

开关电源控制环设计

资料来源：Switching power supply control loop design(ASTEC-Application Note 5)

译者：smartway

1. 绪论

在开关模式的功率转换器中，功率开关的导通时间是根据输入和输出电压来调节的。因而，功率转换器是一种反映输入与输出的变化而使其导通时间被调制的独立控制系统。由于理论近似，控制环的设计往往陷入复杂的方程式中，使开关电源的控制设计面临挑战并且常常走入误区。下面几页将展示控制环的简单化近似分析，首先大体了解开关电源系统中影响性能的各种参数。给出一个实际的开关电源作为演示以表明哪些器件与设计控制环的特性有关。测试结果和测量方法也包含在其中。

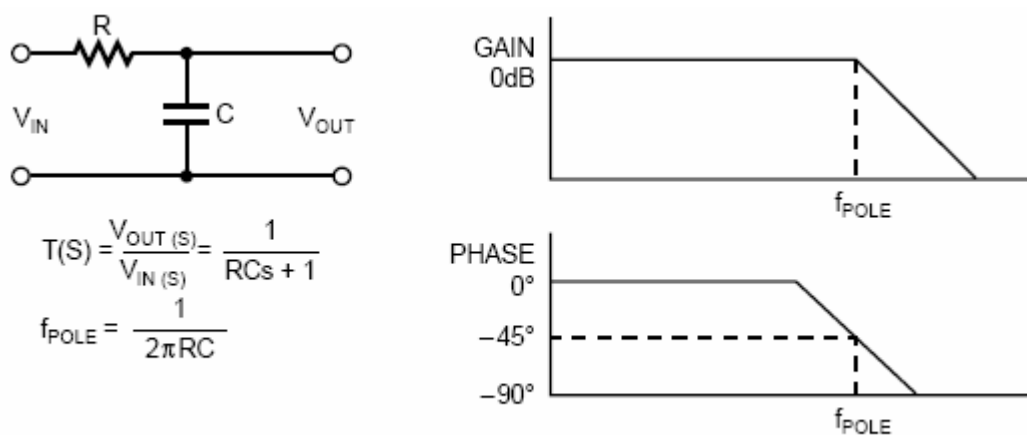
2. 基本控制环概念

2.1 传输函数和博得图

系统的传输函数定义为输出除以输入。它由增益和相位因素组成并可以在博得图上分别用图形表示。整个系统的闭环增益是环路里各个部分增益的乘积。在博得图中，增益用对数图表示。因为两个数的乘积的对数等于他们各自对数的和，他们的增益可以画成图相加。系统的相位是整个环路相移之和。

2.2 极点

数学上，在传输方程式中，当分母为零时会产生一个极点。在图形上，当增益以 20dB 每十倍频的斜率开始递减时，在博得图上会产生一个极点。图 1 举例说明一个低通滤波器通常在系统中产生一个极点。其传输函数和博得图也一并给出。



2.3 零点

零点是频域范围内的传输函数当分子等于零时产生的。在博得图中，零点发生在增益以 20dB 每十倍频的斜率开始递增的点，并伴随有 90 度的相位超前。图 2 描述一个由高通滤波器电路引起的零点。

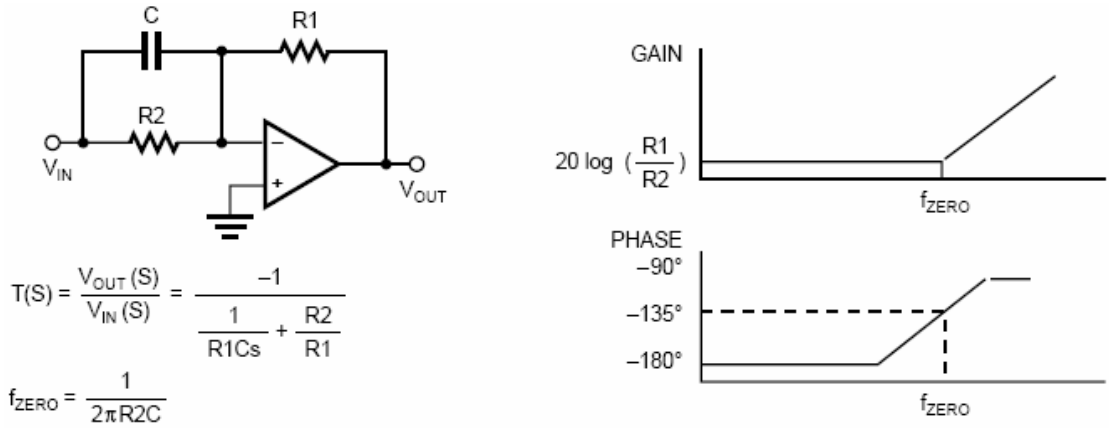


图2

存在第二种零点，即右半平面零点，它引起相位滞后而非超前。伴随着增益递增，右半平面零点引起 90 度的相位滞后。右半平面零点经常出现于 BOOST 和 BUCK-BOOST 转换器中，所以，在设计反馈补偿电路的时候要非常警惕，以使系统的穿越频率大大低于右半平面零点的频率。右半平面零点的博得图见图 3。

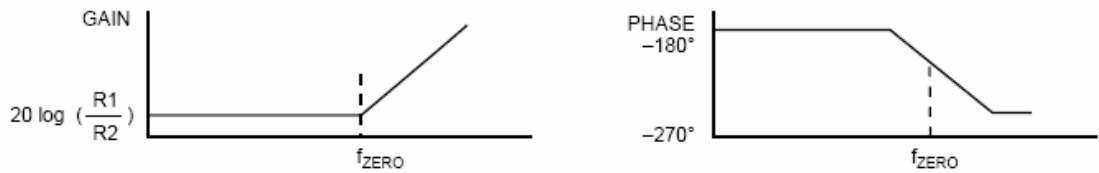


图3

3.0 开关电源的理想增益相位图

设计任何控制系统首先必须清楚地定义出目标。通常，这个目标是建立一个简单的博得图以达到最好的系统动态响应，最紧密的线性和负载调节率和最好的稳定性。理想的闭环博得图应该包含三个特性：足够的相位裕量，宽的带宽，和高增益。高的相位裕量能阻尼振荡并缩短瞬态调节时间。宽的带宽允许电源系统快速响应线性和负载的突变。高的增益保证良好的线性和负载调节率。

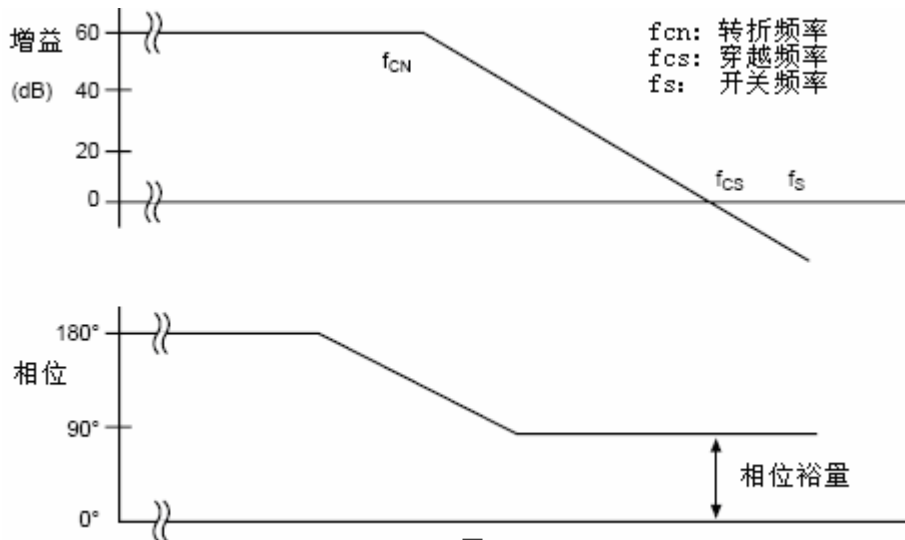


图4

3.1 相位裕量

参看图 4，相位裕量是在穿越频率处相位高于 0 度的数量。这不同于大多数控制系统教科书里提出的从 -180 度开始测量相位裕量。其中包括 DC 负反馈所提供的 180 度初始相移。在实际测量中，这 180 度相移在 DC 处被补偿并允许相位裕量从 0 度开始测量。

根据奈奎斯特稳定性判据，当系统的相位裕量大于 0 度时，此系统是稳定的。然而，有一个边界稳定区域存在，此处（指边界稳定区，译注），系统由于瞬态响应引起振荡到经过一个长的调节时间最终稳定下来。如果相位裕量小于 45 度，则系统在边界稳定。当相位裕量超过 45 度时，能提供最好的动态响应，短的调节时间和最少过冲。

3.2 增益带宽

增益带宽是指单位增益时的频率，见图 4，增益带宽就是穿越频率 F_{cs} 。最大穿越频率的主要限制因素是电源的开关频率。根据采样定理，如果采样频率小于 2 倍信号频率（更严谨一点的说法是应该小于 2 倍最大信号频率，译注），则被采样的信息就不能被完全读取。

在开关电源中，开关频率可以从输出纹波中看得出来，它是错误的信息，并且必须不被控制环路所传递。

因此，系统的穿越频率必须小于开关频率的一半，否则，开关噪声和纹波会扭曲输出电压中想要得到的信息，并导致系统不稳定。

3.3 增益

高的系统增益对于保证好的线性和负载调节率提供重要贡献。它能够使 PWM 比较器在响应输入输出电压的变化时精确地改变电源开关的占空比，通常，需要在决定高增益和低相位裕量之间做出权衡。

4. 实际设计分析举例

用经典环路控制分析方法，开关调整器的控制环分为四个主要部分：输出滤波器，PWM 电路，误差放大器补偿和反馈。图 5 用方块图举例说明这四部分，图 6 举例说明一个开关电源电路图。

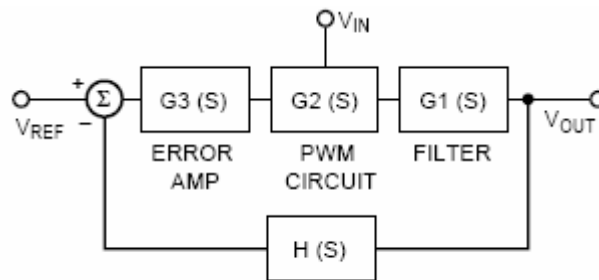


图5

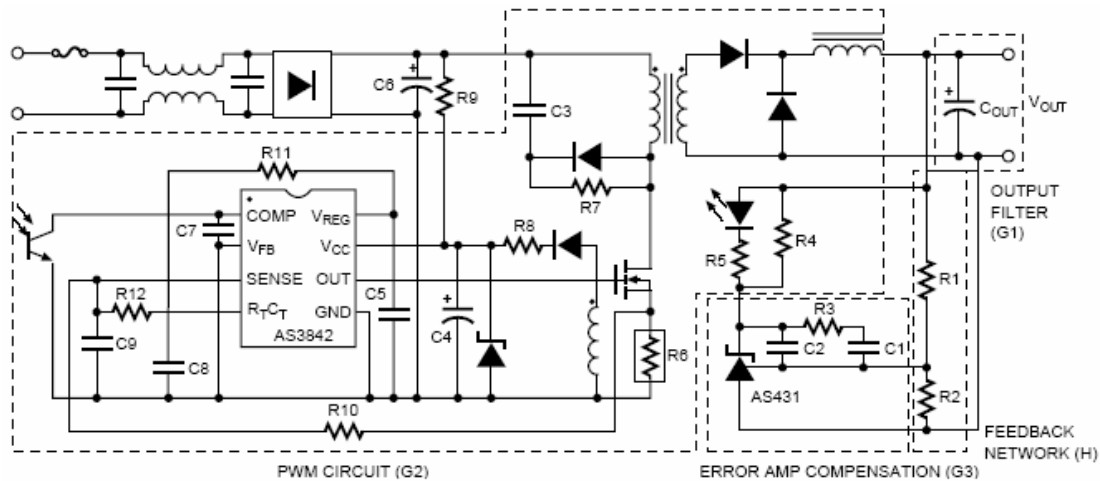


图6

首先，输出电压被反馈网络降压，然后把这个反馈电压送入误差放大器，使之与基准电压相比较而产生一个误差电压信号。脉宽调制部分拾取这个误差电压并且把它与功率变压器的电流相比较并转化为合适的占空比去控制输出部分功率脉冲调制的数量。输出滤波器部分使来自于功率变压器的斩波电压或电流平滑，使反馈控制环完善。下面确定每一部分的增益和相位，并把他们联合起来形成系统的传输函数和系统的增益相位点。

4.1 反馈网络 H(s)

反馈网络把输出电压降到误差放大器参考电压的水平，其传输式按简单的电阻分压式得到：

$$H(S) = \frac{R2}{R1 + R2} \quad (1)$$

4.2 输出滤波部分 G1(S)

在电流模式控制系统中，输出电流被调节以达到目标的输出电压。输出滤波部分把脉动的输出电流转换为目标输出电压。小信号分析得到：

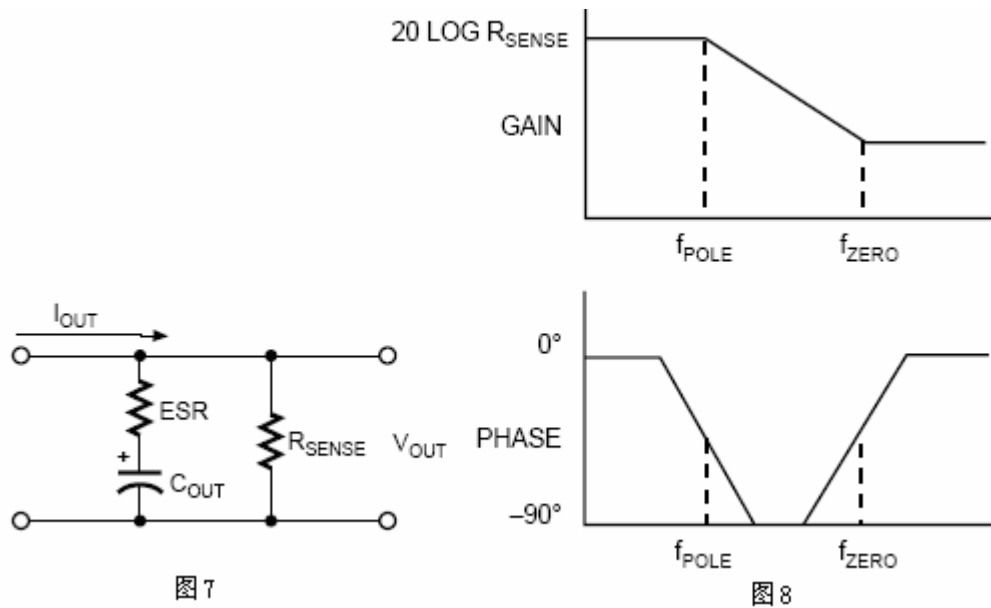
$$R_{FB} = R1 + R2 \quad (2)$$

$$V_{OUT(S)} = I_{OUT(S)} \left[R_{FB} \parallel \left(\frac{1}{CS} + ESR \right) \right] \quad (3)$$

$$G1(S) = \frac{V_{OUT(S)}}{I_{OUT(S)}} = \frac{R_{FB} (1 + ESRCS)}{(R_{FB} + ESR) CS + 1} \quad (4)$$

输出电容的ESR和反馈网络的电阻（ $R1+R2=R_{FB}$ ）反映出输出滤波器传输函数的特性。图7的电路分析给出ESR和 R_{SENSE} 的影响。

传输函数 $G1(S)$ 给出 R_{FB} 的初始低频增益。这个增益在 $f_{POLE}=1/2*\pi*(R_{FB}+ESR)*C$ 处开始滚降，并在 $f_{ZERO}=1/2*\pi*ESR*C$ 变为水平。 $G1(S)$ 的博得图见图8。



4.3 PWM 电路部分 G2(S)

光耦电路把误差放大网路产生的误差信号传输到主边。AS3842 PWM 电路把这个误差电压与通过主边功率变压器的电流进行比较。然后功率场效应管的占空比被调制，以提供足够的电流到副边来维持想要的输出。

光耦的小信号传输函数是与光耦的电流传输比成比例的固定增益。R5（原文误为 R6，式 5 一并改为 R5，译注）是与光耦的二极管串联的限流电阻，并且是 AS3842 误差放大器的输出阻抗（此句应该理解为 R5 是这个 AS3842 开关电源电路中，误差放大器部分的输出阻抗，译注）。这一点在应用文档“Secondary error amplifier with the AS431”中有深入的阐述。从误差放大器的输出到 AS3842 的 COMP 脚的传输函数是：

$$\frac{\Delta V_{COMP}}{\Delta V_{CATHODE}} = \frac{CTR}{R5} R_{COMP} \quad (5)$$

$V_{CATHODE}$ 是 AS431 的阴极电压，也就是误差补偿放大器的输出电压。CTR 是光耦的电流传输比。R5 (原文为 R6, 译注) 是与光耦的二极管串联的限流电阻。 R_{COMP} 是 AS3842 的 COMP 脚当其试图拉电流超过它的最大输出电流时的输出阻抗。

当误差信号传递到补偿脚以后，将其与电流检测信号比较。图 9 表示一个电流检测比较器和开关部分的简单框图：

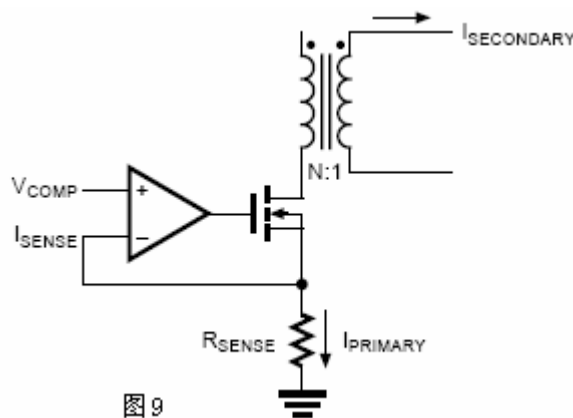


图 9

在闭环系统中， V_{COMP} 与 I_{SENSE} 维持同样的电平。因此， $I_{PRIMARY}$ 被 V_{COMP} 有效的调节：

$$I_{PRIMARY} = \frac{V_{COMP}}{R_{SENSE}} \quad (6)$$

从 $I_{SECONDARY}$ 以后（见图9），副边电流或者说输出电流与主边电流成比例，把等式（4）重新排列表示出副边电流与 V_{COMP} 之间的关系。

$$\begin{aligned} I_{PRIMARY} &= \frac{I_{SECONDARY}}{N} \\ &= \frac{V_{COMP}}{R_{SENSE}} \\ &= \frac{I_{OUT}}{N} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\frac{\Delta V_{COMP}}{\Delta I_{OUT}} = \frac{R_{SENSE}}{N} \quad (8)$$

结合等式（3）和（6）得到 PWM 部分的传输函数：

$$G2(S) = \frac{\Delta I_{OUT}}{\Delta V_{CATHODE}} = \frac{N}{R_{SENSE}} \frac{CTR}{R6} R_{COMP} \quad (9)$$

传输函数 $G2(s)$ 仅包含增益没有相移。

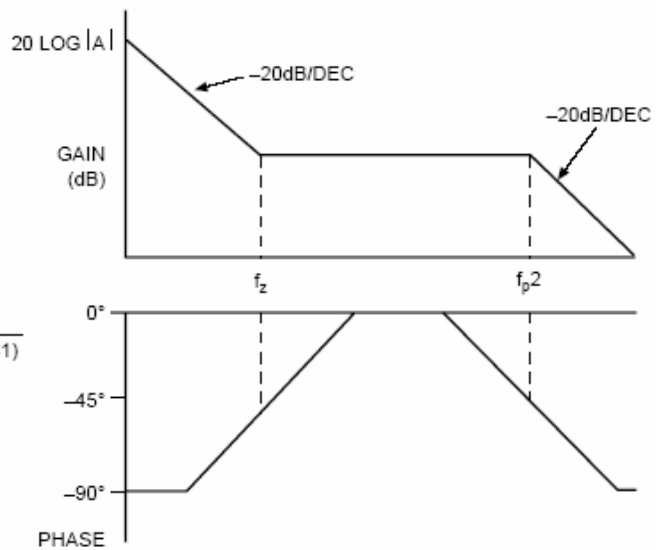
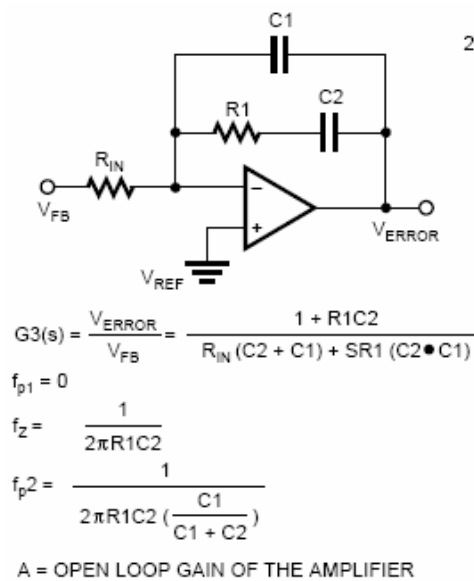


图 10

4.4 误差放大器补偿网络 $G_3(S)$

一旦输出滤波器和 PWM 电路部分的传输函数确定下来，然后可以设定误差放大器补偿网络以取得最优化的系统性能。图 10 例举出一个在低频时提供高的频率滚降和高增益的补偿方案。

这个补偿方案有一些很好的特性适合于误差放大器的补偿，它有很高的直流增益和易控的滚降。

4.5 整个系统

因为这是一个线性系统，可以用叠加的方法得到整个系统的传输函数。通过把整个环路各部分的增益和相位叠加起来，产生整个系统的博得图。通过放置补偿网络的极点和零点使系统的性能最优化。图 11 把各部分的博得图结合起来，负反馈系统的 180 度相移也加入进来了。

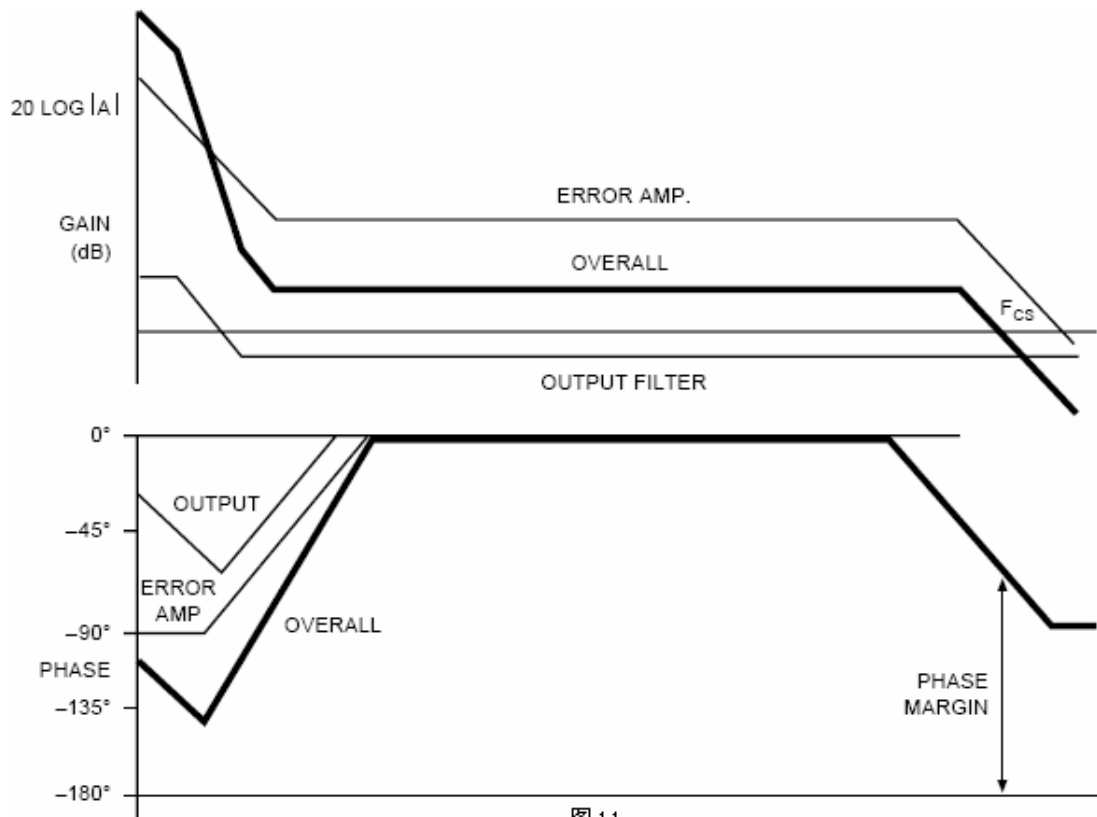


图 11

5. 测量结果

构造一个 150W 的电流模式正激转换器，经过修正的小信号环路特性显示出它在系统瞬态响应时所起的作用。图 13（原文误为图 12，译注）给出它的增益 - 相位图。与图 11 所展示的一样，获得了相同的博得图曲线。此增益相位图显示这个系统有 86.7 度的相位裕量。意味着稳定的系统有快速的瞬态响应。图 15（原文误为图 13，译注）给出系统的瞬态响应。为了展示相位裕量的作用，通过增加整个系统的增益和提高穿越频率，系统的相位裕量会减少。穿越频率提高时系统的相位裕量在减少。图 12（原文误为图 14，译注）给出更高的穿越频率和更少的相位裕量（65 度）时的系统博得图。其瞬态响应见图 14（原文误为图 15，译注），注意更少的相位裕量导致更大的振荡和更长的调节时间。表 1 比较了这两个不同增益大小的系统之间线性和负载调节率的变化。正如前面所述，高的环路增益得到更紧密的线性和负载调节率。还应该注意需在高的相位裕量和较低的环路增益之间取得平衡。

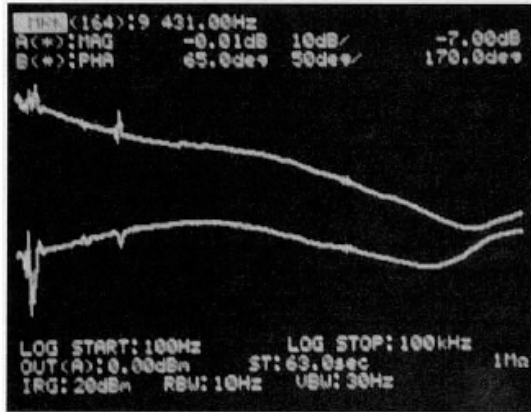


图12

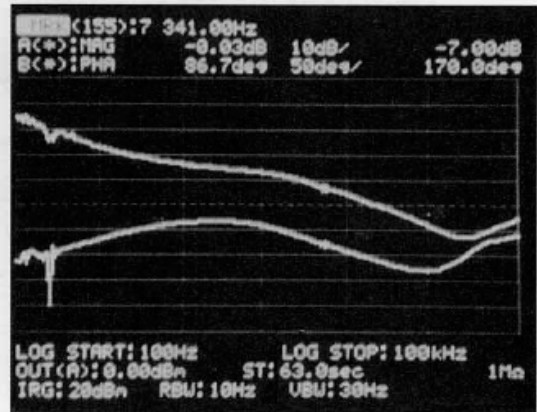


图13

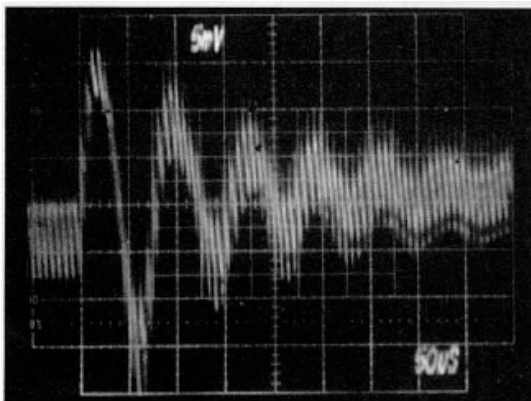


图14

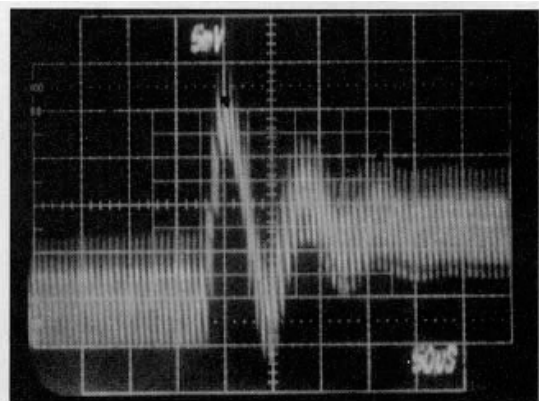


图15

Load Regulation	High Loop Gain	Low Loop Gain
$V_{IN} = 85 V_{AC}$	127 mV	132 mV
$V_{IN} = 135 V_{AC}$	101 mV	116 mV
Line Regulation		
Low Load	21 mV	25 mV
High Load	5 mV	9 mV

表1

6. 测量方法

为了保证准确的结果，测试信号接入节点的阻抗必须大于它的输出阻抗。在图 6 的测试电路中，误差放大器在副边，PWM电路在主边。测试信号在光耦的输出和AS3842的 V_{COMP} 输入之前接入。输入阻抗是从 V_{COMP} 脚看入时的阻抗，输出阻抗是光耦的输出阻抗。在其他误差放大器和PWM电路没有隔离的应用中，测试信号可以在输出滤波电容之后接入，使其与误差放大器的输入相串联。

全文完

2006-6-6

References

- Venable, D., "Practical techniques for Analyzing, Measuring and Stabilizing Feedback Control Loop in Switching Regulators and Converters," PowerCon 7 Proceedings, March, 1980, page 12. 1–12.17.
- Chetty, P.R.K., "Modeling and Design of Switching Regulators," IEEE Transactions on Aerospace and Electric Systems, May 1992, page 333–343.
- Jamerson, C., and Hosseini, "A Simplified Procedure for Compensation Current-Mode Control Loops," HFPC Proceedings, June 1991, page 299–318.