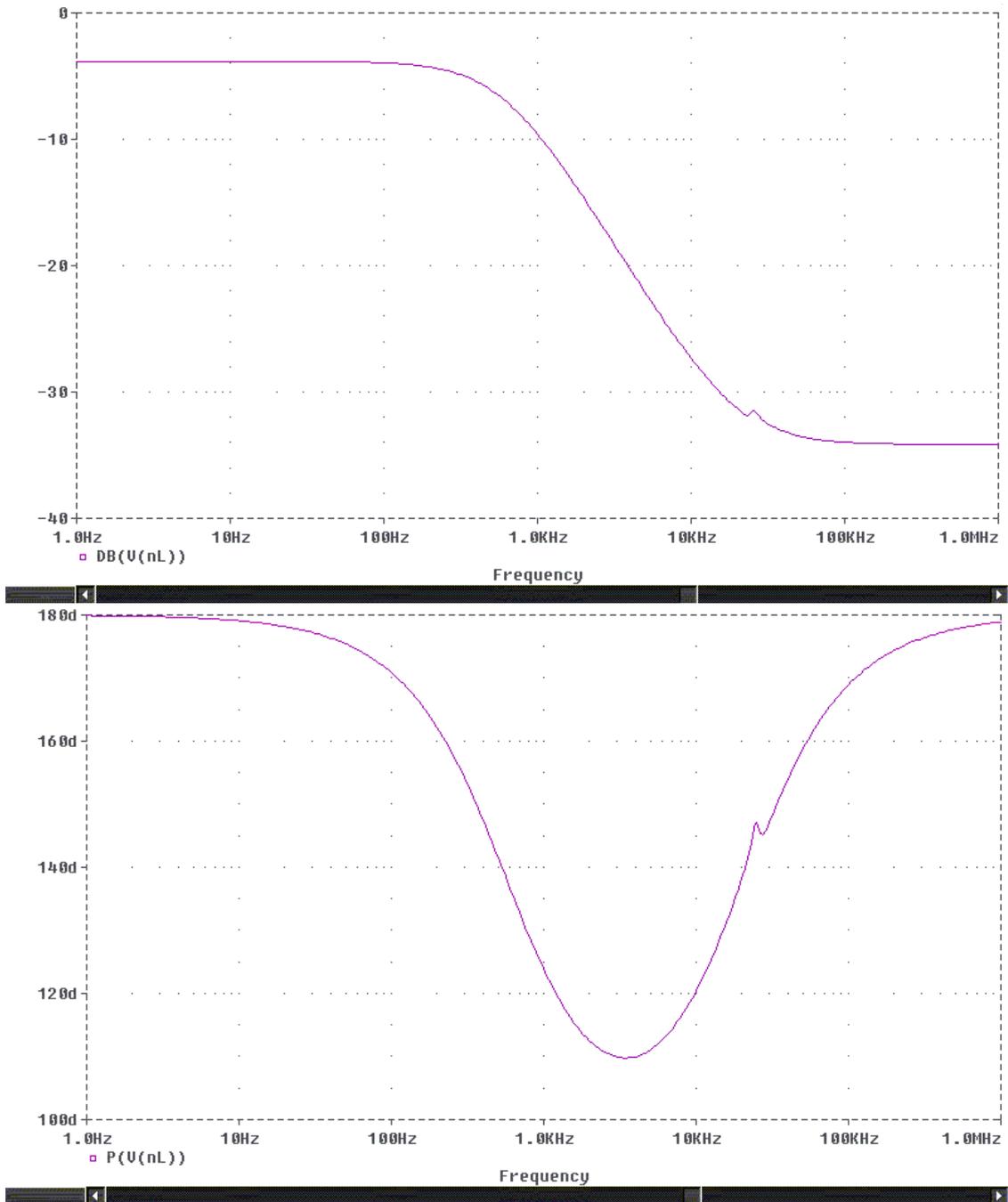


图 10. Pspice 结果: 电流环闭合后输出阻抗 Z_{oi1} ($m_c=1$)

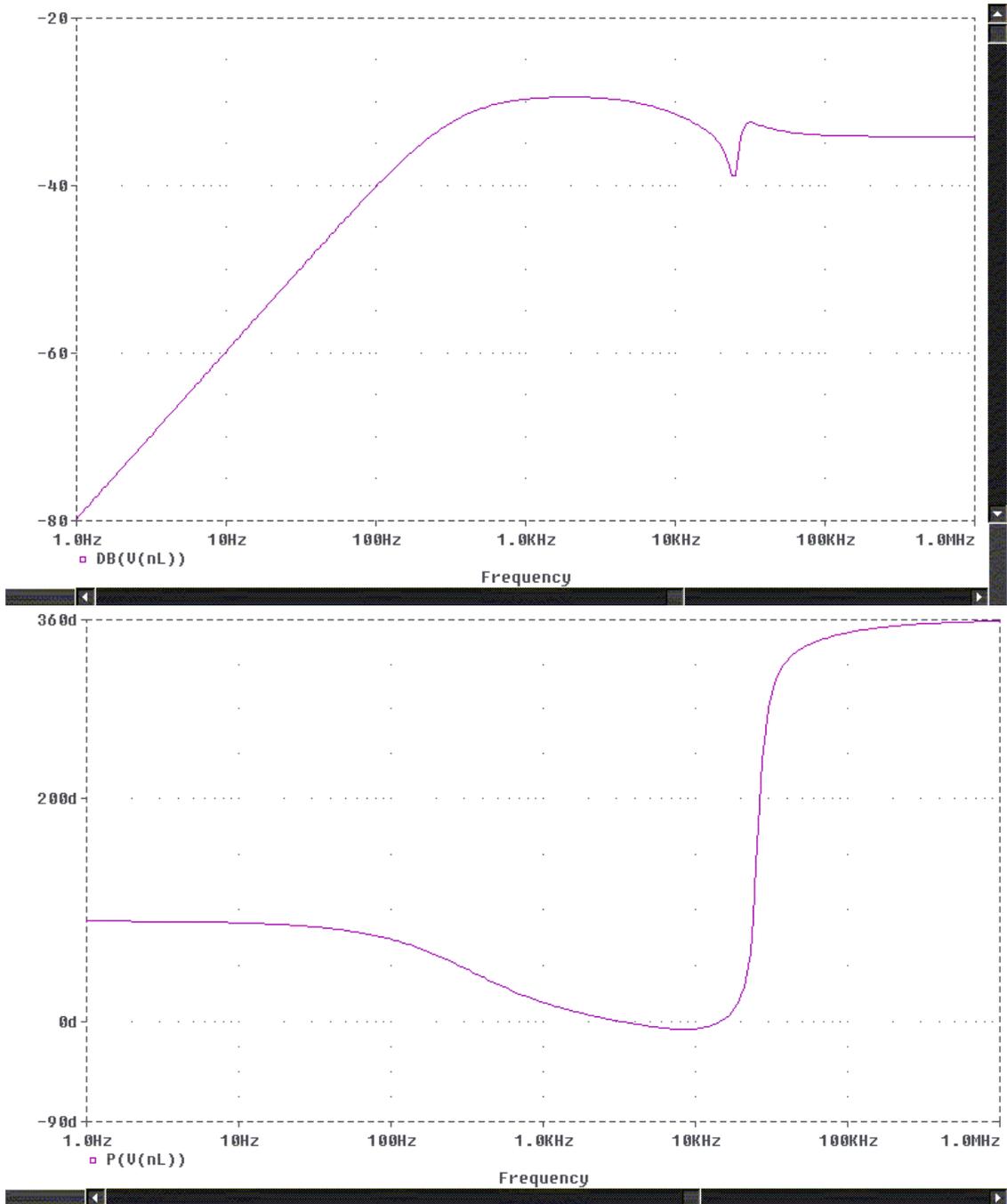


图 11. Pspice 结果: 电流环和电压环都闭合后输出阻抗 Z_{ov1} ($mc=1$)

电源反馈设计速成篇之九: 比较篇(Current Mode or Voltage Mode)

本文来自 Dr. Ray Ridley 的 “Current Mode or Voltage Mode”

电流模式的优点:

1. 易补偿

电压模式在滤波器谐振频率后相位急剧下降需要 Type 3 补偿器稳定系统。电流模式在低频象单极点系统, 因为电流环控制了电感。这增加了相位裕量使变换器更易于控制。Type 2 补偿器已足够了, 极大地简化了设计。图 1 比较了电压模式和电流模式主回路幅值和相位, 显示电流模式是多么容易补偿。

2. RHP 零点变换器

电流模式不能消除 Boost, Flyback 等变换器的 RHP 零点。但是它能使这些变换器的补偿更容易。对电压模式来说, 剪切频率要高于滤波器谐振频率, 否则滤波器要产生振荡。如果变换器的剪切频率受到 RHP 零点的限制, 剪切频率不可能高于滤波器谐振频率。对电流模式来说就不存在这一问题。

3. CCM 和 DCM 运行

电压模式从 CCM 进入 DCM 时改变很大如图 2 所示。要设计一个补偿器让电压模式在 CCM 和 DCM 下都有好的性能是不可能的。对电流模式来说跨越 CCM 和 DCM 就不存在这一问题。在剪切频率处特性几乎一致如图 3 所示。在 CCM 和 DCM 下有优化的响应是主要优点, 这让主电路的运行更有效。让变换器对所有的负载, 输入电压, 温度, 瞬间变化, 其他参数变化时保持在 DCM 下可能导致严重的元件应力。

4. 抗输入噪音

电流的闭环给输入噪音带来了极大的衰减。对 Buck, 适当的锯齿波补偿可使输入影响为零。即使电流模式电压环的中等增益也可极大衰减输入纹波。对电压模式来说, 实现同样的性能要有大的多的增益才行。

电流模式的缺点:

1. 电流检测

需要更多的电路, 或损耗来精确的检测开关电流或电感电流。对大多数隔离电源, 用取样电阻或电流互感器检测开关电流。电流取样必须有足够的带宽来重建电流信号。电流互感器带宽必须比开关频率高几个数量级才能可靠工作。

2. 子谐波振荡不稳定

占空比接近 50% 时不稳定。可用斜坡补偿解决, 但增加了复杂性。

3. 信噪比

电流模式电源最大的问题是电流检测信号的噪音。电流检测信号往往太小, 受 PWM 芯片限制, 小于 1V。直流分量大而交流分量小。如果考虑到尖峰和振荡情况将更糟。

解决方案包括滤波, 改变检测点, LEB (前沿封锁)。

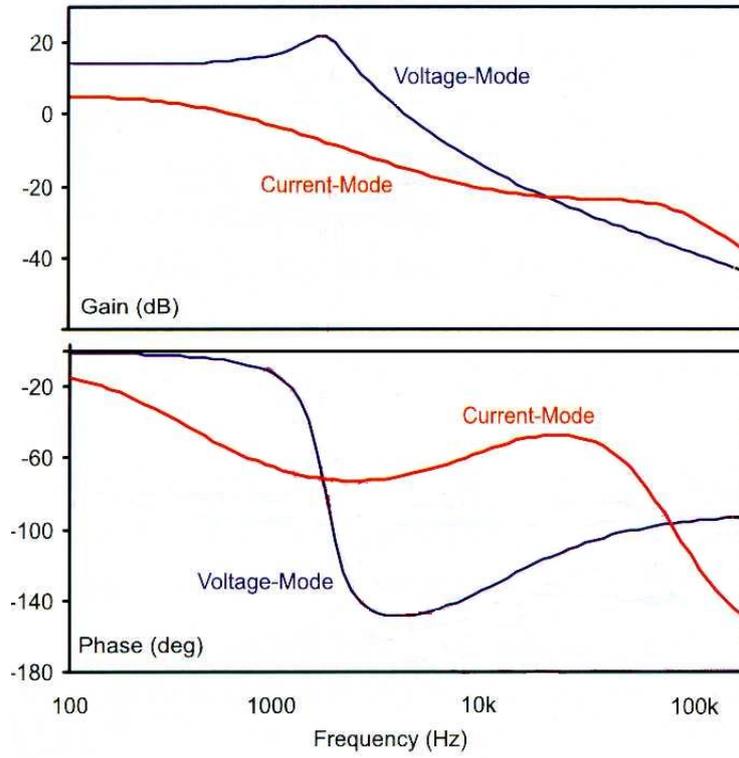


图 1. 电压模式和电流模式主回路幅值和相位

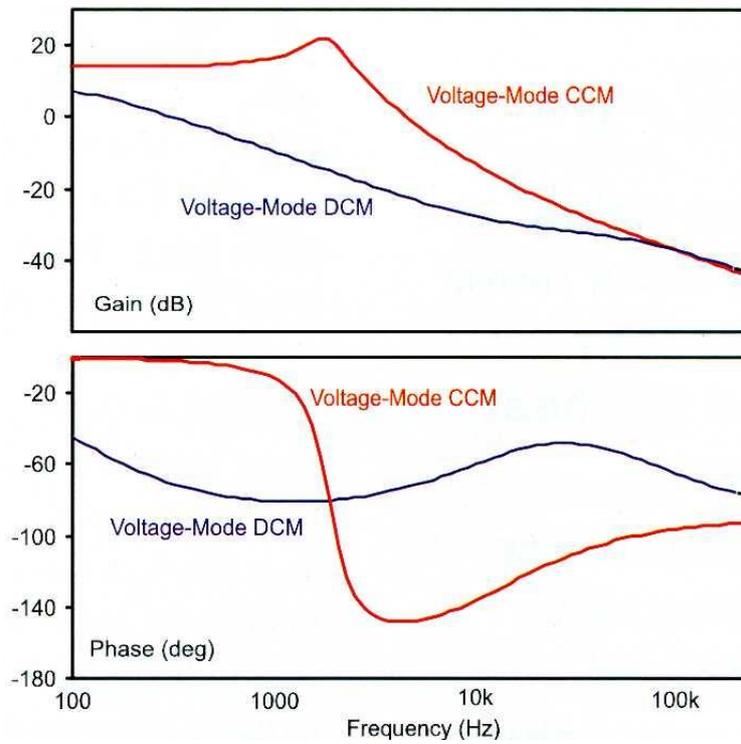


图 2. 电压模式 CCM 和 DCM 主回路幅值和相位

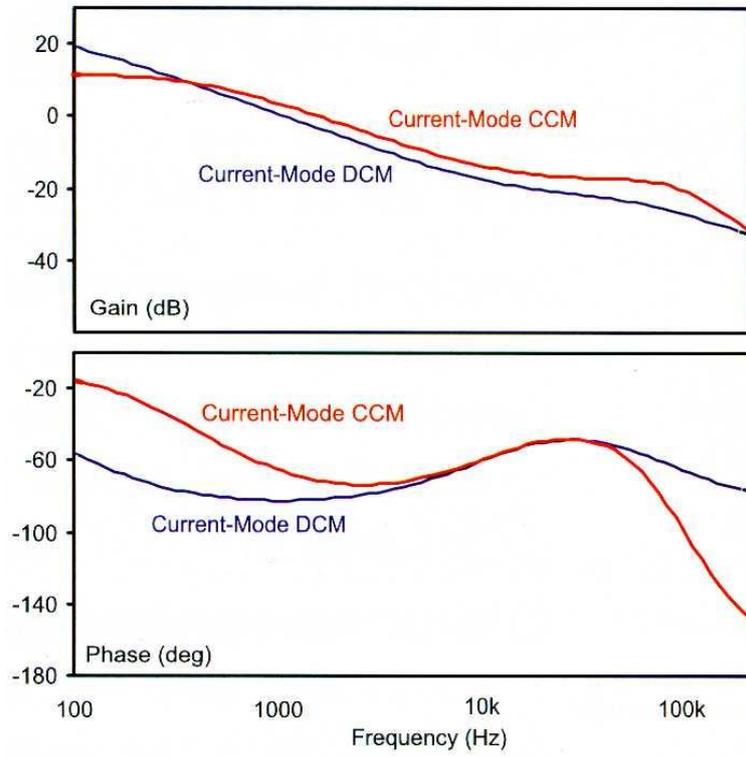


图 3. 电流模式 CCM 和 DCM 主回路幅值和相位

电源反馈设计速成篇之 实战 1 (Multi Phase Buck)

速成九篇之后, 应该是实战了。俗话说, 师傅领进门, 修行在个人。多相交错 Buck 在低压大电流下已是工业界标准。电压模式和电流模式控制在这个电路下如何建模呢?

图 1 是多相交错 Buck 示意图。还给出了两相交错 Buck 电感电流波形。纹波可以抵消, 是其一大优点。

图 2 是单相 Buck 平均模型。由此可猜测, 多相交错 Buck 可否是如图 3 所示的模型呢?

图 4 给出了两相交错 Buck 的表达式计算结果和 Simplis 的仿真结果。Simplis 的好处是其可以对任意拓扑结构的电路进行开关模型的小信号仿真, 也就是说你不需要知道一个新开关电路的线性化的平均模型, 你就可以直接进行小信号仿真而求得开环回路增益 Loop Gain, 当然前提是你仿真得到稳态波形。所以 Simplis 的仿真结果往往和实际测量结果一致。这就是说 Simplis 往往可以代替实际测量来进行验证理论结果。毕竟每次做一个电路测量不是那么方便。

图 4 两相交错 Buck 的表达式计算结果和 Simplis 的仿真结果是一致的。所以多相交错 Buck 可以等效成单相 Buck 平均模型, 等效电感量为一相电感量除以相数, $L_{eq}=L/n$ 。

以上结果对电压模式正确。对电流模式呢?

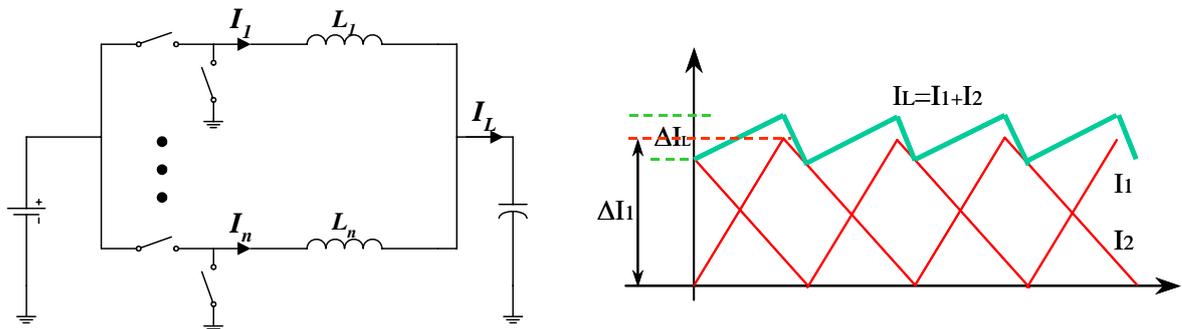
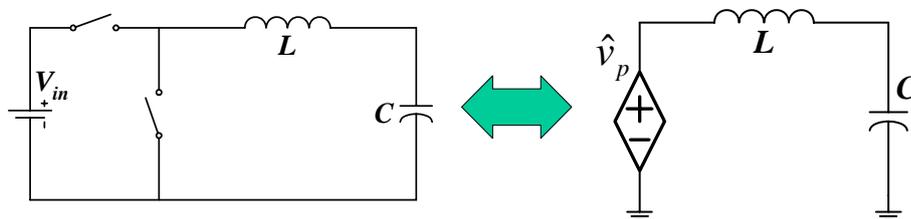


图 1. 多相交错 Buck



$$\hat{v}_p = V_{in} \cdot \hat{d}$$

图 2. 单相 Buck 平均模型

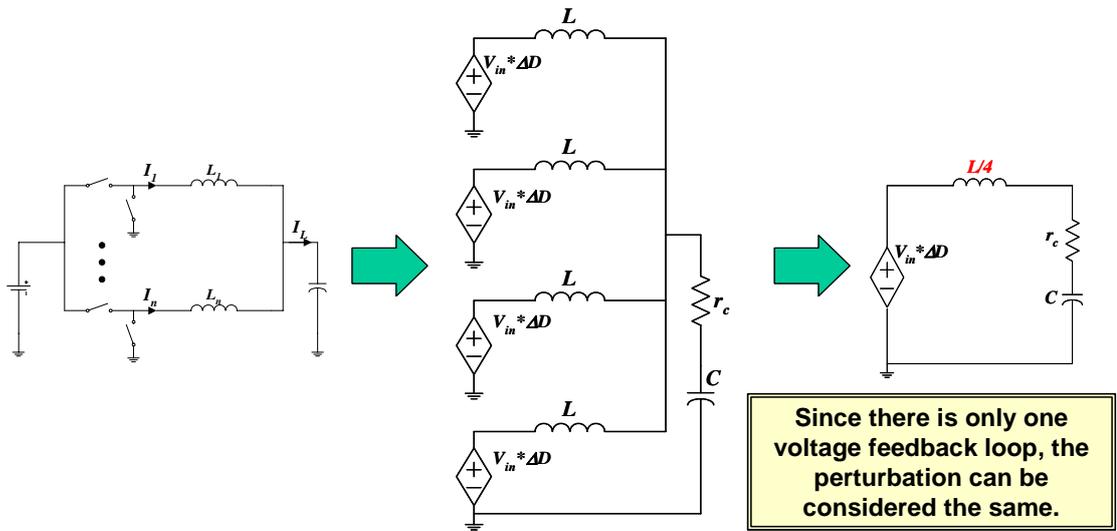


图 3. 多相交错 Buck 平均模型

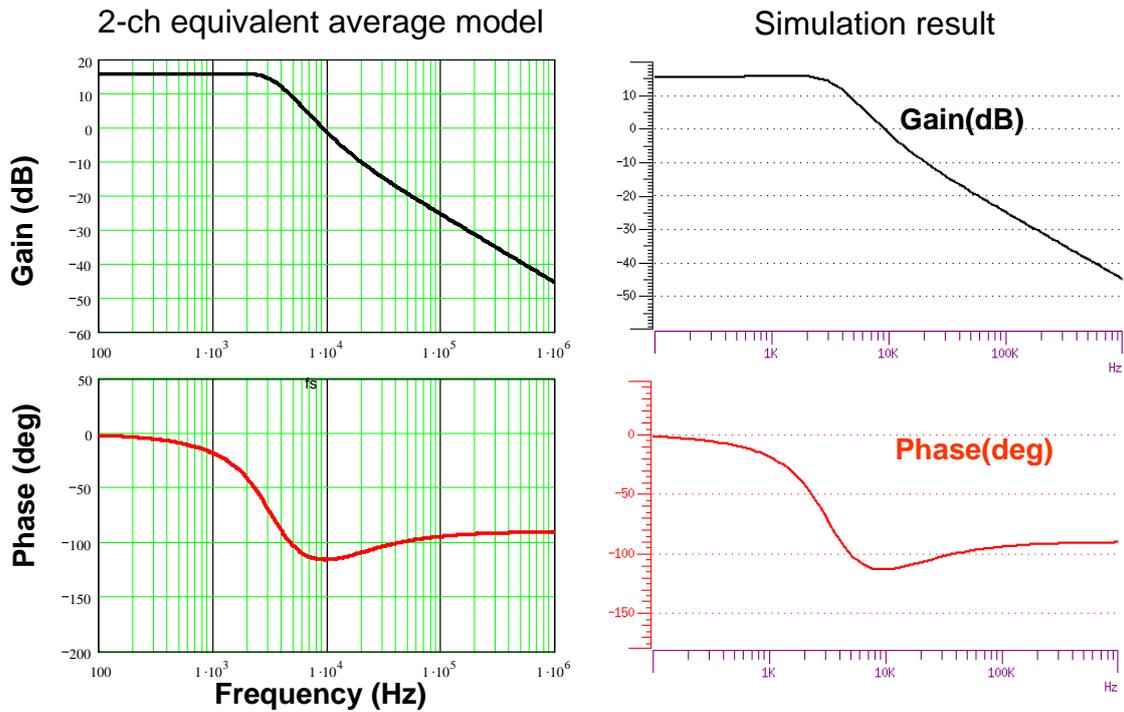


图 4. 两相交错 Buck 电压模式计算结果和仿真结果

以上结果对电压模式正确。对电流模式呢？

图 5 是单相 Buck 电流模式平均模型。由电压模式结论可知，多相 Buck 可以等效为单相 Buck，等效电感量为一相电感量除以相数。但是这里电流模式要保持 di/dt 不变，就是说等效前的电感 di/dt 要和等效后的 di/dt 一致。电感为原来的 $1/n$ ，为了维持 di/dt ，等效采样电阻也要变为原来的 $1/n$ 。

图 6 是多相 Buck 电流模式平均模型。这是我们的猜测，是否准确应由实践来检验之。

图 7 给出了两相交错 Buck 电流模式的表达式计算结果和 Simplis 的仿真结果。两者是一致的。

图 8 给出了两相交错 Buck 电流模式的实际测量结果。和理论结果吻合，如理论结果剪切频率在 10kHz，相位裕量 90 度，实际测量为剪切频率在 8.6kHz，相位裕量 86 度。曲线 damping 略有不同，这是不可避免的，因为 ESR 等参数只能估计一下。

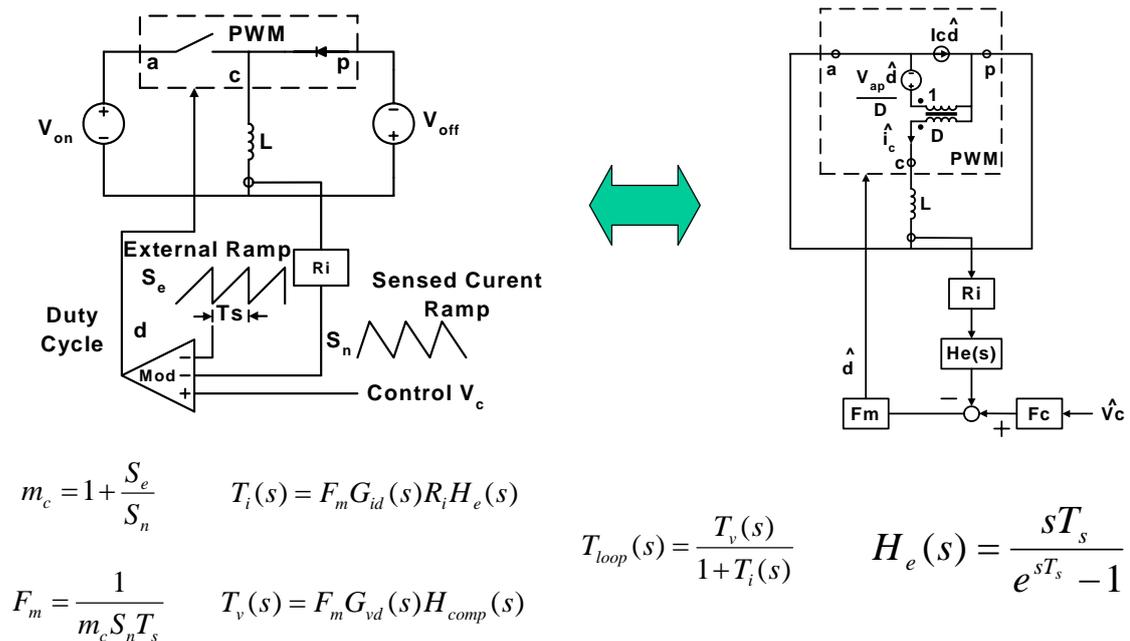


图 5. 单相 Buck 电流模式平均模型

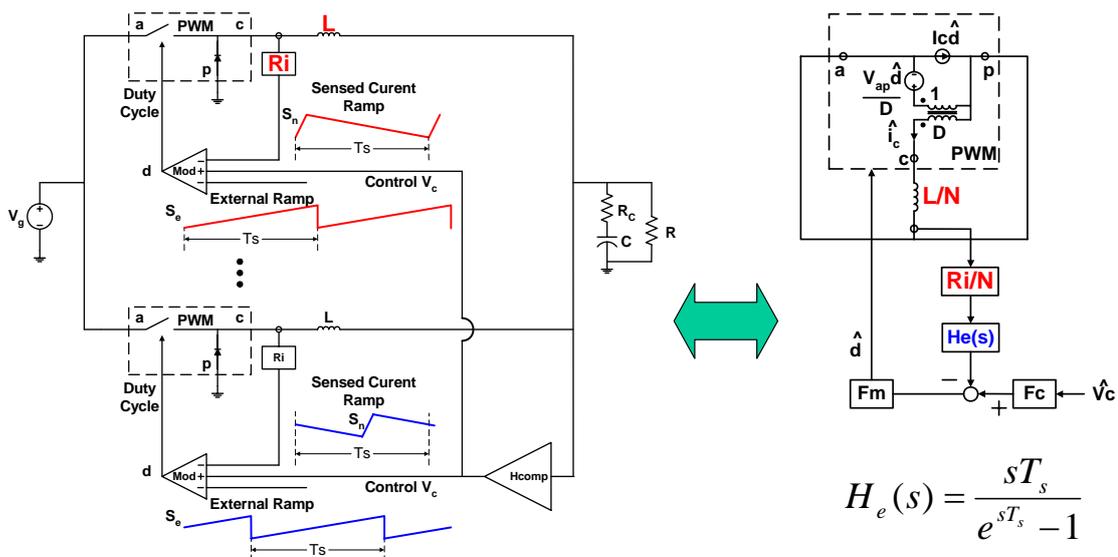


图 6. 多相 Buck 电流模式平均模型

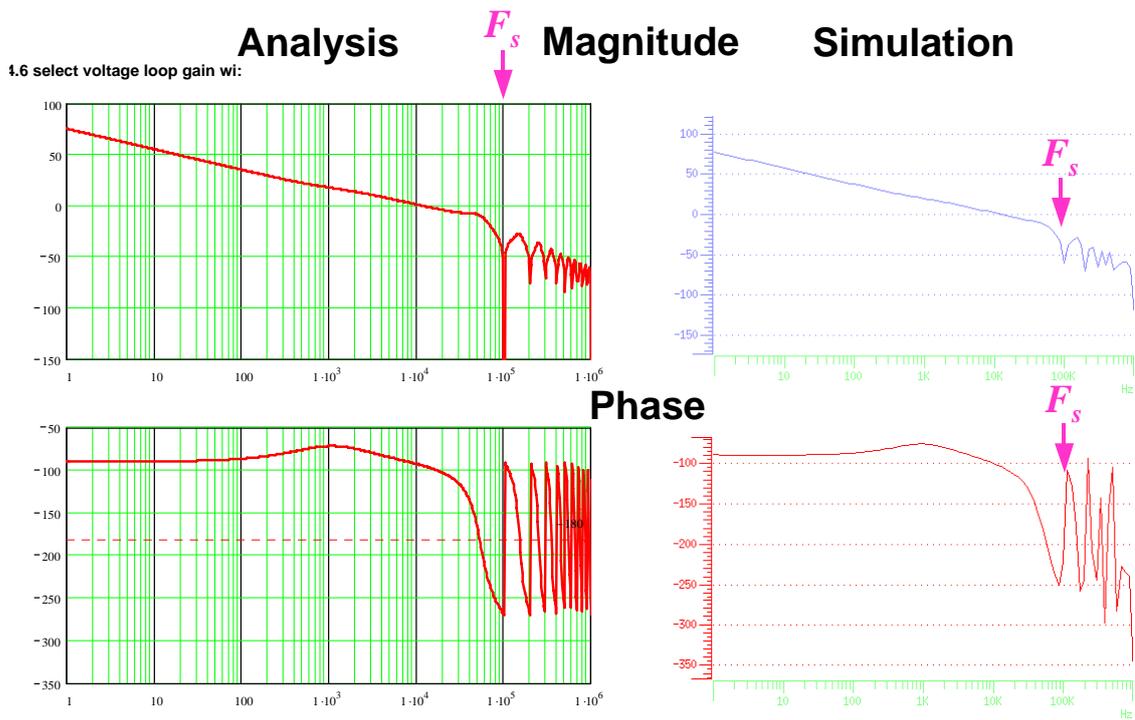


图 7. 两相交错 Buck 平均模型电流模式计算结果和仿真结果

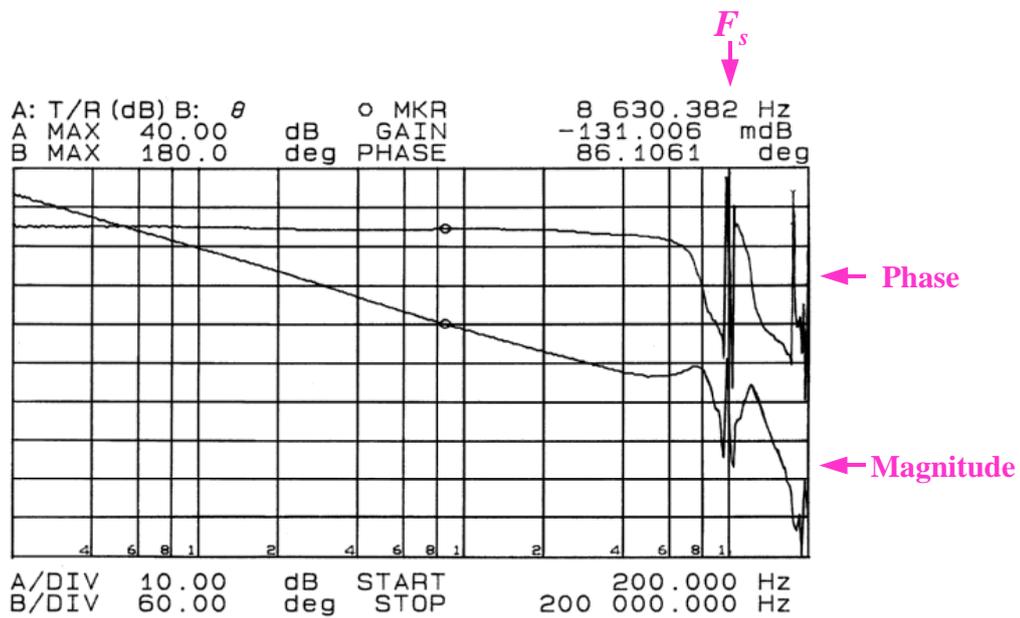


图 8. 两相交错 Buck 实际测量结果