

开关转换器之回授控制– OTA Type II/III 之相位提升

Feedback Control for Switching Converters – Phase Boost for OTA Type II/III

摘要

Type II 补偿器通常用于电流模式控制的开关转换器回授电路，一般可获得良好的线电压与负载调节及瞬时响应。然而当工作点（如输入电压或负载电流）改变，原设计的补偿器可能会有稳定度变差，或相位裕度不足的情形发生。此外，当转换器的工作环境发生变化，如温度、湿度、或零件老化等，都可能造成系统稳定度的改变，甚至导致电源系统不稳定。本文探讨因应原设计参数改变而采用相位提升电路，以改善系统稳定度，并以立锜科技降压转换器 RT2857B 为实例说明稳定度改变的情形，提出两种相位提升电路作为改善，最后以 Mathcad 作计算及 SIMPLIS 作电路仿真，验证理论的分析。

目录

一. 降压型转换器之小信号模型.....	2
二. OTA Type II 与 Type III 补偿器的设计	5
三. 设计范例	10
四. 结论	17
五. 参考文献	17

一. 降压型转换器之小信号模型

探讨电源转换器的回授设计首先须从功率电路的开环转移函数开始；其频率响应是非线性的，透过小信号模型而线性化后，可以获得随工作点而异的转移函数。根据此开环的转移函数来设计回授补偿电路，使死循环系统具有低的线电压及负载调节率，且对于负载电流瞬变发生时，输出电压可有很低的过冲（overshoot）与很快的回复稳态的调节时间（settling time）；此外，也希望能对环境温度、长时间老化等都有相当的因应能力。而评价死循环效能并达到上述之目标最简单的方法就是透过电源系统的环路增益（loop gain）分析，并藉由交越频率与相位裕度以比较系统的响应带宽与相对稳定度。

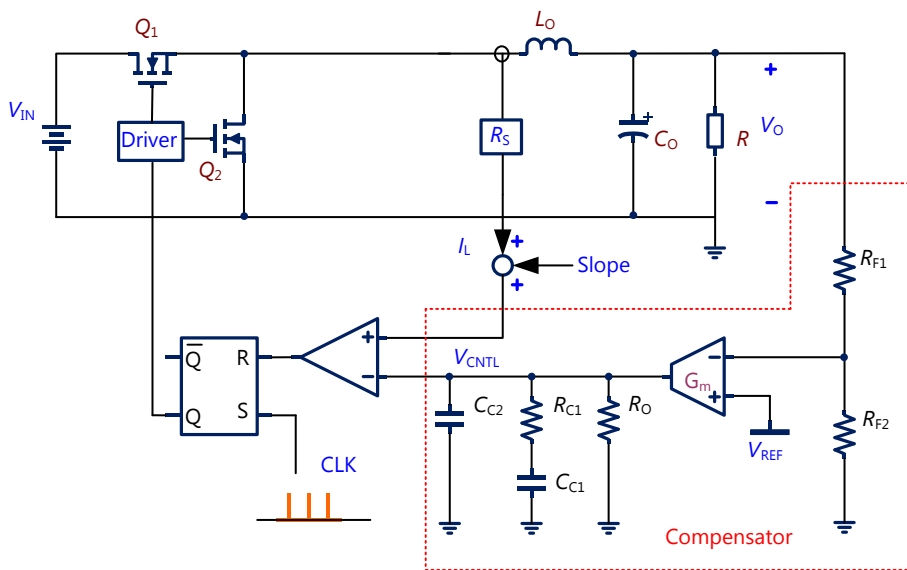


图 1、降压型开关转换器电路与其回授电路

图 1 为一常规峰值电流控制（peak current mode control）的降压型转换器电路，红色虚线区域为其回授补偿电路（compensator）。输出电压 V_O 经 R_{F1} 、 R_{F2} 分压采样，与一参考电压 V_{REF} 作比较，其误差经过放大之后，得到一个控制电压 V_{CNTRL} ；控制电压再与经电感电流检知增益 R_S 之电感电流峰值比较得到控制开关晶体 Q_1 的逻辑信号，完成双环闭回路控制。

功率电路的开回路转移函数，即从控制电压 V_{CNTRL} 到输出电压 V_O 的频率响应，本文采用的是双环控制（two-loop feedback）降压转换器小信号模型，其模型演进与推导相当繁复，不是本文的重点，详细的电路模型与参数推导可参考文献[1, 2, 3]。此功率电路在连续导通模式（continuous conduction mode）下的开环转移函数可由以下近似式式（1）表示：

$$\frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{v}_{CNTRL}(s)} \approx \frac{R}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R \cdot T_S}{L_O} \cdot [m_C \cdot (1-D) - 0.5]} \cdot F_p(s) \cdot F_h(s) \quad (1)$$

其中，

$$F_p(s) = \frac{1 + s \cdot C_O \cdot r_C}{1 + \frac{s}{\omega_P}} \quad (2)$$

$$F_h(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_h \cdot Q_p} + \frac{s^2}{\omega_h^2}} \quad (3)$$

$$\omega_p = \frac{1}{C_o \cdot R} + \frac{T_s}{L_o \cdot C_o} \cdot [m_C \cdot (1-D) - 0.5] \quad (4)$$

$$m_C = 1 + \frac{S_E}{S_N}; \omega_h = \frac{\pi}{T_s}; Q_p = \frac{1}{\pi \cdot [m_C \cdot (1-D) - 0.5]} \quad (5)$$

在式(1)中，直流增益除了与工作点 R 、 D 有关外，也和电感电流检知增益 R_S 、电感值 L_O 、开关周期 T_S 以及斜坡补偿 (S_E , S_N) 有关系，相当复杂。其中 $F_p(s)$ 有一个低频的极点 ω_p 以及输出电容 ESR 零点。如式(4)所示， ω_p 与工作点、输出滤波器 L_O 、 C_O ，以及斜坡补偿有关，即当工作点变化时， ω_p 极点也会随之而变；分子为输出电容 ESR 零点，并不会随工作点改变。 $F_h(s)$ 为采样维持函数的近似值；在开关频率一半的地方有两个极点，同时有一个与补偿斜坡有关的 Q_p 值。从式(5)可知，当其分母趋近于 0 时， Q_p 值会变很大，即形成一个尖峰 (peaking)，此尖峰会造成次谐波振荡 (subharmonic oscillation)。若工作周期 D 高于 0.5 且无斜坡补偿 ($m_C=1$) 时， Q_p 值为负值，表示 $F_h(s)$ 在一半开关频率时会有有一对共扼复数极点，相位会陡降，而增益大小则有一尖峰，造成系统不稳定。解决方法是加入斜坡补偿 S_E ，让 Q_p 为正值，以确保系统稳定。(S_N 电感电流的上升斜坡量。)

为方便以数值说明，本文后续都采用立锜科技 RT2857B 电流模式控制同步整流降压转换器之功率电路当成回授设计的受控平台。其开关频率设定为 420kHz，内嵌固定斜坡补偿量 $S_E = 54 \text{ mV}/\mu\text{s}$ ；电感电流检知增益 R_S 为 62mV/A。输入电压范围为 6V 至 12V，输出电压为 1.8V，最大负载电流为 6A。功率电感选用 2.2μH，其绕线电阻为 11mΩ；输出电容 330μF，其等效串联电阻 (ESR) 为 9mΩ。

图 2 为应用立锜 RT2857B 降压型转换器在各种不同输入电压与负载电流条件下之增益曲线，其中输出电压 V_O 均为 1.8V，而四条曲线分别代表高压轻载 ($V_{IN}=12\text{V}$, $I_O=0.6\text{A}$)、低压轻载 ($V_{IN}=6\text{V}$, $I_O=0.6\text{A}$)、高压重载 ($V_{IN}=12\text{V}$, $I_O=6\text{A}$) 以及低压重载 ($V_{IN}=6\text{V}$, $I_O=6\text{A}$) 等四个工作条件。如图所示，因为峰值电流控制有输入前馈的作用，输入电压对增益的影响不大。此范例将先以高压重载条件 ($V_{IN}=12\text{V}$, $I_O=6\text{A}$) 设计，如前所述，若选定一工作点进行补偿器设计，为避免相同的补偿器应用于其他条件如高压轻载时 ($V_{IN}=12\text{V}$, $I_O=0.6\text{A}$)，补偿效果受到影响，仍须检查其他条件下的相位裕度 (phase margin)，以确保系统的稳定。

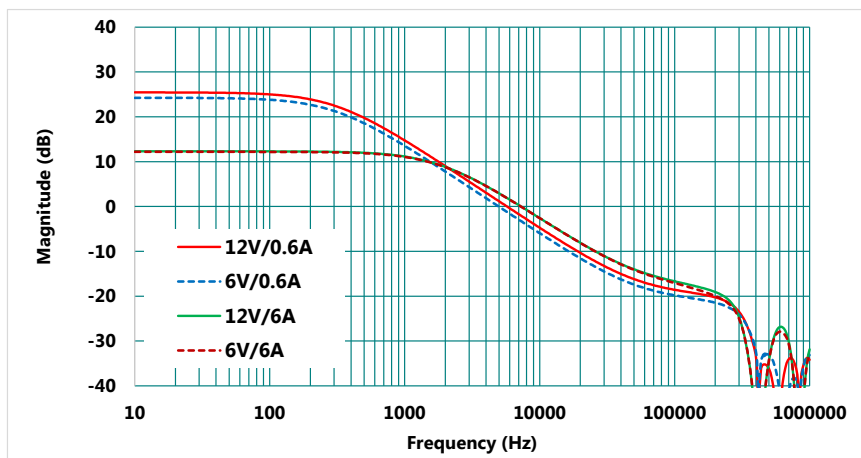


图 2、不同输入输出条件下之控制电压对输出电压的增益曲线

图 3 为输入电压 $V_{IN}=12V$ ，负载电流 $I_O=6A$ 的工作点下，依式 (1) 所得之频率响应波德图，包括增益及相位。其低频直流增益为 12dB；在 745Hz 处有一个极点 f_{P1} ，53kHz 有一输出电容 ESR 零点 f_{Z1} ，在一半开关频率，约 210kHz 处，有一对共轭复数极点 f_{P2} 、 f_{P3} ，增益与相位陡降，分别以 $-40dB/dec$ 和 $-180^\circ/dec$ 之斜率衰减。

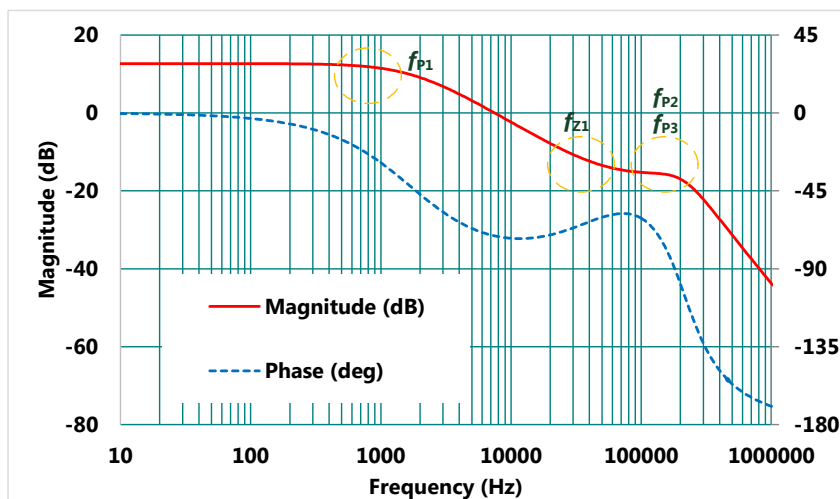


图 3、功率级转移函数波德图 ($V_{IN}=12V$, $I_O=6A$)

所谓环路增益 (loop gain) 是功率电路的频响增益与补偿电路增益的乘积。对一个电源转换器而言，若要有很低的线电压与负载稳压率，在零频率时，要有很高的环路增益，所以一般补偿器在零频率会有一个极点。另外，为了系统稳定，以及兼顾瞬时响应 (transient response)，环路增益的单位增益带宽 (unit-gain bandwidth)，也就是通称的交越频率 (crossover frequency)，会设计在大约开关频率 (f_s) 的 $1/20$ 到 $1/5$ 之间；且必须有相当程度的相位裕度，最好是在 50° 以上。有了上述之系统需求，就可以设计补偿器了。

本文是以最为熟知与采用的极零点置放法 (pole-zero placement) 作补偿器设计。以峰值电流模式控制的降压转换器为例设计补偿器时，除上述之零频率极点外，并在功率电路的低频极点处 f_{P1} 置放一个补偿器零点 f_{CZ1} ；在中频输出电容 ESR 零点处 f_{Z1} 置放一个补偿器极点 f_{CP1} ；如此，加上适当的直流增益设计，环路增益便可以 $-20 dB/dec$ 的直线通过所设定的交越频率点。至于在功率电路高频段的双极点，因为频率已经远高于交越频率，增益低于 $0dB$ ，通常在设计补偿器时不会考虑。

简单的说，补偿器会有一个零频率极点，及一个低频的零点，到了电容 ESR 处有一个极点。这样的补偿器，通称为 Type II 补偿器。一般峰值电流模式控制的降压转换器若采用 Type II 补偿器，都可得到满意的效能。然而当电源系统的工作点改变，或交越频率设定的不适当，或是电路器件的参数值 (特别是电容) 因为老化而变质等等，都会让原来的死循环系统稳定度受到影响，相位裕度降低。下章将从回授补偿器的组态探讨，以找到简单方便的解决方案。

二. OTA Type II 与 Type III 补偿器的设计

运算跨导放大器 (Operational Transconductance Amplifier; OTA) 之功能为将输入差分电压 (differential voltage) 转换为输出电流讯号, 可视为一电压控制电流源 (Voltage-Controlled Current-Source; VCCS)。相对于运算放大器 (Operational Amplifier; OPA), OTA 的结构较简单, 在 IC 内部比较容易实现, 且没有「虚拟接地」(virtual ground), 所以在电源控制 IC 中, 常作为回授控制之误差放大器。因此, 本文主要探讨如何利用 OTA 实现较常使用的 Type II 与 Type III 补偿器, 且如前所述, 以高压重载为设计补偿器之工作点。

图 4 (a) 为 OTA 之内部等效电路模型, 而图 4 (b) 为其电路符号。正端 V_{IN+} 与负端 V_{IN-} 的电压差为其输入信号, 乘上 OTA 之跨导 G_m , 即为其等效之输出电流信号。此电流源并联一高输出阻抗 R_o 与一杂散输出电容 C_o , 即得到 OTA 的输出电压。 G_m 与 R_o 的乘积即为其开环路直流电压增益, 通常可高达 60dB 以上; R_o 与 C_o 造成的极点, 决定了 OTA 的开路带宽, 可达数 MHz 以上。

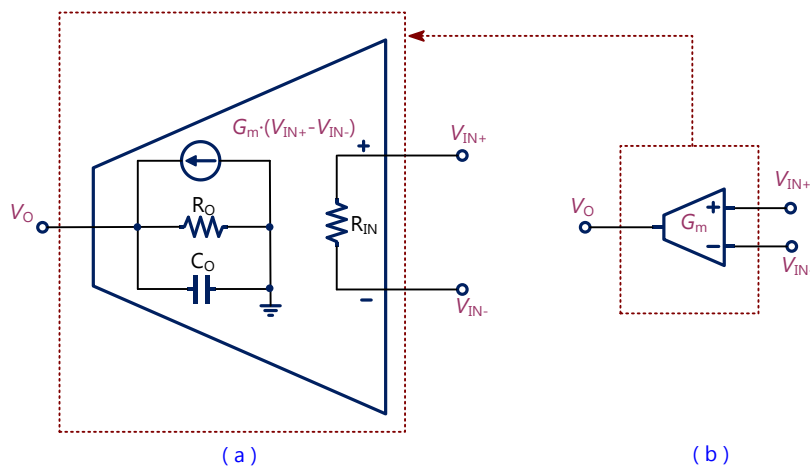


图 4、OTA 电路 (A) OTA 等效模型 (B) OTA 电路符号

1. OTA Type II 补偿器

式 (2) 为一标准 Type II 补偿器转移函数, 具有一零点 ω_{CZ1} 与二个极点: 零频率极点及 ω_{CP1} , A 为直流增益大小, 图 5 为其对应之波德图。

$$G_{comp}(s) = A \cdot \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{CZ1}})}{s \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{CP1}})} \quad (2)$$

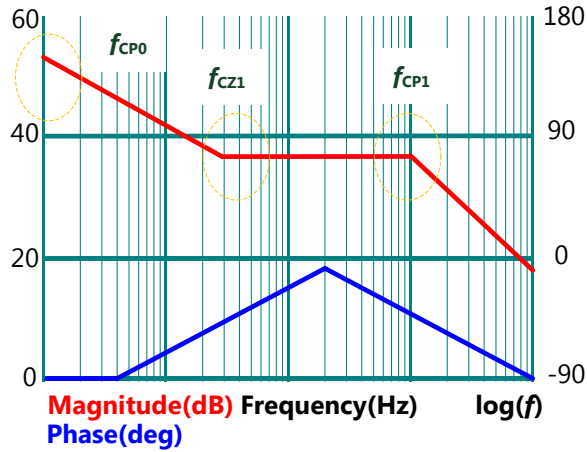


图 5、TYPE II 补偿器增益与相位之波德图

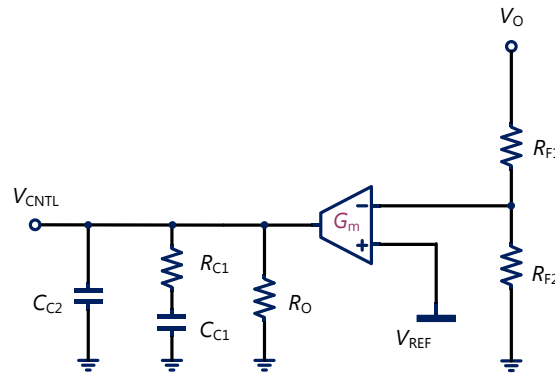


图 6、OTA 之 TYPE II 补偿器

图 6 所示为一 OTA Type II 补偿器，推导其转移函数结果，如式 (3)，

$$\frac{\hat{V}_{CNTL}(s)}{\hat{V}_O(s)} \approx \frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} \cdot G_m \cdot \frac{1}{(C_{C1} + C_{C2})} \frac{(1 + sR_{C1}C_{C1})}{s \cdot (1 + sR_{C1} \cdot \frac{C_{C1}C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}})} \quad (3)$$

比较式 (3) 与式 (2)，二者有相同形式，列出 f_{CZ1} 与 f_{CP1} 及 A 公式如下：

$$f_{CZ1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{C1}C_{C1}} \quad (4)$$

$$f_{CP1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{C1} \cdot \frac{C_{C1}C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}})} \quad (5)$$

$$A = \frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} \cdot \frac{G_m}{(C_{C1} + C_{C2})} \quad (6)$$

此补偿器有一零频率的极点，一个零点 f_{CZ1} ，一个极点 f_{CP1} ，本文采用极零点放置法， f_{CZ1} 与 f_{CP1} 分别对应于功率级 745Hz 的极点与 53KHz 的 ESR 零点。如前所述交越频率决定后，将其代入可算出补偿器在交越频率下的相对应的增益，并算出 A ，以确定补偿器的所有系数。

极零点放置法的目标是让电路的死循环增益以 -20dB/dec 斜率通过所设计的交越频率。如此设计补偿电路，仅能确定所需的交越频率，但相位的部份则无法保证。若所得之相位裕度无法满足系统需求，就必须降低交越频率的设定，或是采用更高阶次的补偿器。图 7 为所设计出之 OTA Type II 补偿器，使用 Mathcad 之理论计算的环路增益。

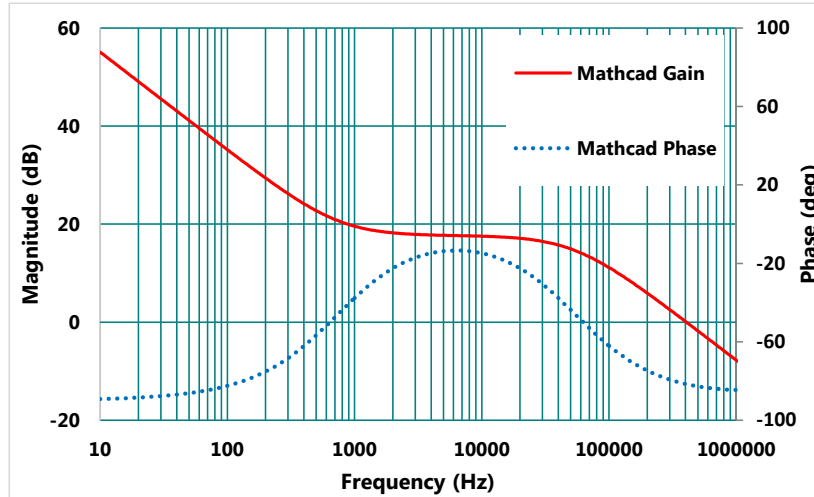


图 7、TYPE II 补偿器增益与相位之波德图

2. Type III 补偿器 – Type II 加相位提升电容

如上所述，若所得之相位裕度无法满足系统需求，除降低交越频率的设定之外，亦可采用更高阶次的补偿器。在原本的 Type II 补偿器中先加入一个零点 f_{CZ2} 与再加入一个极点 f_{CP2} ，相位在新加的极零点频率之间得到了提升，且可维持原本设计的交越频率。

图 8，在原本的 OTA Type II 补偿器电路之上分压电阻上并联一个电容 C_{F1} ，在相位上会增加一个零点与极点，以提高相位裕度，此电容通称为相位提升器 (phase booster) 或又称为前馈电容 (feedforward capacitor)。加了此相位提升电容之后，即为三极点二零点 (three-pole two-zero; 3P2Z) 的补偿器，也是一种 Type III 补偿器。

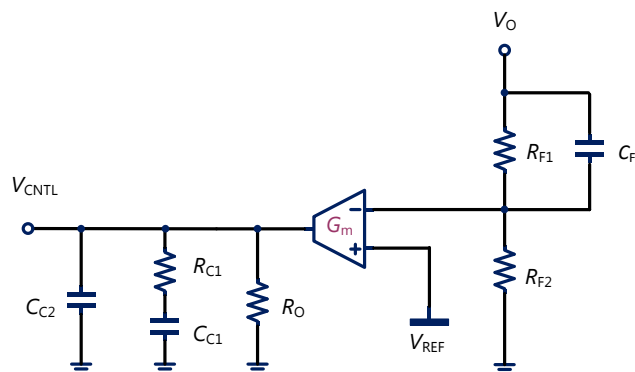


图 8、TYPE III 补偿器 – TYPE II 加相位提升电容

推导图 8 转移函数如式 (7)，

$$\frac{\hat{V}_{CNTL}(s)}{\hat{V}_O(s)} \approx \frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} \cdot \frac{G_m}{(C_{C1} + C_{C2})} \cdot \frac{(1 + sR_{C1}C_{C1})}{s \cdot (1 + sR_{C1} \cdot \frac{C_{C1}C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}})} \cdot \frac{(1 + sC_{F1}R_{F1})}{(1 + sC_{F1} \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}})} \quad (7)$$

$$f_{CZ1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{C1} C_{C1}} \quad (8)$$

$$f_{CP1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{C1} \cdot \frac{C_{C1} C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}})} \quad (9)$$

$$f_{CZ2} = \frac{1}{2 \times \pi \times C_{F1} \times R_{F1}} \quad (10)$$

$$f_{CP2} = \frac{1}{2 \times \pi \times (C_{F1} \times \frac{R_{F1} R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}})} \quad (11)$$

$$A = \frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} \cdot \frac{G_m}{(C_{C1} + C_{C2})} \quad (12)$$

由式 (10)、(11) 可以看出, 新增的零点 f_{CZ2} 与极点 f_{CP2} 是和 C_{F1} 、 R_{F1} 以及 R_{F2} 有关, 而 R_{F1} 和 R_{F2} 关系被输出电压与参考电压的比值固定, 因此, 新增的零点和极点存在着一相依的关系, 在设计零点时, 极点也就被决定了。虽设计的自由度受限, 但若小心调试也可达到相位提升的效果。图 9 为 Type II 加上相位提升电容的补偿器, 用 Mathcad 计算的理论环路增益。

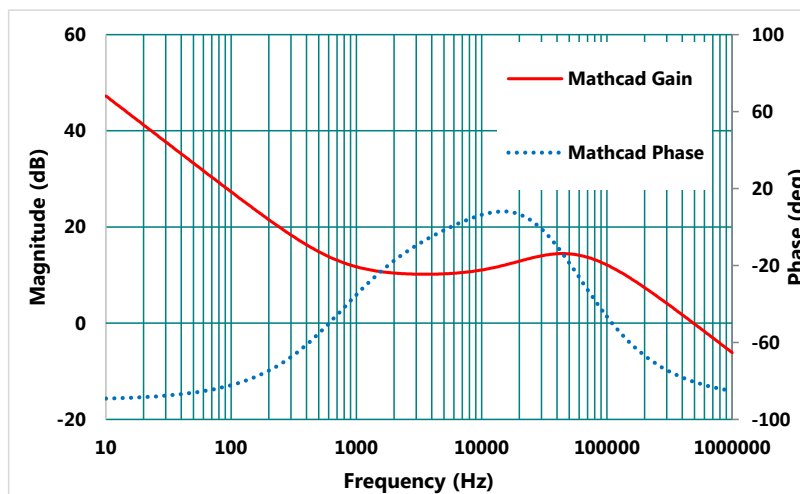


图 9、TYPE II 加相位提升电容之补偿器增益与相位之波德图

3. Type III 补偿器 – Type II 加相位提升电容与电阻

上述之 Type II 补偿器, 只能确保交越频率, 无法保证足够的相位; 若使用 Type II 加相位提升电容的补偿器, 则有设计自由度不够的问题。因为新增加的极点 f_{CP2} 与零点 f_{CZ2} 相依, 其相依关系等于输出电压与参考电压的比值, 若输出电压为 3.3V, 参考电压为 0.6V, 极点频率就为零点频率的 5.5 倍, 且固定无法调整, 应用上受到限制。

改善方法可如图 10, 在原本的 OTA Type II 补偿器电路之上分压电阻上并联一组电容与电阻, 依然会增加一个零点与极点, 亦为三极点二零点 (three-pole two-zero; 3P2Z) 的 Type III 补偿器。

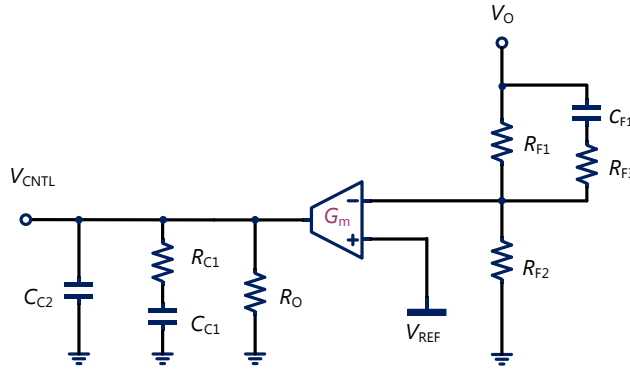


图 10、TYPE III 补偿器 - TYPE II 加相位提升电容与电阻

推导其转移函数如式 (13) ,

$$\frac{\hat{V}_{CNTL}(s)}{\hat{V}_O(s)} \approx \frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} \cdot \frac{G_m}{(C_{C1} + C_{C2})} \cdot \frac{(1 + sR_{C1}C_{C1})}{s \cdot (1 + sR_{C1} \cdot \frac{C_{C1}C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}})} \cdot \frac{1 + sC_{F1} \cdot (R_{F3} + R_{F1})}{1 + sC_{F1} \cdot (R_{F3} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}})} \quad (13)$$

$$f_{CZ1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{C1} \cdot C_{C1}} \quad (14)$$

$$f_{CP1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{C1} \cdot \frac{C_{C1}C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}})} \quad (15)$$

$$f_{CZ2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{F1} \cdot (R_{F3} + R_{F1})} \quad (16)$$

$$f_{CP2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [C_{F1} \cdot (R_{F3} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}})]} \quad (17)$$

$$A = \frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}} \cdot \frac{G_m}{(C_{C1} + C_{C2})} \quad (18)$$

由式 (16)、(17) 可以看出, 新增的零点 f_{CZ2} 与极点 f_{CP2} 是和 C_{F1} 、 R_{F1} 、 R_{F2} 以及 R_{F3} 有关, R_{F3} 可调整 f_{CZ2} 与 f_{CP2} 的相对位置, 增加设计的自由度。图 11 为所设计出之 OTA Type II 加上相位提升电容与电阻的补偿器, 使用 Mathcad 计算的理论环路增益。

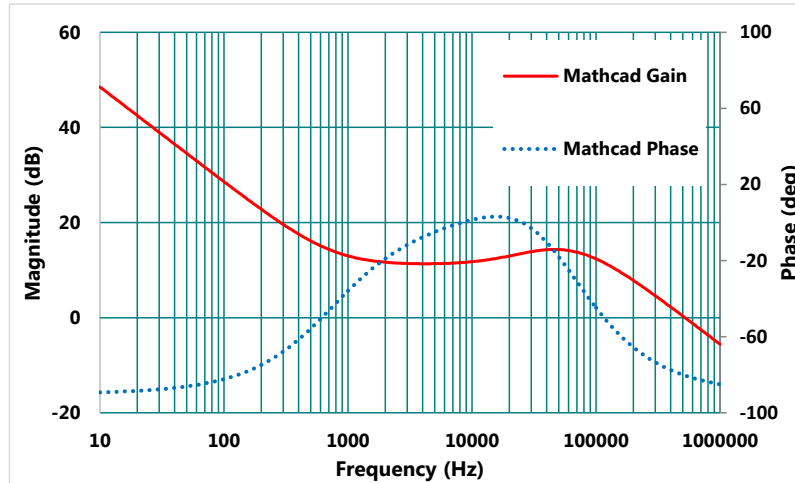


图 11、TYPE II 加相位提升电容之补偿器增益与相位之波德图

三. 设计范例

本章将以实例来说明上述之补偿器设计方法。以第一章提到的功率电路平台参数进行讨论，并使用图 3 之相关极零点参数，依序说明 Type II、Type II 加相位提升电容、与 Type II 加相位提升电容电阻的二种 Type III 补偿器之设计程序。利用上述之所推导之关系式可算出补偿器之各电路组件参数，将参数代入模拟平台 SIMPLIS 验证与理论计算作比较，并可观察各补偿器对系统闭回路相位提升之效果。

1. Type II 补偿器

设定交越频率为 60kHz。通常是选择开关频率的 1/5 到 1/20，此范例开关频率为 420kHz，60kHz 为 1/7 的开关频率。

1. 已知降压转换器极点 $f_{P1}=745\text{Hz}$ 、ESR 零点 $f_{Z1}=53.59\text{kHz}$ ，采用极零点对消法，设计补偿器零极点与之对消，即 $f_{CZ1}=f_{P1}=745\text{Hz}$ ， $f_{CP1}=f_{Z1}=53.59\text{kHz}$ 。
2. 由式 (1)，可得功率级在交越频率下之增益为 -14dB 。将 f_{CZ1} ， f_{CP1} 代入式 (2)，可得补偿器在交越频率时，增益下降 76.9dB 。因此补偿器之系数 A 须补偿此二衰减的增益，使闭回路增益在交越频率下为 0dB 。因此 $A=91.073\text{dB}$ ，或还原其倍数，即为 35800 。
3. 因设计考虑及通用性，可选择 $R_{F1}=10\text{k}\Omega$ 。已知系统参数 $V_O=1.8\text{V}$ ，转换器参数 $V_{REF}=0.6\text{V}$ ，由其电路关系 $V_O/V_{REF}=(R_{F1}+R_{F2})/R_{F2}$ ，可得 $R_{F2}=5\text{k}\Omega$ 。
4. 已知 G_m 为 1.3mA/V ， $A=35800$ ，将 R_{F1} ， R_{F2} 代入式 (6)，可得 $C_{C1}+C_{C2}=12\text{nF}$ 。
5. 将 $f_{CZ1}=745\text{Hz}$ ， $f_{CP1}=53.59\text{kHz}$ 及 $C_{C1}+C_{C2}=12\text{nF}$ 代入式 (4)、(5)，可得 $C_{C2}=168\text{pF}$ ， $C_{C1}=11.934\text{nF}$ 。
6. 将 $C_{C1}=11.934\text{nF}$ 及 $f_{CZ1}=745\text{Hz}$ 代入式 (4)，可 $R_{C1}=17.9\text{k}\Omega$ 。

上述设计程序已求得所有 Type II 补偿器的电路参数，将其代入 Mathcad 作计算并用 SIMPLIS 作模拟，其结果如图 12, 13，相位裕度为 66° 。

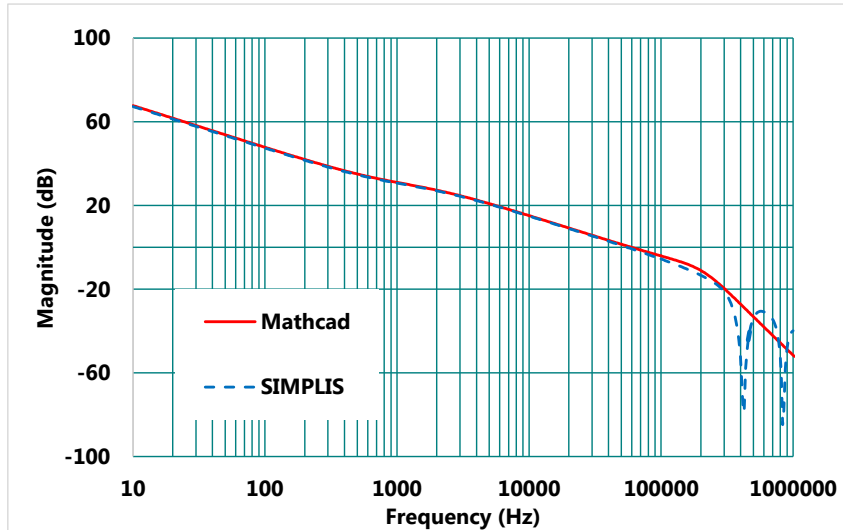


图 12、使用 TYPE II 补偿器之闭回路增益曲线波德图

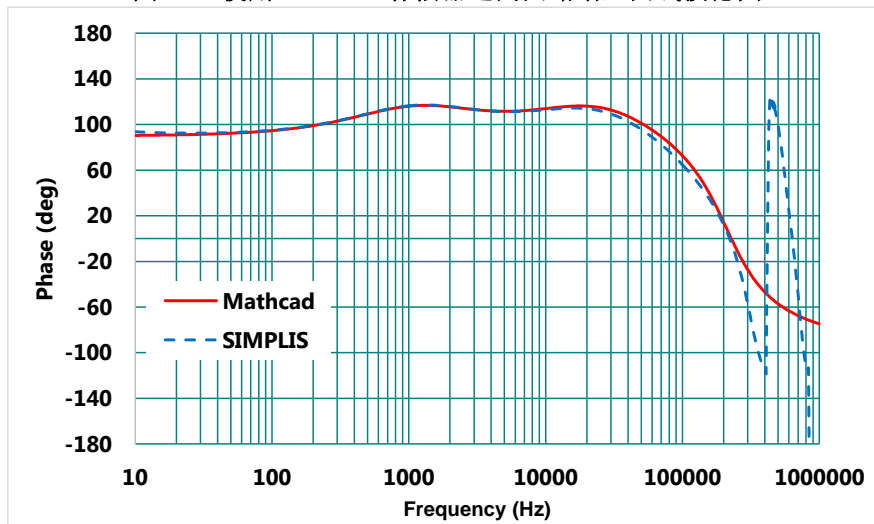


图 13、使用 TYPE II 补偿器之闭回路相位曲线波德图

2. Type II 补偿器考虑组件老化

在实际应用上，相位裕度为 66° 已有不错的稳定度，但电路组件在高温或是长时间工作之下，内部化学反应以及漏电流导致介质电压降低，可能出现老化的情况而造成参数误差变化，如输出电容的容值变小与等效电阻变大等，闭回路的特性因此改变，以下范例讨论上述的状况。

输出电容值 (C_o) $330\mu\text{F}$ 衰减至 $160\mu\text{F}$ 。等效电阻 (ESR) $9\text{m}\Omega$ 增加至 $12\text{m}\Omega$ 。当以上参数改变，根据式 (2)、式 (4) 可知功率级的 f_{p1} 与 f_{z1} 会跟着变化， f_{p1} 变更为 1.53kHz ， f_{z1} 变更为 82.89kHz ，功率级的极零点会往后偏移，若使用相同的 Type II 补偿器，因为 f_{z1} 零点位置延后，可预见交越频率会提高，相位裕度也会因为接近双极点而衰减。

电容老化的范例，使用同样的 Type II 补偿器，闭回路补偿结果改变，其模拟与计算结果如图 14、15，交越频率为 90kHz ，相位裕度降为 41° ，相位大幅减少，在组件老化时，原本良好的系统稳定性会受到影响。

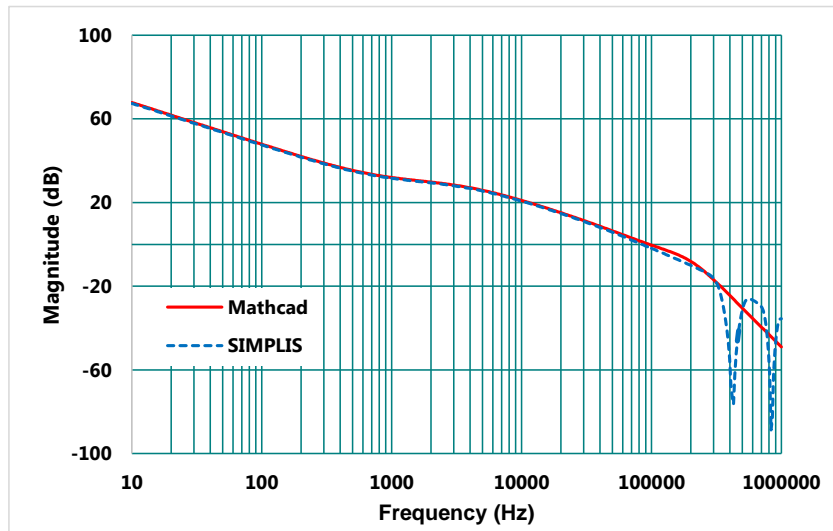


图 14、使用 TYPE II 补偿器之闭回路增益曲线波德图 (输出电容老化)

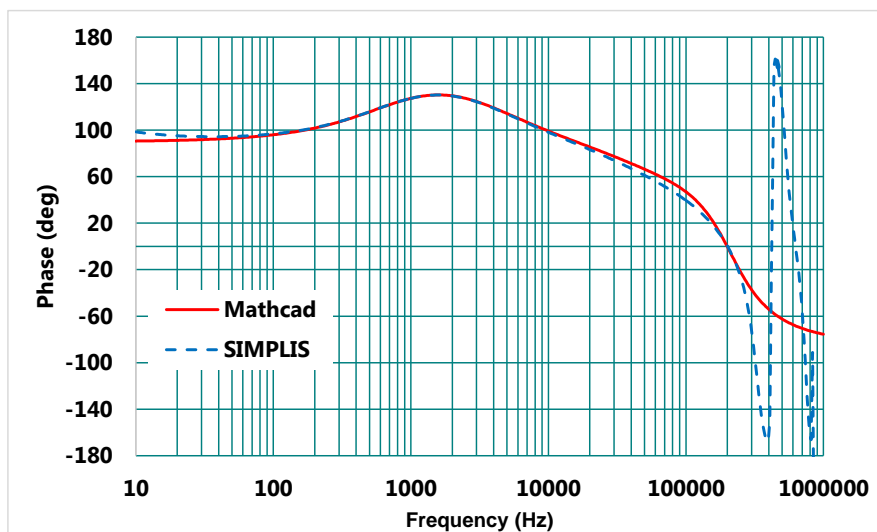


图 15、使用 TYPE II 补偿器之闭回路相位曲线波德图 (输出电容老化)

3. Type III 补偿器 – Type II 加相位提升电容

使用 Type II 增加相位电容进行设计，目标提高闭回路的相位裕度，先决定新的补偿器零点频率 $f_{CZ2}=20\text{kHz}$ ，因二者之相依关系，可得极点频率 $f_{CP2}=60\text{kHz}$ 。依照前述设计流程，得出相关参数：

$R_{F1}=10\text{k}\Omega$ ， $R_{F2}=5\text{k}\Omega$ ， $C_{C1}=26.7\text{nF}$ ， $C_{C2}=376\text{pF}$ ， $R_{C1}=8\text{k}\Omega$ ， $C_{F1}=795\text{pF}$

将上述求得所有 Type II 补偿器及相位提升电容的电路参数（以上设计程序虽只示范一组，但可自行调试），将其代入 Mathcad 作计算并用 SIMPLIS 作模拟，其结果如图 16, 17，相位裕度大为改善，从 66° 提升到 92° ，但是新增的补偿器极零点仍为相依关系，无法决定个别位置。

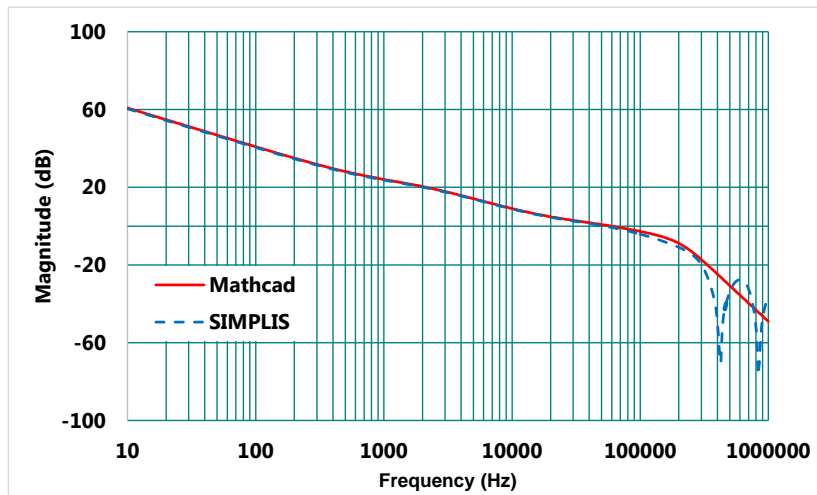


图 16、闭回路增益曲线波德图

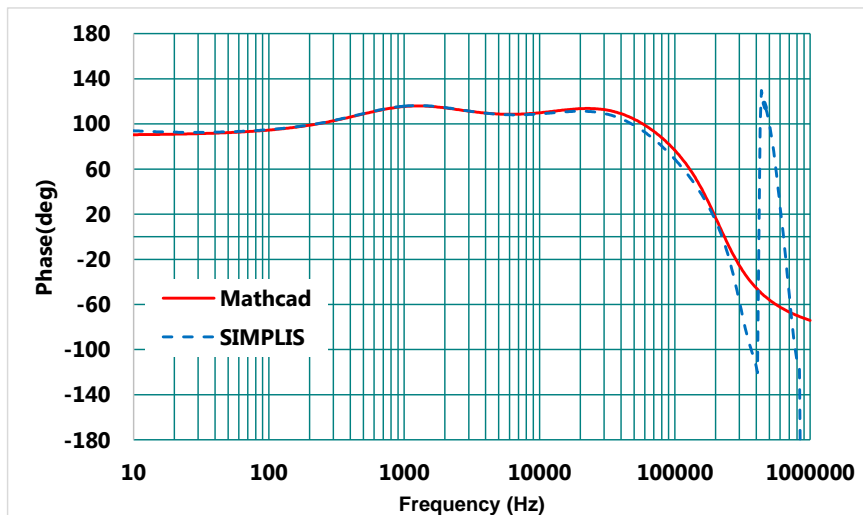


图 17、闭回路相位曲线波德图

4. Type III 补偿器 – Type II 加相位提升电容 考虑组件老化

考虑相同的组件老化条件，使用 Type II 补偿器加相位提升电容，进行闭回路补偿，其模拟与计算结果如图 18、19，交越频率为 90kHz ，相位裕度为 64° ，可以看出，在组件老化等极端条件下，使用相位提升电容的补偿器结果，相位裕度仍能维持在 64° ，因应外在不确定因素的影响，保持好的系统稳定性。

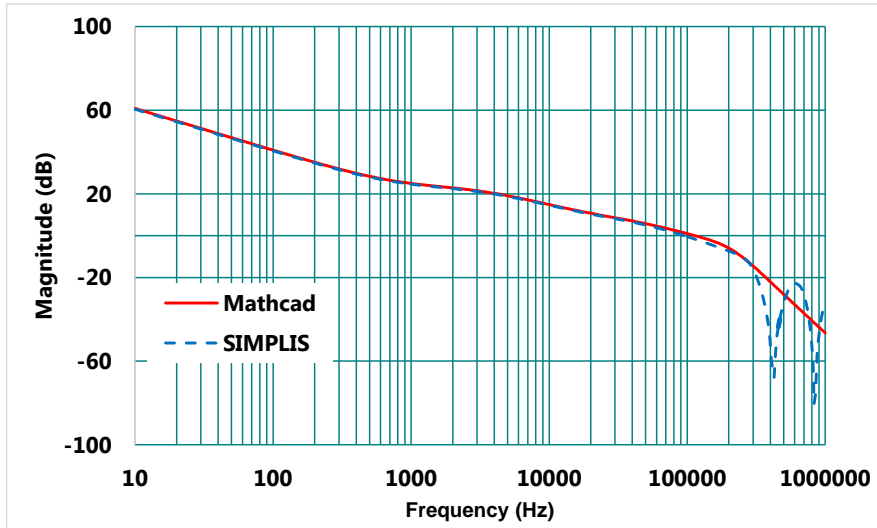


图 18、使用 TYPE III 补偿器之闭回路增益曲线波德图 (输出电容老化)

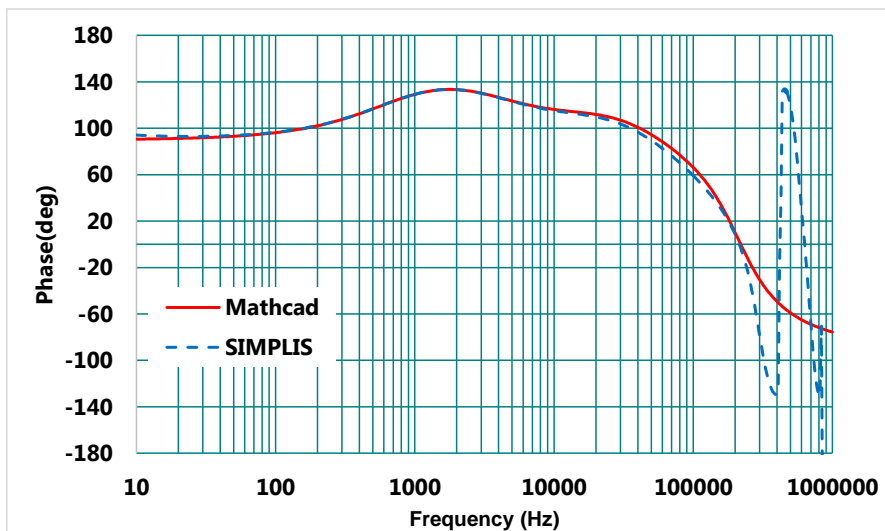


图 19、使用 TYPE III 补偿器之闭回路相位曲线波德图 (输出电容老化)

5. Type III 补偿器 – Type II 加相位提升电容与电阻

讨论 Type II 加相位提升电容与电阻的设计自由度。此范例功率级参数改变，工作条件为输入电压 V_{IN} 12V、输出电压变更为常用的 V_O 3.3V。

首先以 Type II 加相位提升电容进行设计，因为输出电压改变，且极零点与电压 V_O 及参考电压 V_{REF} 比值一致，所以补偿器 f_{CZ2} 与 f_{CP2} 的倍率为 5.5 倍。设计 $f_{CZ2}=20\text{kHz}$ ，会自动决定 $f_{CP2}=110\text{kHz}$ 。

相关设计参数如下：

$$R_{F1}=10\text{k}\Omega, R_{F2}=2.22\text{k}\Omega, C_{F1}=795\text{pF}, C_{C2}=263\text{pF}, C_{C1}=44.642\text{nF}, R_{C1}=11.3\text{k}\Omega.$$

模拟与计算结果如图 20, 21，交越频率仍为 60kHz，因为新增零点与极点距离为 5.5 倍， f_{CP2} 频率更往后，导致相位较晚衰减，所以闭回路相位提升到 112° ，但过大的相位，也可能会造成系统的震荡，此时希望降低极点 f_{CP2} 频率到最佳的工作点，但在此范例中，因使用 "Type II 加相位提升电容的补偿器"，其极零点有相依性的缘故，将无法做任何设计变动，设计自由受限。为了改善此问题，可以增加电阻，提高设计自由度。以下进行 Type II 加相位提升电容与电阻的设计。

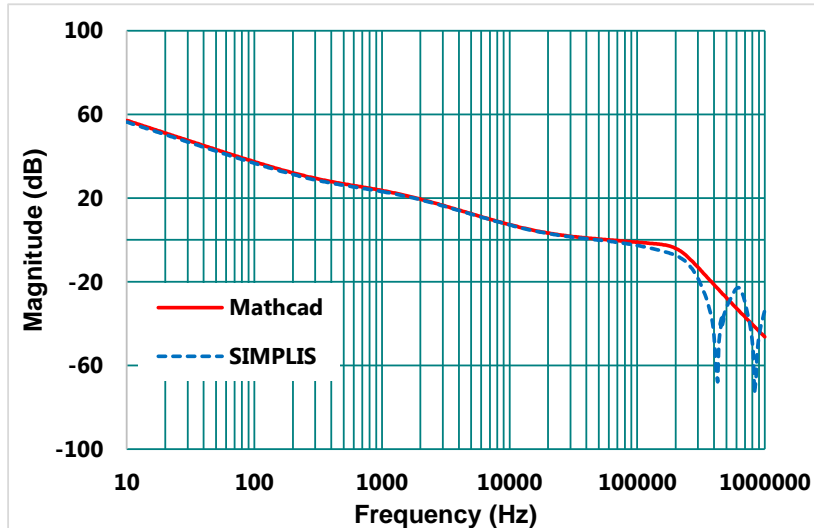


图 20、闭回路增益曲线波德图

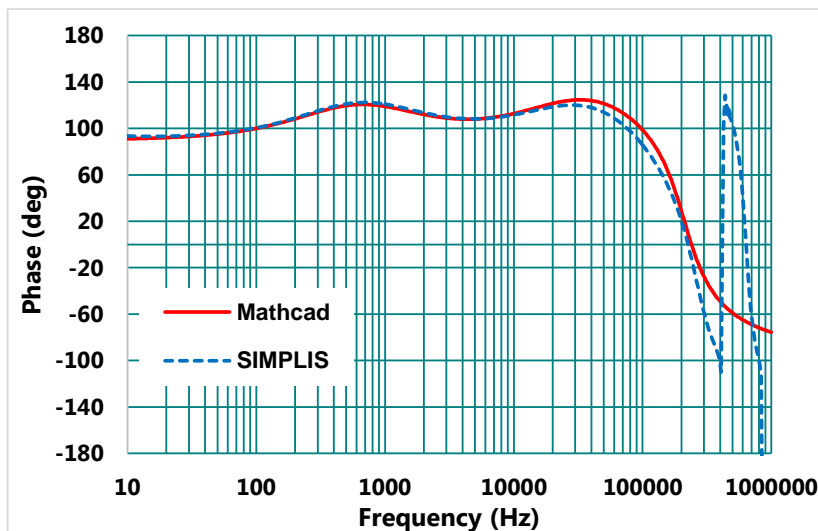


图 21、闭回路相位曲线波德图

增加相位电容电阻进行设计，目标缩短新增极零点的距离，先决定新的补偿器零点频率 $f_{CZ2}=20\text{kHz}$ ，以及极点频率 $f_{CP2}=40\text{kHz}$ 。依照前述设计流程，可得出相关参数：

$$R_{F1}=10\text{k}\Omega, R_{F2}=2.22\text{k}\Omega, C_{C1}=28.207\text{nF}, C_{C2}=166\text{pF}, R_{C1}=17.9\text{k}\Omega, C_{F1}=486\text{pF}, R_{F3}=6.36\text{k}\Omega$$

新的极点 f_{CP2} 、零点 f_{CZ2} 倍率因为电阻 R_{F3} 的参与，可以从最大固定的 5.5 倍调整到 2 倍，其结果如图 22，23，交越频率仍为 60kHz，相位也依照使用者设计需求到达 85° 的目标。

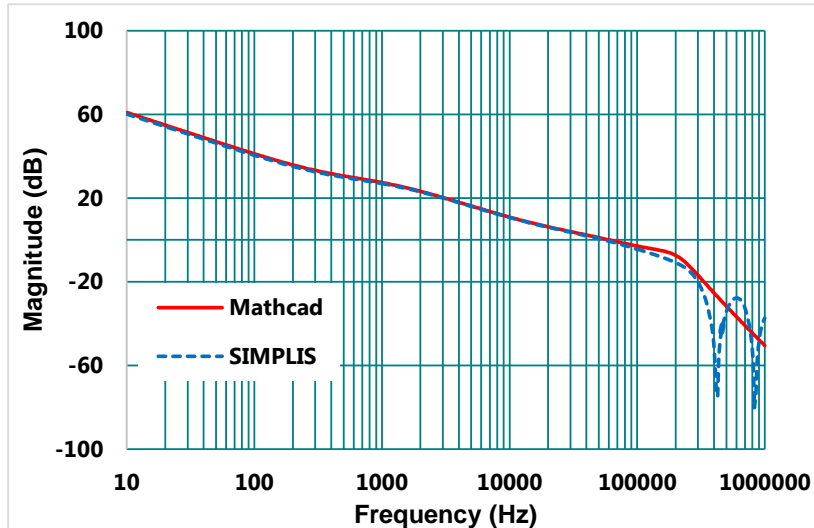


图 22、闭回路增益曲线波德图

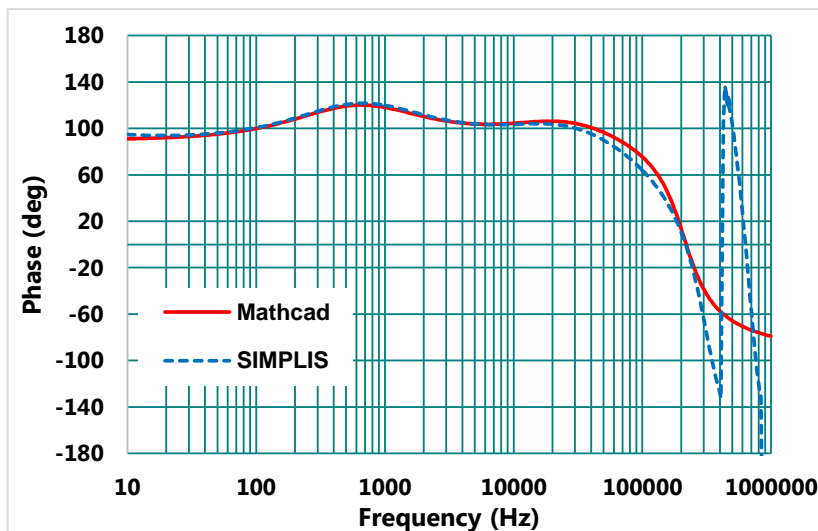


图 23、闭回路相位曲线波德图

上述之设计范例，维持相同的交越频率，藉由加上相位提升的电容或电阻，可有效地提升相位与自由度。范例的设计参数与效益可参考下表。

Compensator Type	Type II	Type III	Type III
Extra components	N/A	Add C_{F1}	Add C_{F1} , R_{F3}
f_{CZ1} (Hz)	745	745	745
f_{CP1} (Hz)	53.59 k	53.59 k	53.59 k
f_{CZ2} (Hz)	N/A	20k	20 k
f_{CP2} (Hz)	N/A	60 k	40 k
($C_{C1} + C_{C2}$)	12n	27.08n	28.374n
R_{F1} (k Ω)	10	10	10
R_{F2} (k Ω)	5	5	2.22
C_{C2} (pF)	168	376	166
C_{C1} (nF)	11.943	26.7	28.207
R_{C1} (k Ω)	17.9	8	17.9
C_{F1} (pF)	N/A	795	486

Compensator Type	Type II	Type III	Type III
R_{F3} (Ω)	N/A	N/A	6360
f_c (Hz)	60k	60k	60k
Phase Margin	66°	92°	85°

四. 结论

为了改善 Type II 补偿器特性，获得更好的相位提升，进而加强系统的稳定性，本文基于 OTA Type II 补偿器架构，延伸出 Type II 加相位提升电容以及 Type II 加相位提升电容/电阻的 Type III 补偿器；依序先分析工作特性与补偿器理论，接着说明相位提升器的原理，并完整清楚的介绍组件参数设计概念；最后，用降压型转换器范例说明补偿器的设计并加以验证，若参考此设计方针进行补偿器设计，有助于提升转换器系统的稳定度。

五. 参考文献

- [1] Raymond Ridley, "A New Small-signal Model for Current-Mode Control", Ph.D. Dissertation, Electrical Engineering Department, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1991.
- [2] Jian Li, "Current-Mode Control: Modeling and its Digital application", Ph.D. Dissertation, Electrical Engineering Department, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009.
- [3] 王信雄博士, "开关转换器 控制理论与设计实务"

相关资源

立锜科技电子报

[订阅立锜科技电子报](#)

Richtek Technology Corporation

14F, No. 8, Tai Yuen 1st Street, Chupei City
Hsinchu, Taiwan, R.O.C.
Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.