

回顾我们在学校学习过的控制理论知识便知，所有控制系统均可以通过传输函数模块得到简化。峰值电流模式控制电源转换器中的电压控制环路也不例外。电压环路 ( $T_V(f)$ ) 可以简化表示为不同传输模块的积（请参见图 1）。首先是功率级控制输出传输函数 ( $G_{CO}(f)$ )，其表示为输出电压变化 ( $\Delta V_{OUT}$ ) 与控制电压变化 ( $\Delta V_C$ ) 的比。请注意，该模块实际为脉宽调制 (PWM) 调制器增益 ( $K$ ) 和电源输出滤波器增益 ( $G_F(f)$ ) 的组合。其次通常为控制传输函数 ( $G_C(f)$ ) 的输出有时称作补偿传输函数，可以表示为  $\Delta V_C$  与  $\Delta V_{OUT}$  变化的比。如果使用了光隔离器，则也会有一个传输函数模块  $G_{OPTO}(f)$ ，其位于模块  $K$  和  $-G_C(f)$  模块之间的连线上。

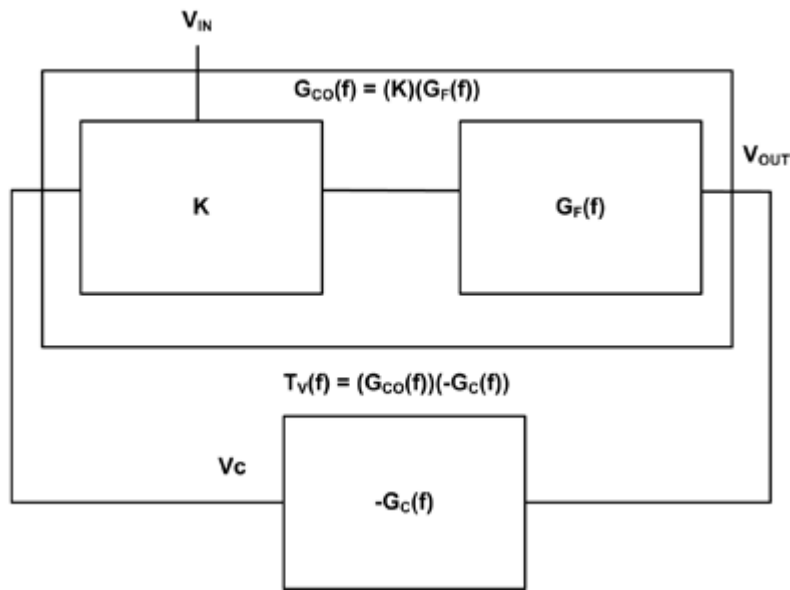


图 1 简化后的电源电压环路模块结构图

图 2 显示了一个峰值电流模式控制正向转换器的功能示意图，如图 1 结构图所示。控制模块由一些虚线区分。

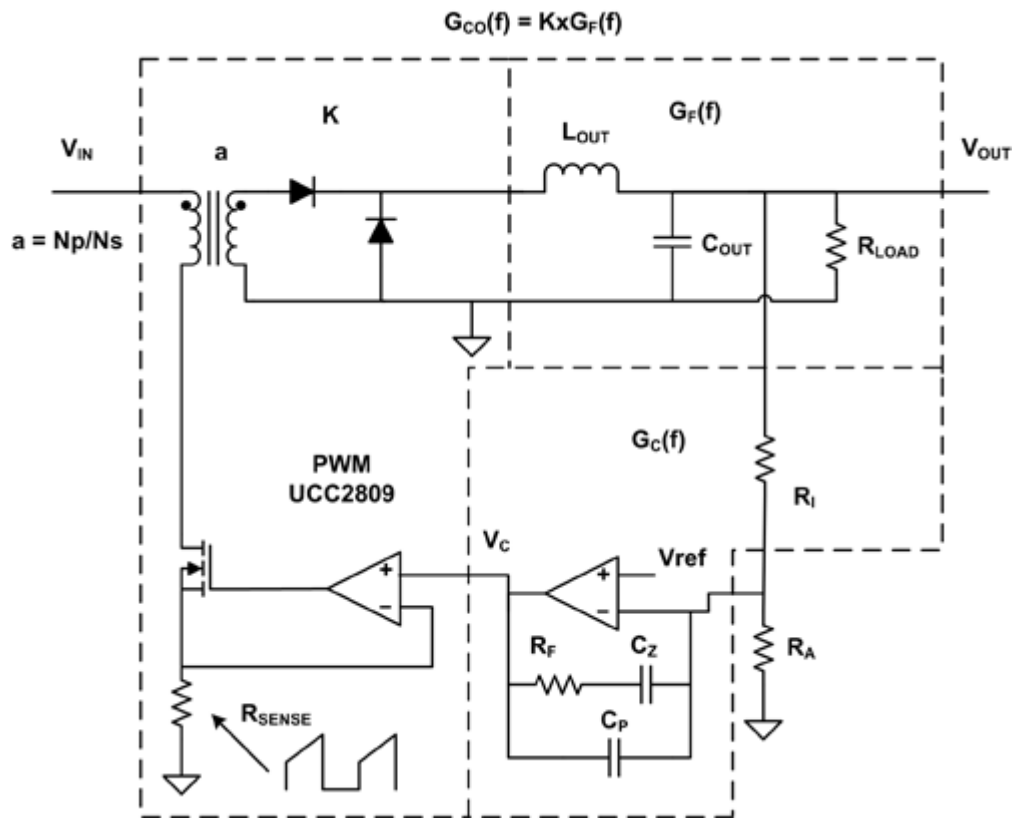


图 2 简化后的电源电压环路结构图

起初，峰值电流模式控制背后的想法是控制通过功率级电感的平均电流，从而使它看起来像是一个去除了双极的电流源，而该双极出现在输出电容（ $C_{OUT}$ ）和功率级电感（ $L_{OUT}$ ）的交互作用之间。图 3 显示了这种模型的控制结构图。

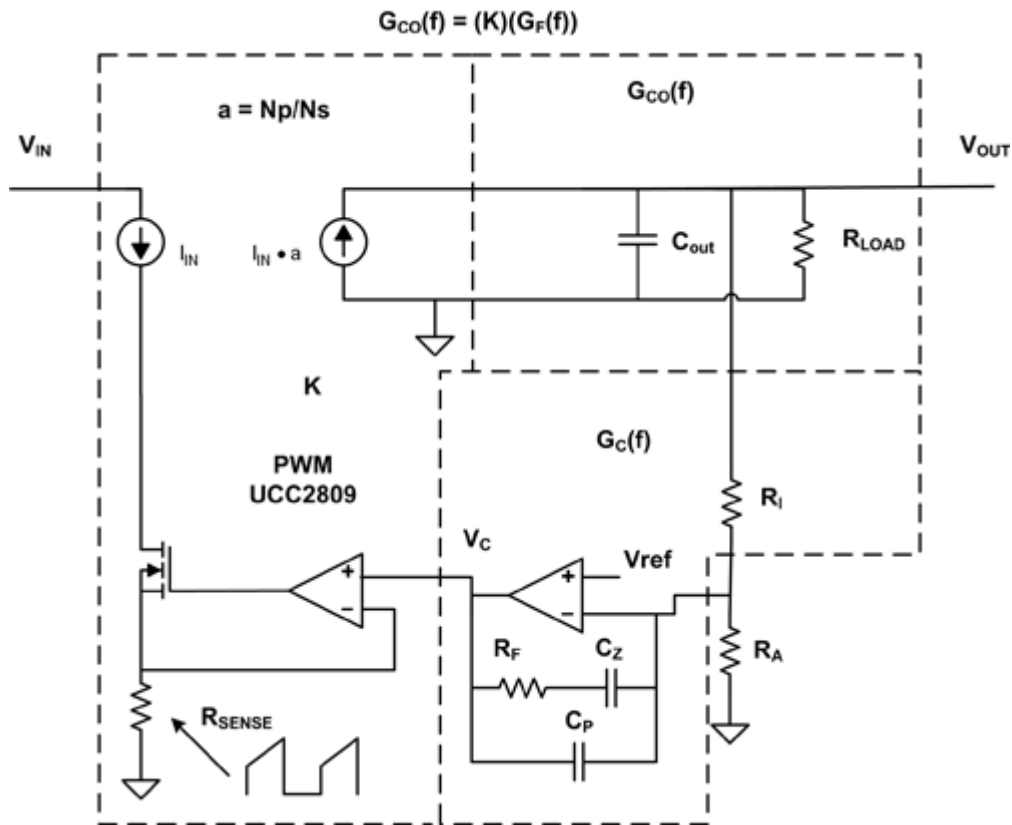


图 3 将电感建模为一个电流源的峰值电流模式控制

图 2 的简化控制输出传输 ( $G_{CO}(f)$ ) 函数表示如下。其中, ( $a$ ) 为变压器匝数比, 而  $R_{LOAD}$  为转换器输出负载阻抗。  $C_{OUT}$  为转换器输出滤波器电容, 而  $R_{ESR}$  为  $C_{OUT}$  的等效串联电阻。由该控制输出传输函数, 您会看到  $C_{OUT}$  和  $R_{ESR}$  交互作用之间有一个零点, 并在  $R_{LOAD}$  和  $C_{OUT}$  交互作用之间有一个极点。

$S(f) = 2\pi \times j \times f$ , 角速度为频率的函数

$$G_{CO}(f) = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_C} = \frac{a \times R_{LOAD}}{R_{SENSE}} \frac{(S(f) \times R_{ESR} \times C_{OUT} + 1)}{(S(f) \times R_{LOAD} \times C_{OUT} + 1)}$$

$$f_{ZCO} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{ESR}}$$

$$f_{PCO} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}}$$

随着时间的流逝, 工程师在使用峰值电流模式控制时发现了一个大约在半开关频率 ( $f_s$ ) 出现的  $G_{CO}(f)$  双极 ( $f_{PP}$ )。下列方程式描述了峰值电流模式正向转换

器的  $GCO(f)$ ，包括  $f_{PP}$  的影响。请注意，如果您使用网络分析仪对正向转换器进行分析时，您会发现这种传输函数并没有精确地匹配模型描述情况。由于  $RESR$  和  $COUT$  交互作用出现的零位 (FZCO) 随负载移动。 $f_{PP}$  出现在略微超出半开关频率时。在没有一个精确模型的情况下，您到底会如何对电压环路进行补偿呢？您可以循规蹈矩，遵循其他工程师已使用多年的老办法。也就是使用一个网络分析仪，根据测得的  $GCO(f)$  来补偿电压环路，并遵循一些简单原则来获得稳定性（本文将有所介绍）。

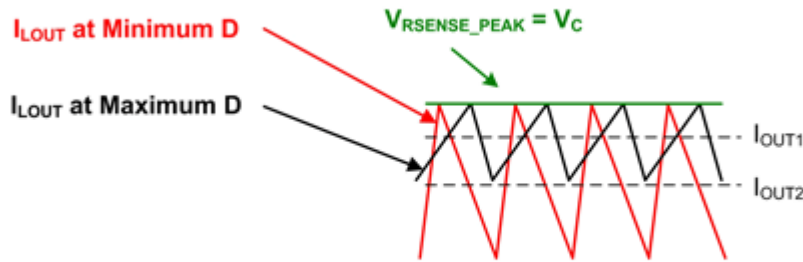
$$f_{PP} \approx \frac{f_s}{2}$$

$$GCO(f) = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_C} = \frac{a \times R_{LOAD}}{R_{SENSE}} \frac{(S(f) \times R_{ESR} \times C_{OUT} + 1)}{(S(f) \times R_{LOAD} \times C_{OUT} + 1)} \times \frac{1}{1 + \frac{S(f)}{2\pi \times f_{PP}} + \left( \frac{S(f)}{2\pi \times f_{PP}} \right)^2}$$

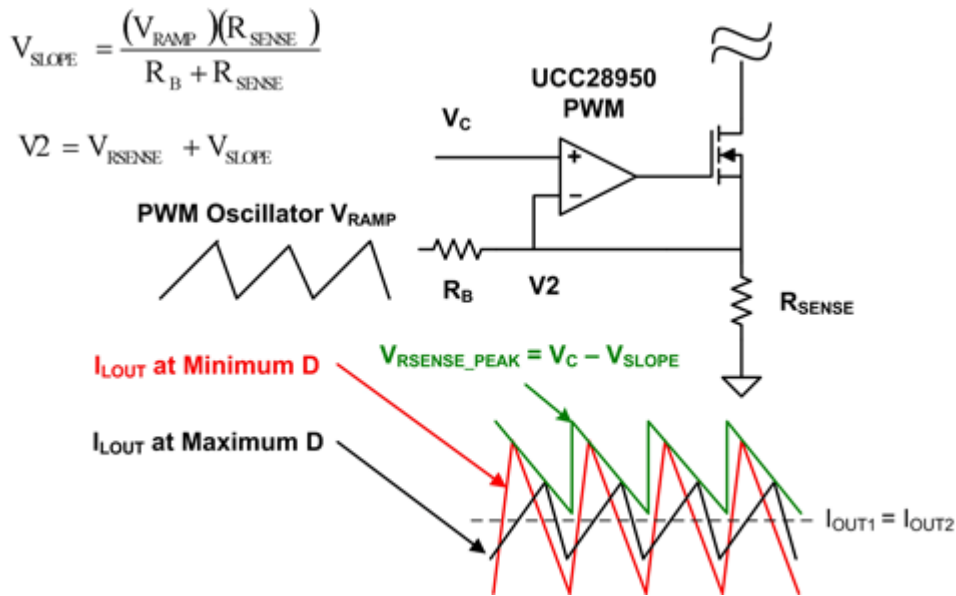
## 斜率补偿

人们在峰值电流模式控制转换器中发现，存在占空比突然改变引起的次谐波振荡。这是因为由于控制电压 (VC) 无法足够快地校正占空比改变，因而占空比改变便会导致平均输出电流 (IOUT1, IOUT2) 误差。为对这一误差进行校正，人们设计了一种的被称作斜率补偿的方法。这种方法将三角电压波形添加到电流感应信号 ( $V_2 = VSLOPE + VRSENSE$ )，该信号强制平均输出电流不随占空比改变而变化。更多详情，请参见图 4。

If Slope Compensation is Not Used a Slight Change in Duty Cycle can Cause an Error in Average Output Current Which can Result in Sub Harmonic Oscillations



Slope Compensation Corrects for Errors in Average Output Current Caused by Changes in Duty Cycle and Removes Sub Harmonic Oscillations



人们在峰值电流模式控制转换器中发现，存在占空比突然改变引起的次谐波振荡。这是因为由于控制电压 ( $V_C$ ) 无法足够快地校正占空比改变，因而占空比改变便会导致平均输出电流 ( $I_{OUT1}$ ,  $I_{OUT2}$ ) 误差。为对这一误差进行校正，人们设计了一种的被称作斜率补偿的方法。这种方法将三角电压波形添加到电流感应信号 ( $V_2 = V_{SLOPE} + V_{RSENSE}$ )，该信号强制平均输出电流不随占空比改变而变化。更多详情，请参见图 4。

建立峰值电流模式控制的控制环路过程中，最重要的步骤之一是正确地添加斜率补偿到电流感应信号 ( $V_{RSENSE}$ )。如果您不使用斜率补偿，则您会一直同次谐波振荡纠缠不休，即使您的网络分析仪显示环路应该稳定了。如果您添加很多斜率补偿，则转换器会工作在电压模式控制模式下且运行不正常，也可能会不稳定。一般来说，将等于  $1/2$  输出电感电流 ( $dI_{LOUT}$ ) 下斜坡斜率的斜率补偿 ( $V_{SLOPE}$ ) 添加到电流感应信号有助于确保稳定性。下列方程式计算了图 2 所示峰值电流模式正向控制转换器的斜率补偿 ( $V_{SLOPE}$ )。其中， $dI_{LOUT}$  为电感纹波电流变化，而  $V_{OUT}$  为输出电压。 $L_{OUT}$  为输出滤波器电感，而  $D$  为转换器占空比。变量  $f_s$  为转换器开关频率。

$$dI_{L_{OUT}} = \frac{V_{OUT} \times dt}{L_{OUT}} = \frac{V_{OUT}(1-D)}{L_{OUT} \times fs}$$

如果您的设计使用了变压器，则主绕组磁化电感（LM）引起的变压器主磁化电流（dILM）会增加一些斜率补偿，在添加斜率补偿时需考虑这种补偿。为了确保转换器未工作在电压模式控制下，建议您为设计选择的变压器具有小于二分之一反射输出电感电流下斜坡斜率（dILOUT）的 dILM。可利用下列方程式，为图 1-2 所示正向转换器选择正确的斜率补偿数。

$$dI_{LM} = \frac{V_N \times dt}{L_M} = \frac{V_N(D)}{L_M \times fs}$$

$$dI_{LM} \leq \frac{dILOUT \times 0.5}{a}$$

$$V_{SLOPE} = \left( \frac{dILOUT}{2 \times a} - dIL_m \right) \times R_{SENSE}$$

## 实现稳定性的一般原则

在电源控制环路（TV(f)）中，当环路为 180 度相位差时，其相当于交换反馈网络（GC(f)）所用运算放大器的输入极性。如果这种情况出现在反馈环路有一个环路增益时的电压环路交叉，则其会变得不稳定并突然开始振荡。为了保证不出现这种情况，我们一般在电压环路交叉设计 TV(f) 45 度的相位裕量（PM）。在大多数开关模式电源中，控制环路最终都会接近 180 度相移。为了确保其不会导致环路不稳定性，我们一般针对大于 6 dB 的增益裕量（GM）来设计，以确保 TV(f) 为 180 度相差时控制信号衰减。评估控制环路（TV(f)）时，相位裕量可读作交叉期间的相位量。增益裕量可通过传统方法计算得到，环路为 180 度相位差时，dB 增益为 0 dB。增益及相位裕量原则是卓越控制环路设计的一个重要内容。

1. 电压环路交叉时 PM ≥ 45 度
  - a. 环路增益（TV(f)）振幅为 1, 0 dB 时。
2. GM=0dB-180 度相移时的增益 > 6 dB

## 电压环路交叉 TV(f) 应在何处

根据尼奎斯特（Nyquist）定理，要获得电压环路稳定，交叉频率（fc）需小于二分之一转换器开关频率（fs）。

$$3. f_c < \frac{f_s}{2}$$

在峰值电流模式控制中，电压环路应在  $G_{CO}(f)$  中出现的双极点以前在十倍速频程 (decade) 范围内交叉。根据所用拓扑，该双极可能出现在二分之一开关频率以下。使用网络分析仪，让设计人员可以准确地知道双极点出现的位置。

$$4. f_c < \frac{f_{PP}}{10}$$

## 使用网络分析仪测量 $G_{CO}(f)$

即使您拥有一个较好的控制模型来输出传输函数，您最终也要根据网络分析仪的测量结果来修改控制环路。通过一开始便将电压放大器网络 ( $GC(f)$ ) 用作一个积分电路可以更容易地补偿电压，然后测量实际  $G_{CO}(f)$  特性。通过设置图 1-2 所示电容  $C_P$  为  $1\mu F$  来测量  $G_{CO}(f)$  并且不填入  $R_F$  和  $C_Z$  可以实现这个目标。该环路不会得到优化，同时应该缓慢地调节输入电压和负载电流来避免出现振荡。下列 2 幅图 (图 5-6) 显示了使用 TI 新型 UCC28950 二次侧控制器的 600W 峰值电流模式相移全桥转换器的测得增益和相位，其不需要光隔离器和单独电压反馈放大器 (TL431)，从而使电压环路更容易补偿。

$G_{CO}(f)$  比上面介绍的要更加复杂，您可能要花费数小时才能得到一个准确建模测得结果的传输函数；然而，一旦利用网络分析仪获得实际频率响应数据以后，便不必对环路进行补偿。从下面几幅图，可以看到  $C_{OUT}$  和  $R_{LOAD}$  交互作用的低频极点 ( $f_{PCO}$ ) 随输出功率改变而移动。 $C_{OUT}$  和  $RESR$  交互作用引起  $G_{CO}(f)$  的零点也随负载而移动。该转换器  $G_{CO}(f)$  的  $f_{PP}$  出现在约 60 kHz 处。请注意， $G_{CO}(f)$  的设置应在约 6 kHz 出现的双极点之前的十倍频程交叉电压环路 ( $TV(f)$ )。

$$f_c < \frac{f_{PP}}{10} = \frac{60kHz}{10} = 6kHz$$

设置  $GC(f)$  要求知道交叉处的最高  $G_{CO}(f_c)$  增益。从测得的  $G_{CO}(f)$  可知其出现在 60W 负载时，约为 -10dB。

$$G_{CO}(f_c) \approx -10dB$$

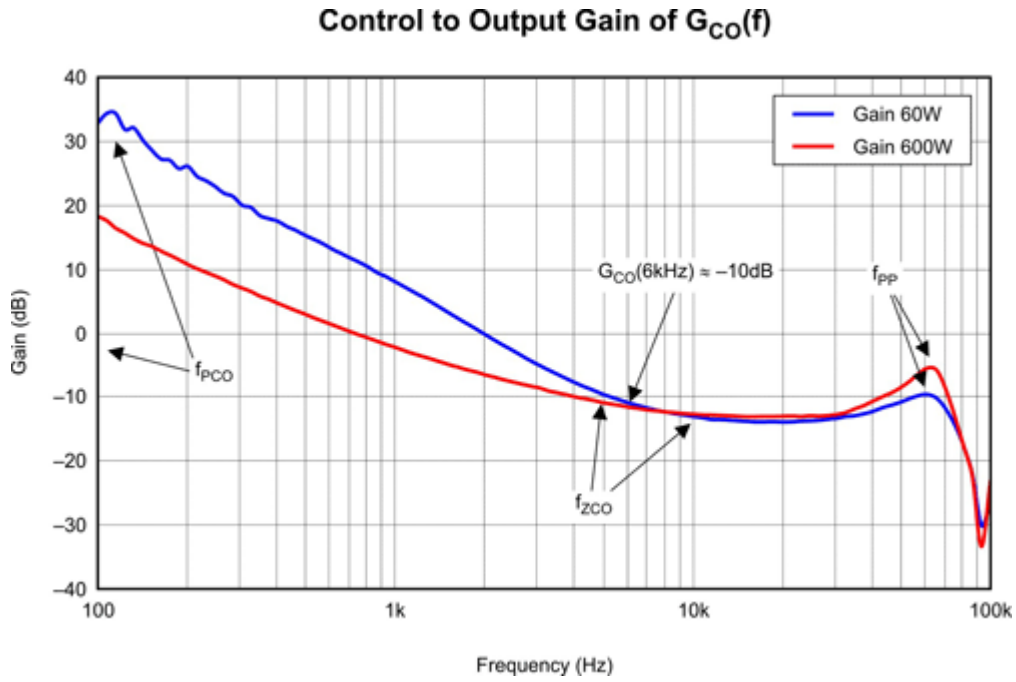


图 5 以 dB 为单位的增益  $G_{CO}(f)$

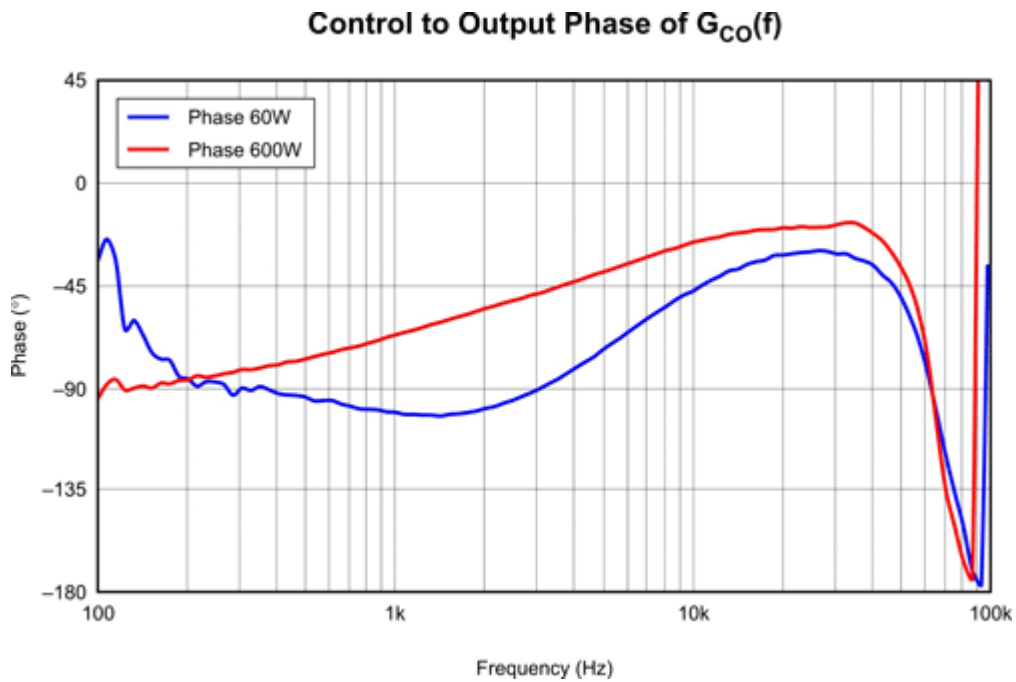


图 6 相位  $G_{CO}(f)$

设置电压放大器 ( $GC(f)$ )



一种更为流行的峰值电流模式控制补偿方法是图 2-3 所示的 2 类补偿器。下列方程式描述了该传输函数。它有一个最初便出现的极点。2 类放大器也有一个零点 (fZ)，其可以通过选择 RF 和 CZ 值来进行编程。2 类补偿网络也有一个可以通过选择 RF 和 CP 来编程的极点 (fP)。

$$G_c(f) = \frac{\Delta V_c}{\Delta V_{\text{VOUT}}} = \frac{1}{S(f)(C_Z + C_P) \times R_I} \frac{(S(f) \times R_F \times C_Z + 1)}{\left( S(f) \times R_F \times \frac{C_P \times C_Z}{C_Z + C_P} + 1 \right)}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C_Z}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \times R_F \times \frac{C_P \times C_Z}{C_Z + C_P}}$$

根据 DC 输出电压来选择电阻器 RI 和 RA，同时在环路交叉设置电阻器 RF，以校正 GCO(fC) 的增益。该功率转换器中，RI 设置为 9.09 k 欧姆。在约 6 kHz 下交叉电压环路要求 RF 电阻器值为 28.7 k 欧姆。

$$R_F = R_I \times 10^{\frac{-G_{CO}(f_C)}{20}} = 9.09k \times 10^{\frac{-(-10dB)}{20}} \approx 28.7k$$

设置电容 CZ 以获得更多的交叉相位裕量，其可以被设置为交叉频率 (fC) 以下十倍频程。

$$C_Z = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_C}{10} \times R_F} = 9.2nF$$

就本设计而言，CZ 使用了 10nF 的标准电容值。

$$C_Z = 10nF$$

这样便给 Gc(f) 反馈电路设置了一个极点，用于抵消 fC 以后 Gco(f) 中输出电容 ESR 带来的相位增益。这有助于维持稳定性，从而确保电压环路交叉以后增益不断滚降。

$$f_C > f_P < f_{PP}$$

为了确保在双极点频率之前增益滚降，需将补偿器极点频率设置为两倍交叉频率。为了对这种电压环路进行补偿，CP 需使用标准的 680pF 电容。

$$f_p = 2 \times f_c = 12 \text{ kHz}$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi \times R_f \times f_p} \approx 460 \text{ pF}$$

CP 使用标准的 470 pF 电容。

$$C_p = 470 \text{ pF}$$

给  $G_C(f)$  选择补偿元件以后，使用网络分析仪仔细检查电压环路，并在需要的情况下对其进行调节。利用下列几幅图和网络分析仪在 60W 和 600W 下测量电压环路  $T_V(f)$ 。这些图显示，电压环路在 600W 负载约 3.8 kHz 处交叉 ( $f_c$ )，并具有 110 度交叉相位裕量。60W 负载时， $T_V(f)$  约在 5 kHz 处交叉，且具有 45 度以上的  $f_c$  相位裕量。10% 负载的电压环路在低于设计目标的 1 kHz 处交叉。然而，环路补偿并非为一种精密科学，1 到 2 kHz 范围内是完全允许的。请注意， $T_V(f)$  相位接近 180 度时，增益小于 -30dB。这便产生一个大于 60 dB 的增益裕量。网络分析仪始终难以测量 -180 度，它无法确定相位是 +180 度还是 -180 度。

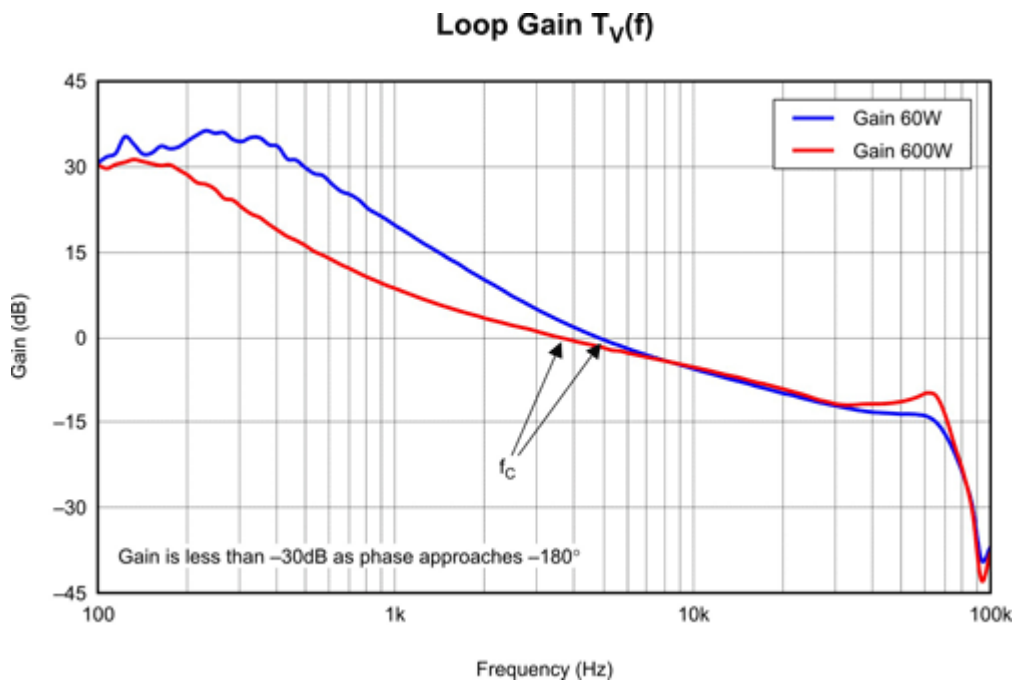


图 7 以 dB 单位的  $T_V(f)$  环路增益

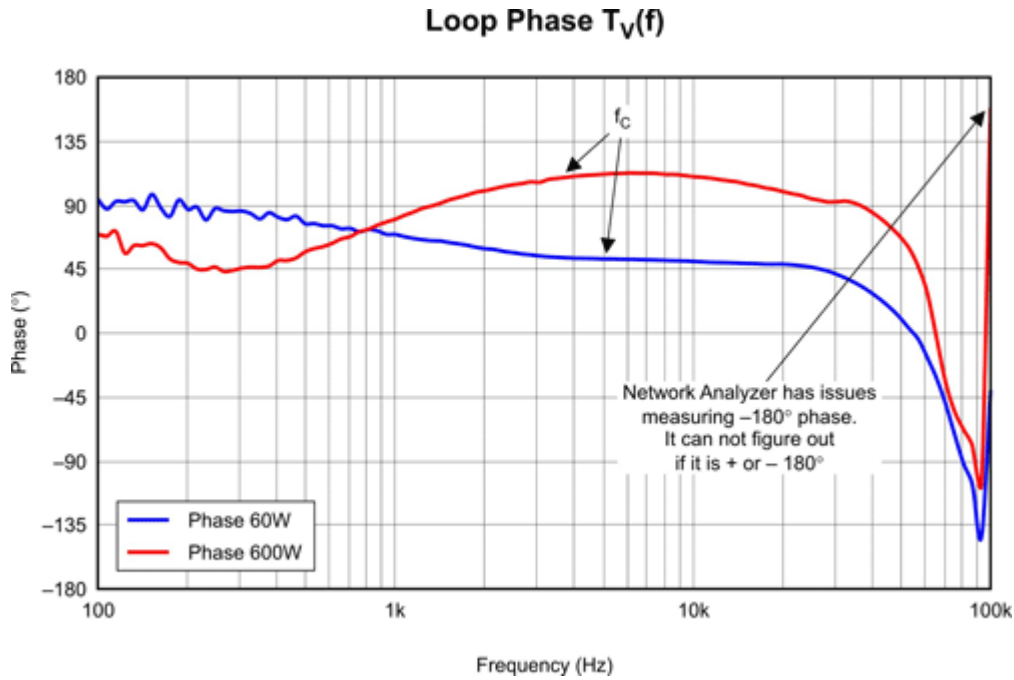


图8  $T_V(f)$  环路相位

## 错误观念

加速小信号电压环路  $T_V(f)$  可减少输出电容组。请记住，大多数开关模式电源中都有一种可抑制突然电流变化的电感。大信号电流跃迁会通过  $C_{OUT}$  和  $C_{OUT}$  的  $R_{ESR}$ 。要到达大信号瞬态规范，要求选择  $C_{OUT}$  和  $R_{ESR}$  来延迟和抑制大电流负载瞬态。在选择设计要求的输出滤波器电容时，下列方程式应会有所帮助。变量  $I_{TRANSIENT}$  为大信号瞬态电流负载阶跃，而变量  $dt$  为输出电容抑制大信号瞬态的预计时间。变量  $I_{AVERAGE}$  为负载阶跃以后的平均电流。极端情况是从零负载阶跃到全负载状态。这些方程式让  $R_{ESR}$  承受了 90% 的负载瞬态，另外 10% 由  $C_{OUT}$  承担。

$$R_{ESR} = \frac{V_{TRANSIENT} \times 0.9}{I_{TRANSIENT}}, C_{OUT} = \frac{I_{AVERAGE} \times dt}{V_{TRANSIENT} \times 0.1}$$

## 结论

多年以来，我对电源的许多峰值电流模式控制电压环路实施过补偿。一开始，我努力地让控制环路在大大高于需要的开关频率下交叉，却没想到由于转换器双极频率的存在环路会变得不稳定。本文中介绍的一些电压环路补偿方法为我节省了

大量的时间和精力。我希望在对电压环路进行补偿时，这种方法也能帮您节省宝贵的时间和精力。