Application Note

电流模式转换器的建模、分析与补偿

Kurt Hesse *PMP Systems Powers*

摘要

本应用手册介绍了如何通过向检测电流波形添加固定量的*斜率补偿*，改善任何电流模式转换器的性能（并减少前面提到的特有现象）。

内容

1 简介.....2
2 峰值电流控制转换器的特有现象.....3
2.1 开环不稳定性.....3
2.2 电感器电流振铃.....3
2.3 次谐波振荡.....4
2.4 峰值电流检测与平均电流检测.....7
2.5 小纹波电流.....8
3 微小信号交流模型.....9
3.1 交流模型推导.....9
3.2 交流模型讨论.....10
4 UC1846 控制器件的斜率补偿.....12
5 参考资料.....13
6 修订历史记录.....13

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

1 简介

最近专为电流模式控制设计的集成控制电路的出现，使得该技术在新设计中的应用急剧增多。随着电流模式转换越来越普及，与固定频率峰值电流检测方案相关的几个特有现象已经显现。这些现象包括在高于 50% 的占空比 (D > 0.5) 下的不稳定性、次谐波振荡倾向、非理想环路响应以及对噪声的敏感度增加。尽管电流模式控制相对于传统电压模式控制的优势已被充分证明（见*参考资料*部分），但固定频率峰值检测电流模式转换器仍存在若干缺点。其中包括：

- 高于 50% 的占空比下的开环不稳定性
- 峰值而非平均电感器电流检测导致的非理想环路响应
- 次谐波振荡倾向
- 噪声敏感度，尤其是电感器纹波电流很小时

尽管在大多数情况下电流模式控制的优点远远超过这些缺点，但似乎确实有一种简单的解决方案。多位作者已经表明，向电流波形添加斜率补偿（见图 1-1）可使系统在高于 50% 的占空比下保持稳定。

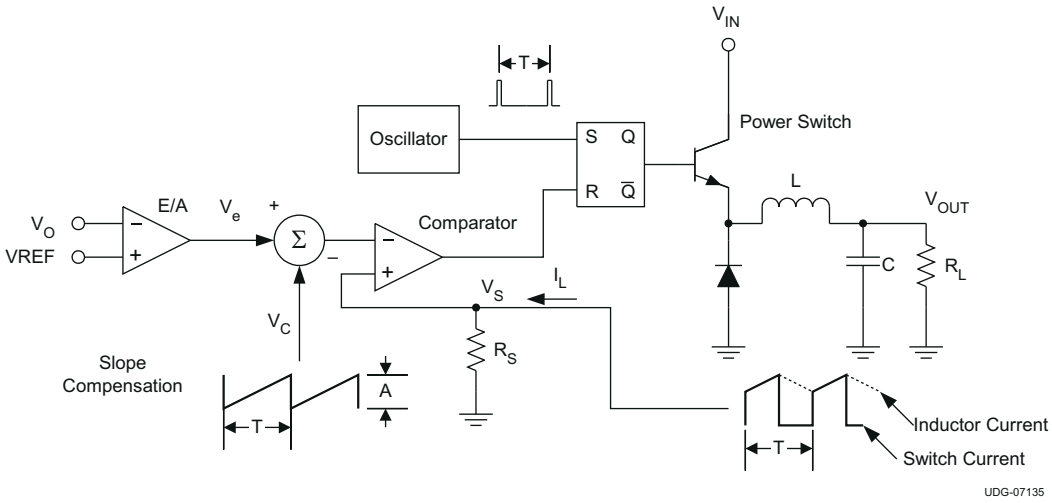

图 1-1. 带斜率补偿的电流模式控制型降压稳压器

由此可见，同样的补偿技术可用于最大限度减少上述许多缺点。事实上，任何实际转换器在向电流波形添加一定斜率补偿后几乎都会表现得更好。

添加斜率补偿非常简单，通常只需一个电阻器，这增加了该技术的吸引力。然而，这也引入了一个新问题，即如何分析和预测转换器性能。文献中已广泛研究了电流模式和电压模式 PWM 的微小信号交流模型。然而，斜率补偿型或*双控制型*转换器同时具有两者的特性，其等效电路不同于两者但又包含各自的组成部分。尽管几位作者[1,2]已部分解决了这个问题，但仍需要一种简单的电路模型，能够为电源设计人员提供定性和定量结果。

本应用手册的第一个目标是让读者熟悉峰值电流控制转换器的特有现象，同时展示斜率补偿在减少或消除许多问题方面的能力，这将在第 2 节*峰值电流控制转换器的特有现象*中描述。其次，在第 3 节*微小信号交流模型*中，将使用 (1) 中概述的状态空间平均技术，建立连续导通模式下斜率补偿降压转换器的电路模型。这为第 4 节 *UC1846 控制器件的斜率补偿*提供了分析基础，该节讨论了斜率补偿的实际实现方法。

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2 峰值电流控制转换器的特有现象

2.1 开环不稳定性

对于任何在高于 50% 的占空比下工作的固定频率电流模式转换器，内部电流环路都存在无条件的不稳定性——无论电压反馈环路的状态如何。虽然某些拓扑（最显著的是双晶体管正激变换器）不能在高于 50% 的占空比下工作，但许多其他拓扑如果无法实现更大占空比，将受到严重的输入限制。向内部环路注入少量斜率补偿，可在所有占空比值下产生更好的稳定性。下面简要回顾该技术。

图 2-1 描绘了由误差电压 V_0 控制的电流模式转换器的电感器电流波形 I_L。将电流 I_L 扰动 ΔI 后，对于 D < 0.5（图 2-1A），ΔI 随时间推移而减小；对于 D > 0.5（图 2-1B），ΔI 随时间增加而增大。数学上可表示为

$$\Delta l_1 = -\Delta l_0\left(\frac{m_2}{m_1}\right) \tag{1}$$

添加一个斜率为 –m 的线性斜坡，如 图 2-1C 所示。请注意，该斜率既可以加到电流波形上，也可以从误差电压中减去。然后得到

$$\Delta l_1 = -\Delta l_0\left(\frac{m_2+m}{m_1+m}\right) \tag{2}$$

在 100% 占空比下求解 m 得到

$$m > -\frac{1}{2}(m_2) \tag{3}$$

因此，为保证电流环路稳定性，补偿斜坡的斜率必须大于电流波形下降斜率的一半。对于图 1-1 的降压稳压器，m_2 是等于 $V_0/L \times R_S$ 的常数，因此应选择补偿波形的振幅 A，使得

$$A > T \times R_S \times \left(\frac{V_0}{L}\right) \tag{4}$$

以保证在高于 50% 的占空比下的稳定性。

2.2 电感器电流振铃

更深入地考察电感器电流波形，可以发现与先前的不稳定性相关的另外两个现象。将 图 2-1 推广并绘制所有 n 的 I_N 与 N_T 关系曲线（图 2-2），可显示出开关频率二分之一处的阻尼正弦响应，类似于 R-L-C 电路的响应。这种振铃现象具有以下两方面的不利影响。

- 它产生电感器电流对线路和负载瞬态的振铃响应
- 它在开关频率的 ½ 处使控制环路增益达到峰值，产生明显的不稳定倾向

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

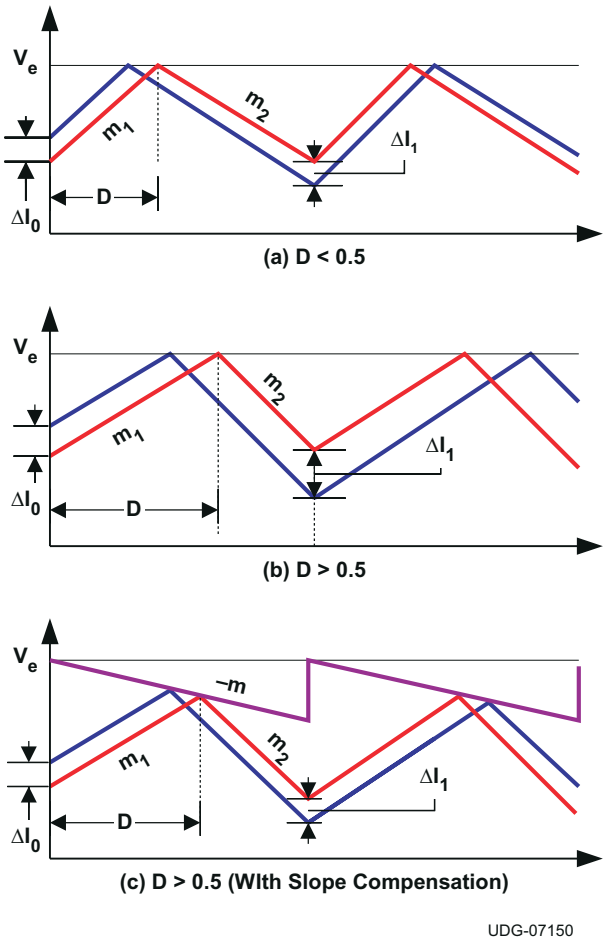

图 2-1. 电流模式转换器中的开环不稳定性

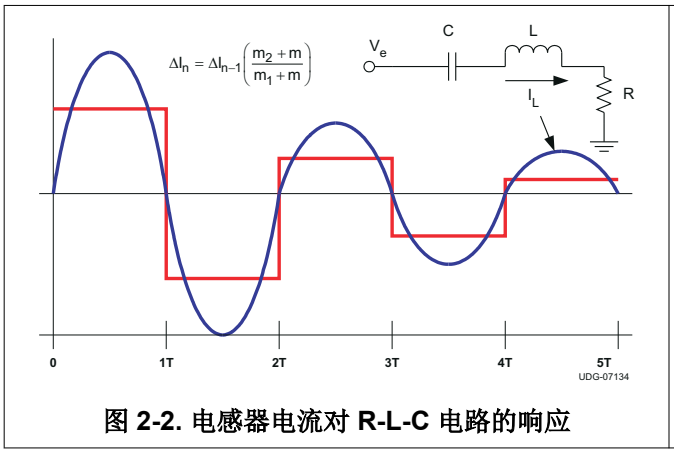

图 2-2. 电感器电流对 R-L-C 电路的响应

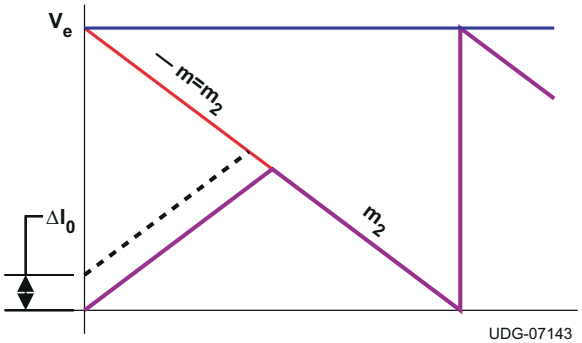

图 2-3. 电流扰动

如图 1-1 所示，并且很容易根据方程式 2 验证，通过选择斜率补偿 m 等于 -m2（电感器电流的下降斜率），可获得最佳的瞬态响应。这类似于对 R-L-C 电路进行临界阻尼，使电流在恰好一个周期内自行校正，如图 2-3 所示。注意，虽然这么做可以优化电感器电流振铃，但它对电压控制环路本身的瞬态响应几乎没有影响。

2.3 次谐波振荡

内部电流环路引起的增益峰化可能是电流模式控制器最显著的问题之一。这种峰化出现在开关频率的二分之一处，并且由于调制器中的额外相移，可能导致电压反馈环路在开关频率的二分之一处进入振荡。这种不稳定性有

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

时称为次谐波振荡，很容易通过功率级中连续驱动脉冲之间的占空比不对称来检测。图 2-4 显示了处于次谐波振荡的电流模式控制器的电感器电流（周期 2T 内的红色波形）。

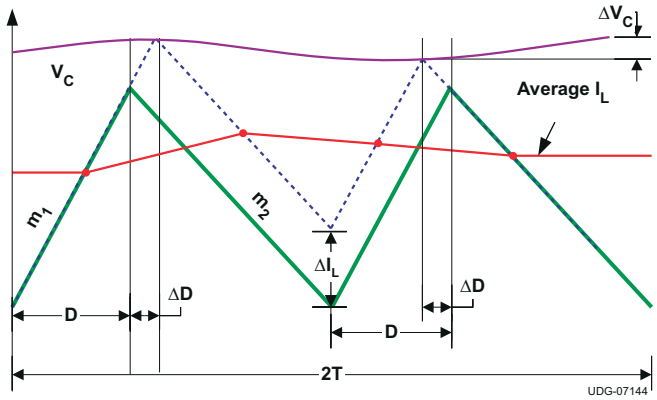

图 2-4. 处于次谐波振荡的电流模式转换器的电流波形

要确定稳定性范围，首先需要建立内部环路在开关频率二分之一处的增益表达式。(2) 中所述方法将类比应用于降压转换器，并增加相应项以纳入斜率补偿

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2.3.1 ½f_S 处的环路增益计算

参考图 2-4 和图 2-5，将输入激励 ΔV_e 与输出电流相关联，并推导出两个方程。

$$\Delta I_L = \Delta D(m_1) \times T - \Delta D(m_2) \times T \tag{5}$$

$$\Delta V_C = \Delta D(m_1) \times T + \Delta D(m_2) \times T \tag{6}$$

按图 2-5 所示添加斜率补偿可得出以下方程。

$$\Delta V_e = \Delta V_C + 2 \times \Delta D(m) \times T \tag{7}$$

使用方程式 5 从方程式 6 中消除 ΔV_c，并求解 $\Delta I_L / \Delta V_e$ 得到方程式 8。

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta V_e} = \frac{m_1 - m_2}{m_1 + m_2 + m} \tag{8}$$

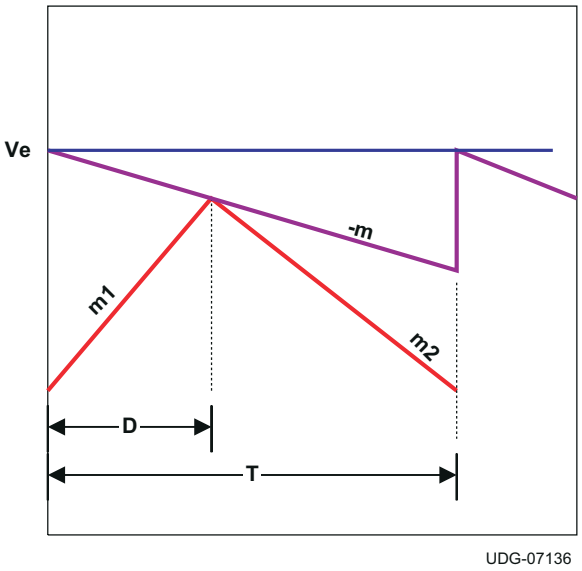

图 2-5. 向控制信号添加斜率补偿

对于稳定状态条件

$$D_{(m1)}T = (1 - D)_{(m2)}T \text{ or } D = \left(\frac{-m2}{m1 - m2}\right) \tag{9}$$

通过使用方程式 9 化简方程式 7

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta V_e} = \frac{1}{(1 - 2D)(1 + (m/m_2))} \tag{10}$$

鉴于 ΔI_L 仅仅是周期为 2T 的方波，可将基波振幅与 ΔI_L 通过因子 4/π 关联，并写出 f = ½f_S 处的微小信号增益为

$$\frac{i_L}{v_e} = \frac{4\pi}{(1 - 2D)(1 + (m/m_2))} \tag{11}$$

假设输出端容性负载为 C，误差放大器增益为 A，则 f = ½f_S 时环路增益的表达式为

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$\text{Loop Gain} = \frac{\left(\frac{4\pi}{n^2 C}\right)}{(1-2D)(1+(m/m_2))} \tag{12}$$

2.3.2 使用斜率补偿消除次谐波振荡

根据方程式 13，在 f = ½f_S 时保证稳定性的最大误差放大器增益表达式为

$$A_{MAX} = \frac{(1-2D)(1+(m/m_2))}{\left(\frac{4\pi}{n^2 C}\right)} \tag{13}$$

方程式 13 清楚地表明，最大允许误差放大器增益 A_{MAX} 是占空比和斜率补偿的函数。图 2-6 给出了若干斜率补偿值下 A_{MAX} 与占空比的归一化曲线图。假设放大器增益在 f = ½f_S 时不能降至零，则对于 m = 0（无补偿）的情况，我们会看到之前讨论过的在 50% 占空比处的不稳定性。当补偿增大到 m = -½m_2 时，不稳定性点外移到占空比 1.0 处，然而在任何实际系统中，有限的 A 值会在达到满占空比之前很早就使反馈环路驱动进入次谐波振荡。如果我们继续增大 m，会到达 m = -m2 这一临界点，此时最大增益与占空比无关。这就是前面讨论的临界阻尼点，对于在整个占空比范围内工作的稳压器，将 m 增大到该值以上几乎不会改善稳定性。

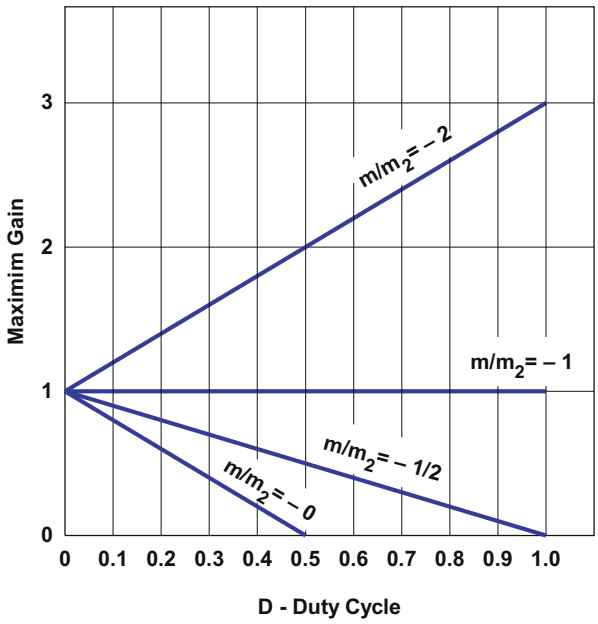

图 2-6. 最大误差放大器增益与占空比的关系

2.4 峰值电流检测与平均电流检测

根据定义，真正的电流模式转换应使平均电感器电流跟随误差电压变化。这实际上用电流源替代了电感器，从而将系统阶数降低一阶。然而，如图 2-7 所示，通常使用的是峰值电流检测方案，这类方案允许平均电感器电流随占空比变化，同时产生不太理想的输入到输出（或前馈）特性。如果添加斜率补偿使其等于 m = -½ m2，如图 2-8 所示，则峰值电流检测方案可以转换为平均电流检测器，从而实现完美的电流模式控制。然而，如上一节所述，当使用 m = -½ m2 时，设计人员必须注意占空比接近 1 时出现的次谐波振荡。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

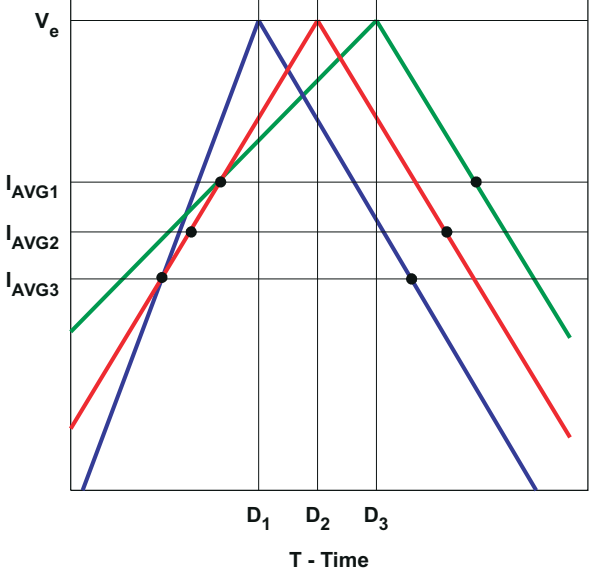

图 2-7. 无斜率补偿的峰值电流检测

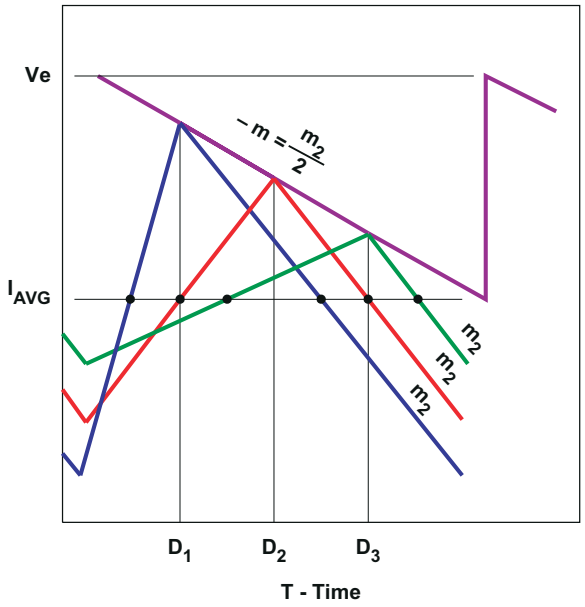

图 2-8. 与占空比无关的平均电感器电流

2.5 小纹波电流

从系统角度看，小电感器纹波电流在以下几方面是有利的：

- 降低对输出电容器的要求
- 在轻负载下以连续电流工作
- 输出纹波更小

然而，由于施加到电流检测电路的斜率较浅，小纹波电流在许多情况下会因随机噪声和同步噪声而导致脉宽抖动，详见图 2-9。同样，如果向电流波形添加斜率补偿，则可生成更稳定的开关点。要产生效果，添加的斜率量需要相对于总电感器电流足够大，而不只是相对于纹波电流足够大。这通常要求斜率 m 远大于 m2，虽然这对次谐波稳定性有利，但任何大于 $m = -½\ m_2$ 的斜率都会使转换器表现得不太像理想电流模式转换器，而更像电压模式转换器。电感器纹波电流与斜率补偿之间的适当权衡，只能基于*微小信号交流模型*一节中推导出的等效电路模型来进行。

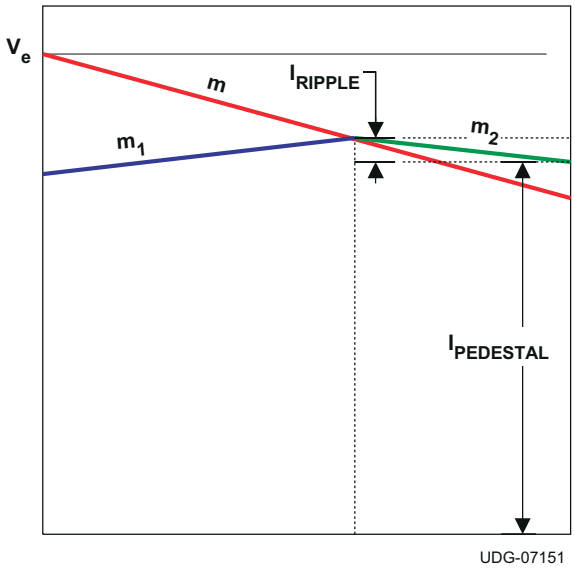

图 2-9. 大基座电流与纹波电流之比

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3 微小信号交流模型

如前所述，通过在电流波形中添加不同程度的斜率补偿，可以减少或消除与电流模式控制相关的许多缺点。为了确定这种补偿对闭环响应的全部影响，我们使用方程式 1 中开发的状态空间平均技术，建立了降压稳压器的微小信号等效电路模型。

3.1 交流模型推导

图 3-1(a) 显示了降压稳压器功率级的等效电路。由此可写出一组两状态空间平均微分方程，将电感器电流与电容器电压表示为占空比 D 的函数。

$$\dot{i}_L = \left(\frac{V_1 - V_0}{L}\right) \times D - \left(\frac{V_0(1-D)}{L}\right) \tag{14}$$

$$\dot{V}_0 = \left(\frac{I_L}{C}\right) - \left(\frac{V_0}{R}\right) \tag{15}$$

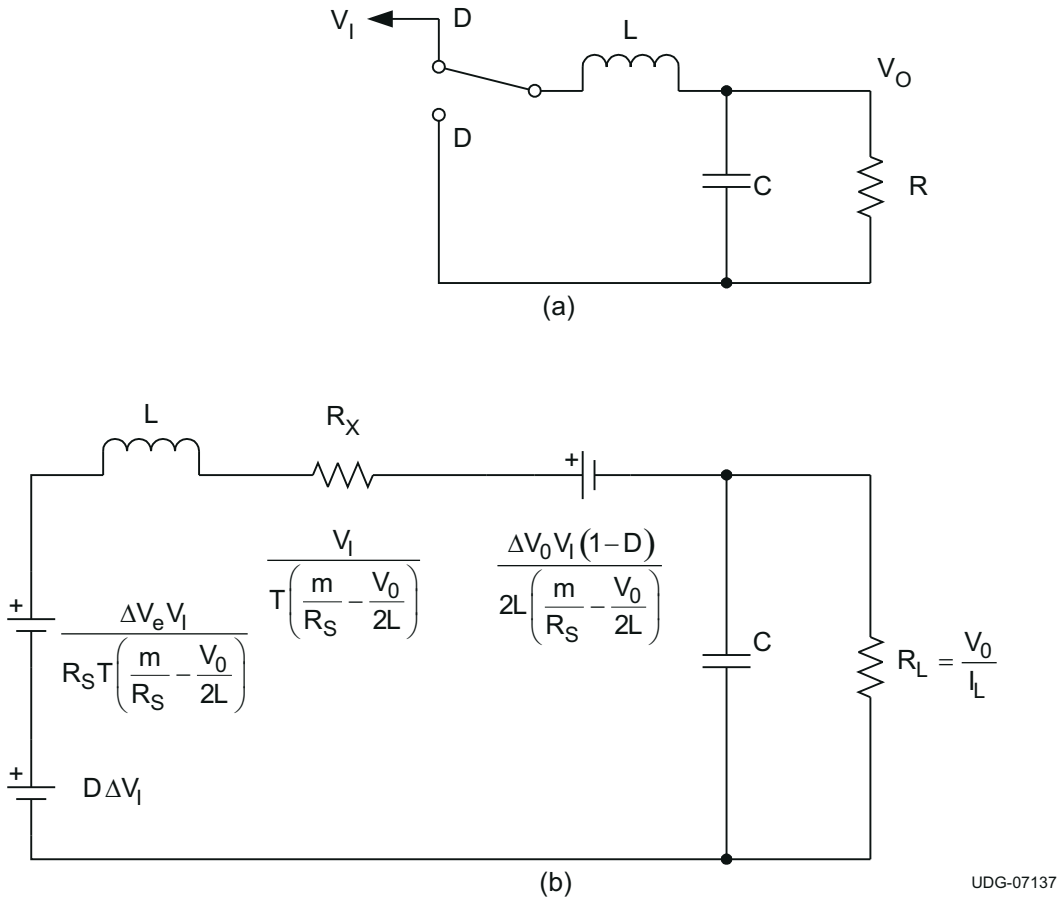

图 3-1. (a) 基本降压转换器和 (b) 微小信号等效电路模型

$$\Delta l_n = \Delta l_{n-1}\left(\frac{m_2 + m}{m_1 + m}\right) \tag{16}$$

如果对这些方程进行扰动（即用 $V_I + \Delta V_I$、$V_0 + \Delta V_0$、$D + \Delta D$ 和 $I_L + \Delta I_L$ 替换各自的变量）并忽略二阶项，则得到微小信号平均公式。

$$\Delta \dot{i}_L = \left(\frac{D\Delta I_L}{L}\right) - \left(\frac{\Delta V_0}{L}\right) + \left(\frac{V_1 \Delta D}{L}\right) \tag{17}$$

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$\Delta\dot{V}_0 = \left(\frac{\Delta I_L}{C}\right) - \left(\frac{\Delta V_0}{CR}\right) \quad (18)$$

第三个方程（控制方程）将误差电压 V_e 与占空比关联，可根据图 2-5 写为

$$I_L \times R_S - V_e - mDT - \frac{(1-D)V_0 \times T \times R_S}{2L} \quad (19)$$

如前所述对该方程进行扰动，得到

$$\Delta I_L = \frac{\Delta V_e}{R_S} - \Delta DT\left(\frac{m}{R_S} - \frac{V_0}{2L}\right) - \frac{T}{2L}(1-D)\Delta V_0 \quad (20)$$

通过使用方程式 20 从方程式 17 和方程式 18 中消除 ΔD，状态空间方程变为

$$\Delta\dot{I}_L = \frac{D}{L}\Delta V_1 + \frac{\Delta V_e \times V_1}{R_S \times LT\left(\frac{m}{R_S} - \frac{V_0}{2L}\right)} - \frac{\Delta V_0 \times V_1}{(2L)^2\left(\frac{m}{R_S} - \frac{V_0}{2L}\right)} - \frac{\Delta I_L V_1}{LT\left(\frac{m}{R_S} - \frac{V_0}{2L}\right)} \quad (21)$$

$$\Delta\dot{V}_0 = \left(\frac{\Delta I_L}{C}\right) - \left(\frac{\Delta V_0}{CR}\right) \quad (22)$$

这些方程的等效电路模型如图 3-1(b) 所示，将在*交流模型讨论*一节中讨论。

3.2 交流模型讨论

图 3-1(b) 的模型可用于验证和扩展先前的观察结果。理解该模型的关键在于斜率补偿 m 变化时 R_X 与 L 之间的相互作用。在大多数情况下，R_X 与 C 之间的受控源可以忽略。

如果 R_X 远大于 L，正如补偿很少或没有补偿 (m = 0) 时的情况，转换器具有单极响应，表现为真正的电流模式转换器。如果 R_X 相对于 L $m \gg \left(\frac{R_s \times V_0}{2L}\right)$ 较小，则由 L-R-C 输出滤波器形成双极点响应，类似于任何电压模式转换器。通过适当调整 m，可以实现这两个极端之间的任何状态。

尤其值得关注的是 m = $\left(\frac{R_s \times V_0}{2L}\right)$ 时的情况。由于电感器电流的下降斜率（来自图 2-5 的 m2）等于 (R_S V_0)/L，可推导出公式 m = -½ m_2。此时，R_X 趋于无穷大，形成理想的电流模式转换器。这与*峰值电流检测与平均电流检测*一节中讨论的观点相同，其中平均电感器电流完全跟随误差电压变化。请注意，尽管这种补偿对于线路抑制和环路响应是理想选择，但当占空比升高时，最大误差放大器增益限制（见*次谐波振荡*一节）可能需要使用更多补偿。

推导出等效电路模型后，可以讨论其在更具体设计示例中的应用了。图 3-2 绘制了在以下条件下典型 12V 降压稳压器在 120Hz 处的开环纹波抑制 ($\Delta V_0/\Delta V_I$) 与斜率补偿间的关系：

- V_0 = 12V
- V_I= 25V
- L = 200 μH
- C = 300 μF
- T = 20 μs
- R = 0.5Ω
- R_L = 1Ω、12Ω

$$m_2 = \left(\frac{V_0}{L}\right)R_s$$

同样，当斜率补偿接近 m = -½ m_2 时，理论纹波抑制趋于无穷大。随着 m 值增大，纹波抑制逐渐下降到电压模式转换器的水平（本例中为 -6.4dB）。

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

如果使用较小的纹波与直流电流比，如本例中 R_L = 1 Ω 的情况，则可以注入按比例更大的斜率补偿值 (UC1846)，同时仍保持高纹波抑制比。换句话说，要获得给定的纹波抑制比，可注入的斜率补偿与平均直流电流成正比，而非与纹波电流成正比。在试图最大限度减小低纹波转换器上的噪声抖动时，这是一个重要概念。

图 3-3 显示了图 3-2 同一示例的微小信号环路响应 ($\Delta V_0/\Delta Ve$) 与频率间的关系。所有增益在低频处均归一化为 0dB，以反映当斜率补偿 m 变化时频率响应的实际差异。当 m = -½ m_2 时，获得理想的 6dB/倍频程单极点滚降。当使用更高比值时，响应接近双极点响应，具有 12 dB/倍频程的滚降及相应的 180° 相移。

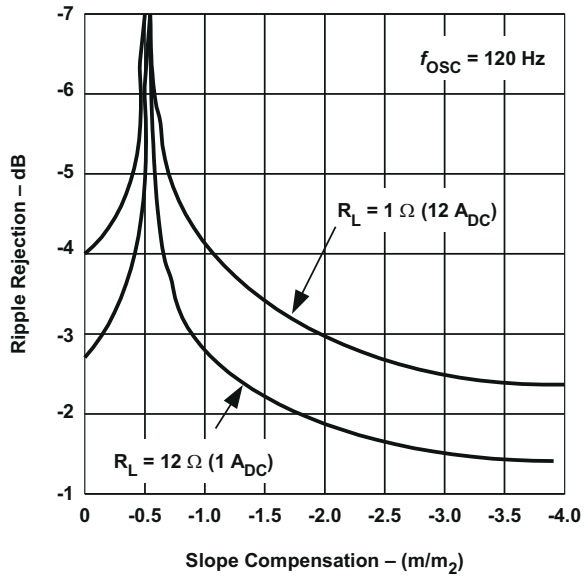

图 3-2. 纹波抑制与斜率补偿

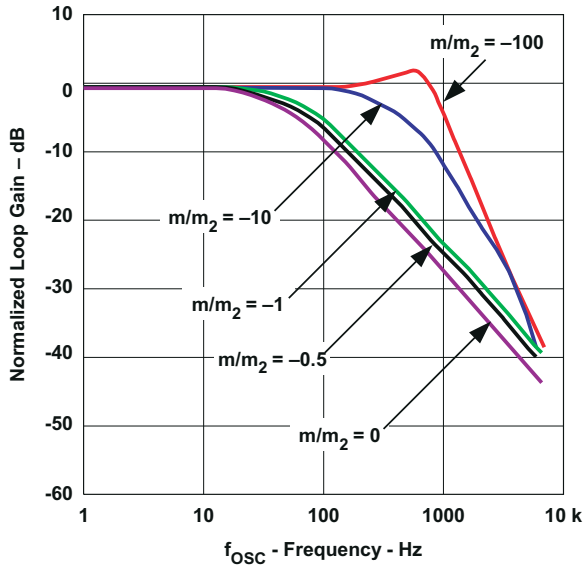

图 3-3. 归一化环路增益与频率的关系

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4 UC1846 控制器件的斜率补偿

近期，随着 UC1846 集成控制器件的推出，实现实用且具有成本效益的电流模式转换器变得更加简单。该器件包含设计固定频率电流模式转换器所需的全部控制和支持电路。图 4-1 和图 4-2 展示了使用 UC1846 实现斜率补偿的两种可选方法。在引脚 4 处直接对补偿信号和电流检测信号求和很容易实现，然而这会在限流检测电路中引入误差。另一种方法是将补偿信号引入误差放大器的负输入端。仅当以下两项陈述均成立时，此方法才有效

- 误差放大器的增益在开关频率处固定且恒定（本例中为 R_1/R_2）

  并且
- 在计算所需的斜率补偿时，同时考虑误差放大器和电流放大器增益

在两种情况下，一旦计算出 R_2 的值，就可以确定对 C_T 的负载效应，必要时可添加缓冲级，如图 4-3 所示。

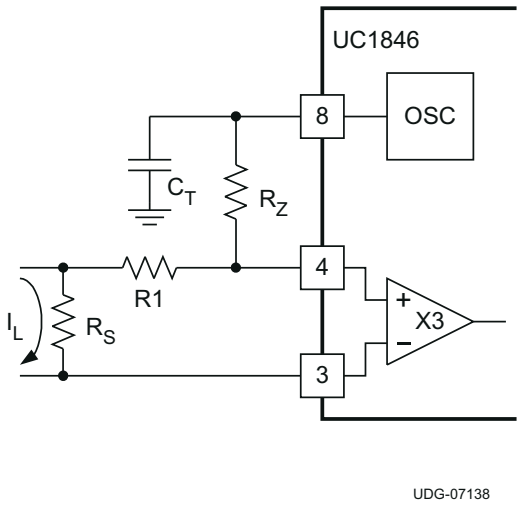

图 4-1. 检测到的电流信号

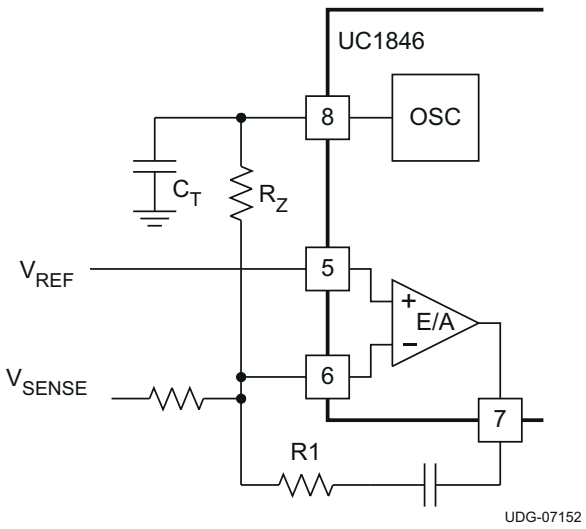

图 4-2. 误差信号

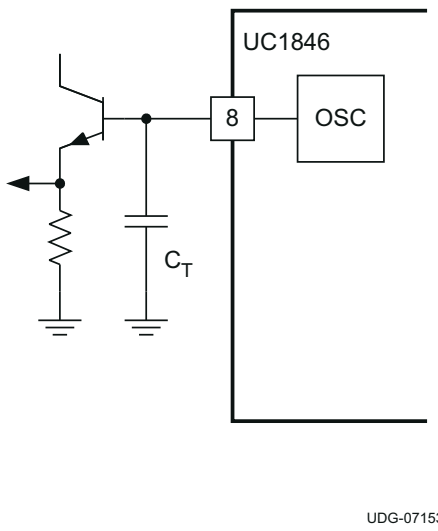

图 4-3. 用于降低振荡器输出阻抗的发射极跟随器

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5 参考资料

1. Shi-Ping Hsu、A. Brown、L. Rensink、R. Middlebrook，*Modelling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode*，PESC '79 Record (IEEE Publication 79CH1461-3 AES)，第 284-301 页。
2. E. Pivit、J. Saxarra，*On Dual Control Pulse Width Modulators for Stable Operation of Switched Mode Power Supplies*，Wiss. Ber. AEG-Telefunken 52 (1979) 5，第 243-249 页。
3. R. Redl、I. Novak，*Instabilities in Current-Mode Controlled Switching Voltage Regulators*，PESC '81 Record (IEEE Publication 81CH1652-7 AES)，第 17-28 页
4. W. Bums、A. Ohri，*Improving Off-Line Converter Performance with Current-Mode Control*，Powercon 10 Proceedings，论文 B-2，1983 年。
5. B. Holland，*A New Integrated Circuit for Current-Mode Control*，Powercon 10 Proceedings，论文 C-2，1983 年。

6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (September 1999) to Revision A (November 2026)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式	1

English Document: SLUA101
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 TI 销售条款)、TI 通用质量指南 或 ti.com 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。 除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月