

什么是控制系统 以及如何设计DC-DC 转换器的控制环路

Yaxian Li, 应用工程师

摘要

本文将介绍基本控制理论, 并讨论如何分析DC-DC电压控制环路的稳定性和带宽。本文可以帮助设计人员深入了解如何将控制理论应用在电源控制环路的设计中, 并在遇到控制环路问题时准确快速地计算电路参数, 而不是反复试凑。

简介

环路补偿是设计DC-DC转换器的关键步骤。如果应用中的负载具有较高的动态范围, 设计人员可能会发现转换器不再能稳定的工作, 输出电压也不再平稳, 这是由于控制环路稳定性或带宽带来的影响。了解环路补偿理论有助于设计人员处理典型的板级电源应用问题。

本文分为三个部分。前两部分讨论控制系统理论、通用降压DC-DC转换器拓扑以及如何设计DC-DC控制环路。在第三部分, 我们以MAX25206为例说明如何应用控制理论来评估和设计DC-DC控制环路。

控制系统理论简介

在自然界中, 控制系统无处不在。空调控制室内温度, 驾驶员控制汽车行驶的方向, 控制煮饺子时的水温, 诸如此类。控制是指对生产过程中的一台设备或一个物理量进行操作, 使一个变量保持恒定或沿预设轨迹运动的动态过程。通常, 自然界中的系统是非线性的, 但微观过程可以被视为线性系统。在半导体领域, 我们将微电子学视为一个线性系统。

可实现自动控制的系统是闭环系统, 反之则是开环系统。开环系统的特点是系统的输出信号不影响输入信号。就像在图1中,



图1. 开环系统

$G(s)$ 是系统在复频域的传递函数。

$$V_0(s) = G(s) \times V_I(s) \quad (1)$$

V_I 是输入信号, V_0 是复频域的输出信号。图2中的闭环系统具有从输出到输入的反饋路径。系统的输入节点将是输入信号和反馈信号之差。

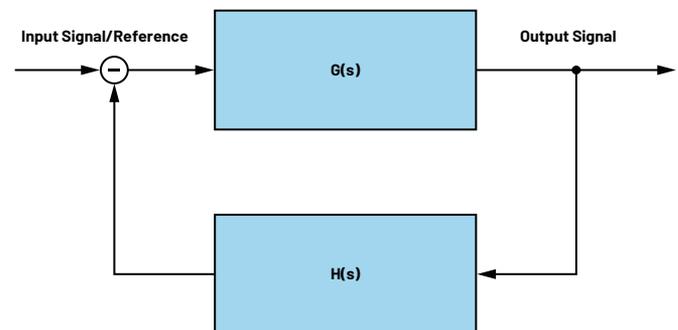


图2. 闭环系统

当控制器迭代直到输入信号等于反馈信号时, 控制器达到稳态。使用数学方法可以得到以下闭环系统方程:

$$(V_I(s) - V_0(s)H(s))G(s) = V_0(s) \quad (2)$$

然后简化方程如下:

$$V_0(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \times V_I(s) \quad (3)$$

$$LP = G(s)H(s) \quad (4)$$

其分母相位（式4）既是开环转换函数（也称为环路增益）。其增益幅度表明反馈的强度，其带宽是闭环系统的可控带宽。当然，其相移也会叠加。应该知道，如果环路增益大于0 dB，同时相移为180°，则控制环路将以正反馈工作并形成振荡器。这是稳定性设计的一个关键。设计人员应确保相位裕量和增益裕量在安全范围内，否则整个系统环路将开始自振荡。

通用降压DC-DC转换器拓扑

接下来介绍降压DC-DC转换器的拓扑结构和控制环路。

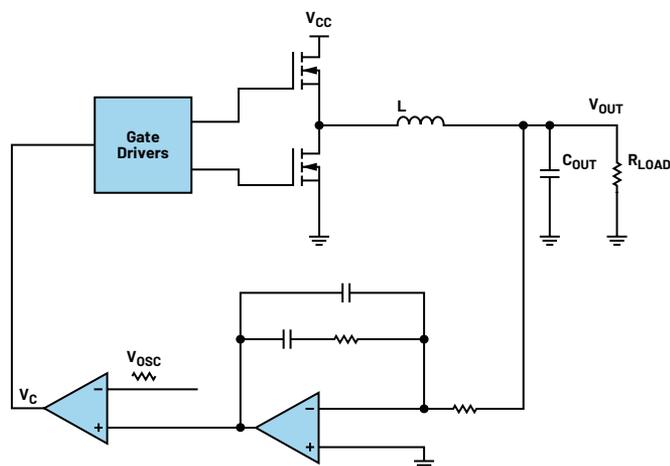


图3. 降压DC-DC模块

图3显示了典型降压转换器原理图，其简化为一个交流小信号电路。它包括三级：斩波调制器、输出LC滤波器和补偿网络。每一级都有自己的转换函数。这三级构成整个控制环路。比较器和半桥构成斩波调制器。比较器输入信号来自振荡器和补偿网络。补偿网络在闭环反馈路径中实现。调制器的交流小信号增益为

$$G_m = \frac{V_{CC}}{V_{PP}} \quad (5)$$

其中 V_{PP} 为振荡器三角波的峰峰值电压。 V_{CC} 为半桥的输入功率。在控制理论中，小信号增益既是转换函数。可以看到，调制器没有相移，只有幅度增益。LC滤波器转换函数为

$$G_f = \frac{1}{1 + LCs^2} \quad (6)$$

其中L和C分别为电感和电容。这是一种理想状态。通常，电路中存在寄生参数，如图4所示。

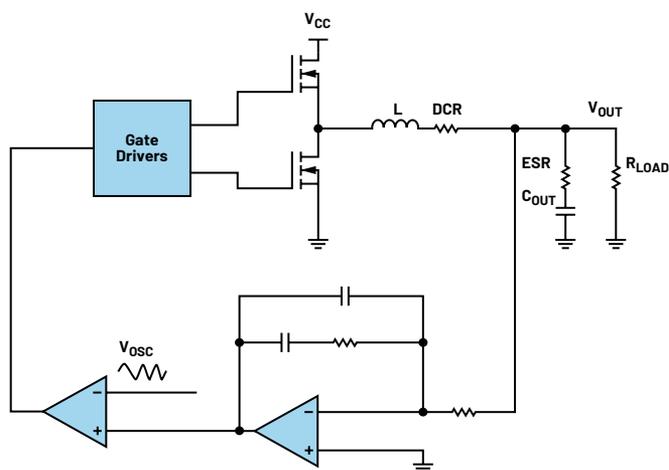


图4. 具有寄生参数的LC滤波器

DCR是电感L的直流等效电阻。ESR是输出电容的等效串联电阻。因此，LC滤波器的转换函数为

$$G_f = \frac{1 + ESR \times Cs}{1 + (DCR + ESR)Cs + LCs^2} \quad (7)$$

显然，ESR会为控制环路产生一个零点。当ESR太大而无法忽略时，设计人员应考虑ESR可能引起的稳定性问题。补偿网络用于消除寄生效应并改善环路响应。

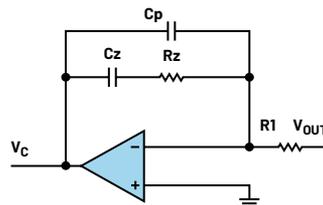


图5. II型补偿拓扑

降压DC-DC模块展示了II型补偿网络。这种补偿电路会提供一个零点和两个极点。

$$G_c = \frac{1 + sRzCz}{s(R1Cz + R1Cp + sR1RzCpCz)} \quad (8)$$

还有I型和III型补偿电路。

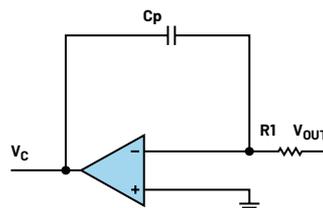


图6. I型补偿拓扑

$$G_c = \frac{1}{sR1Cp} \quad (9)$$

I型只是一个积分节点。它是一个最小相位系统。

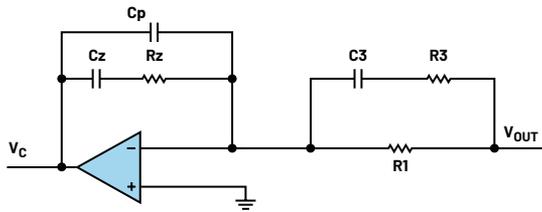


图7. III型补偿拓扑

III型转换函数类似于II型。

$$G_c = \frac{(sC_zR_z + 1)(sC_p(R_1 + R_3) + 1)}{sR_1(C_z + C_p)(sC_pR_3 + 1)(\frac{sC_zC_pR_z}{C_z + C_3} + 1)} \quad (10)$$

可以看到，III型转换函数更复杂。它有两个零点和三个极点。在图7中，运算放大器(OPA)用于误差放大。运算跨导放大器(OTA)也可用于环路中的误差放大。

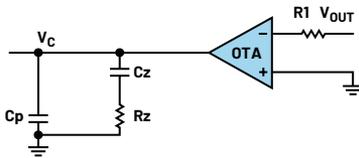


图8. 带OTA的II型补偿拓扑

其传递函数类似于使用OPA拓扑电路的传递函数。输出电压误差信号先由OTA放大并转换为电流信号，再由补偿网络转换为电压控制信号。在所选择的任何类型拓扑或放大器中，零点和极点必须位于适当的频率处。

如何设计DC-DC控制环路?

我们看看采用II型环路补偿的降压DC-DC转换器的整个开环转换函数。

$$G = G_m G_f G_c \quad (11)$$

调制器和LC滤波器的转换函数无法轻易改变。我们只能更改补偿网络。

以II型拓扑为例。II型转换函数有两个极点和一个零点，如下所示。

$$F_z = 1/R_zC_z;$$

$$F_{p1} = 0;$$

$$F_{p2} = R_1(C_z + C_p)/R_1R_zC_pC_z;$$

极点和零点位置由环路增益和环路相移确定。正极点会给波特图中的增益曲线增加-20 dB/dec斜率，并会给波特图中的环路相位曲线增加-90°相移。相反，正零点会给增益曲线增加20 dB/dec斜率，并会给环路相位曲线增加90°相移。可以看到，II型补偿环路有两个极点和一个零点，而带有寄生效应的LC滤波器也有两个极点和一个零点。寄生极点可能会迫使环路增益交越点(开环图与轴相交的点; 此处增益为0 dB) 处的斜率高达-40 dB/dec, 甚至更高。这意味着系统的相移将达到180° (相位裕量将达到0°), 会引起自振荡。设计人员应该避免这种风险。根据经验, 我们应确保环路增益穿越频率处的斜率为-20 dB/dec。为了解决这个问题, 设计人员只能更改补偿网络。更改Rz或Cz可以改变零点的位置, 更改Cp可以改变次极点的位置。通常, 寄生极点和零点位于非常高的频率, 因此我们将Fp2放置在比Fz稍远的位置, 迫使寄生极点和零点低于0 dB。Fz和Fp2都是决定环路带宽的重要因素。

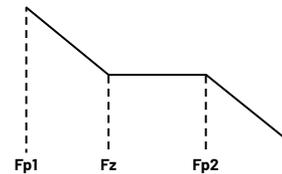
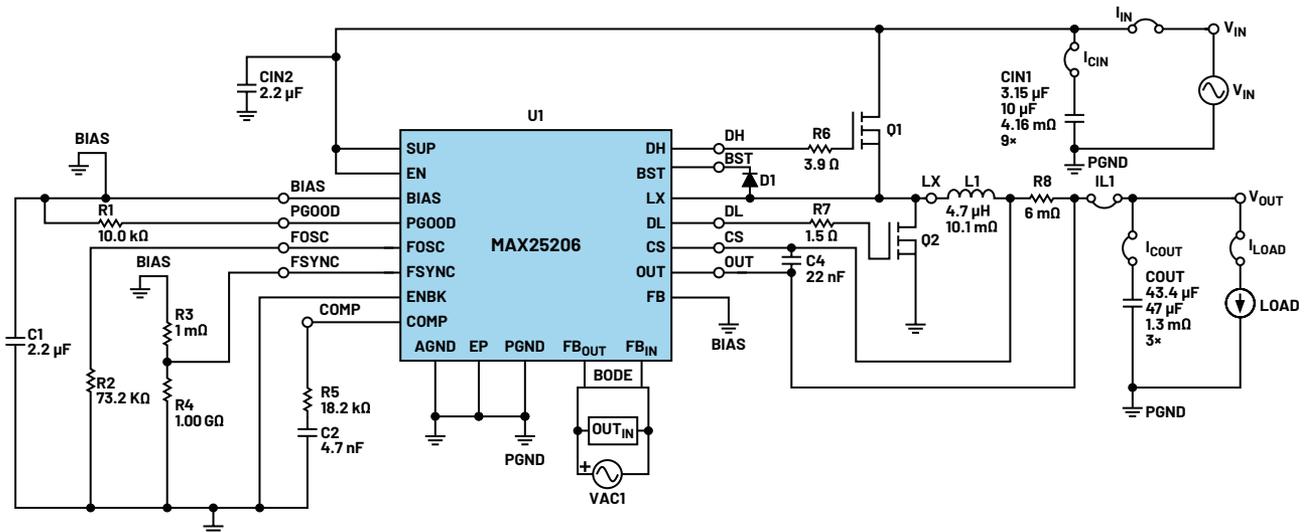


图9. II型波特图



- Note 1: When skip mode is selected, AC loop simulation may fail if the load current and/or the duty cycle is low enough to engage skip mode because skip mode is hysteretic and there is no AC loop to measure.
- Note 2: FB_{OUT} and FB_{IN} are fictitious pins that are needed for AC analysis measurements when output configuration is set to use internal preset voltage configuration. These are not present in the actual IC.
- Note 3: Spread spectrum is not modeled. The SPS pin is not shown.
- Note 4: The clock output is not modeled and the SYNCOUT pin is not shown.
- Note 5: AC simulations may fail when V_{OUT} is close to V_{IN}.

图10. MAX25206典型原理图

通过调整极点和零点的位置，可以改变环路的频率响应和相位响应以确保增益或相位裕度。因此，我们可以在环路带宽和稳定性裕量之间取得平衡。

例如，MAX25206的原理图如图10所示。在该电路中， $V_{OUT} = 5V$ ， $I_{LOAD} = 3.5A$ ，因此 $R_{LOAD} = 1.43\Omega$ 。

其补偿网络为II型网络， $C_p = 0pF$ （根据式8）。第二个极点位于无穷大频率，我们可以从 R_5 和 C_2 计算出第一个零点， $F_z = 1/(4.7nF \times 18.2k\Omega) = 11.69kHz$ 。在输出LC滤波器中，我们可以通过转换函数式7从ESR和输出电容得知零点在 $F_z = 16.4MHz$ ，复极点在 $F_{p1} = 1.8kHz - 37.6kHz$ 和 $F_{p2} = 1.8kHz + 37.6kHz$ 。可以预见，Gf增益将在1.8kHz处达到最大点。当频率大于1.8kHz时，Gf增益会迅速下降。补偿零点 F_z 是对环路增益降低的补偿。此外，我们应该知道，如果环路增益大于0dB，LC滤波器将在37.6kHz处谐振。设计人员不应将 F_z 放置得太接近1.8kHz，以确保环路增益在37.6kHz时不会高于0dB。AC环路仿真结果如图11所示。

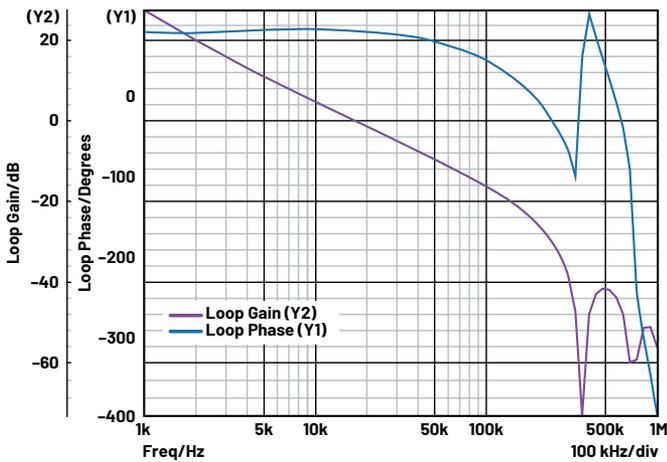


图11. MAX25206 AC环路仿真

此外，III型补偿网络对于提供补偿更具潜力。当然，要评估一个系统，不仅可以使开环转换函数和波特图，还可以观察闭环转换函数的根轨迹是否在左半平面，并分析时域微分方程。但就方便性而言，观察波特图的开环转换函数是实现稳定电源系统设计的最常见、最简单的方法。其他类型DC-DC拓扑的补偿

环路、补偿方法和原理是相同的。唯一区别在于调制器，也就是环路转换函数的增益。

其他补偿网络拓扑示例

除了不同类型的DC-DC拓扑，还有采用不同方案的控制环路。与DC-DC转换器一样，MAX20090 LED控制器由电流控制环路组成。转换器检测输出电流，并将其反馈回控制环路以达到预期值。另一个例子是MAX25206降压控制器，它具有限制峰值或平均电流的功能。该器件检测输出电压和平均电流并反馈回来。它是一款双闭环控制器。通常，电流控制环路在内环，电压控制环路在外环。电流环路的带宽（即响应速度）大于电压环路的带宽，因此它能实现限流。第三个例子是MAX1978温度控制器。它包含一个驱动热电冷却器(TEC)的H桥。不同电流的方向将决定TEC是加热还是冷却模式。反馈信号就是TEC的温度。这种控制环路会迫使输出TEC的温度达到预期温度。

结论

无论何种形式的电路拓扑，用于自动控制目的的模拟电路的理论基础均是本文所讨论的理论。设计人员的目标是实现高的带宽和健壮的稳定性的平衡，同时确保环路带宽和稳定性的平衡。

作者简介

Yaxian Li是ADI公司培训和技术服务团队的应用工程师。Yaxian于2020年加入Maxim Integrated（现为ADI公司一部分），于2018年获得杭州电子科技大学电气工程和自动化学士学位。联系方式：yaxian.li@analog.com。

在线支持社区



访问ADI在线支持社区，中文技术论坛

与ADI技术专家互动。提出您的棘手设计问题、浏览常见问题解答，或参与讨论。

请访问ez.analog.com/cn

