

## 采用ADP2384/ADP2386同步降压DC-DC稳压器 设计反相电源

作者: Ricky Yang

### 简介

双极性放大器、光模块、CCD偏置和OLED显示屏等应用通常需要通过正输入电压提供负输出电压。电源管理系统的设计人员需要多功能开关控制器和稳压器，以便解决这些电源管理挑战。ADI公司的ADP2384和ADP2386开关稳压器提供同步降压功能。ADP2384可在高达4 A的条件下将20 V的输入电压降为0.6 V的输出电压，ADP2386则可在200 kHz至1.4 MHz的开关频率范围内实现高达6 A的输出电流。

虽然ADP2384和ADP2386是针对同步降压应用而设计，但这些器件的多功能性使得它们能够在不增加成本、元件数量和解决方案尺寸的情况下实现反相降压/升压拓扑结构，进而通过正输入电压产生负输出电压。

此外，这种同步拓扑结构相对于异步拓扑结构具有一定的优势，例如在较低的输出电压条件下可实现更高的效率，轻负载工作时噪声更低。同步拓扑结构在轻负载和重负载工作条件下都会保持连续导通模式(CCM)；异步拓扑结构则会进入断续导通模式(DCM)和脉冲跳过模式(PSM)且输出负载电流降低，其噪声会比CCM大。

本应用笔记介绍如何在同步反相降压/升压拓扑结构中实施ADP2384/ADP2386，以便从正输入电源产生负输出电压。此外还探讨了一些问题和可能的解决方案。

### 降压-升压拓扑结构基本原理

图1显示了简化的降压/升压拓扑结构。该拓扑结构由一个电感、两个彼此错相的电源开关以及输入和输出电容组成。

图2和图3分别是接通时和断开时的电流流向图。接通时，开关S1导通，S2断开，电流从输入电容流出，给电感充

电，输出电容则向负载提供能量。断开时，开关S1断开，S2导通，电流从电感流向负载，同时给输出电容充电。

注意，电流从接地端流向VOUT，从而产生负输出电压。

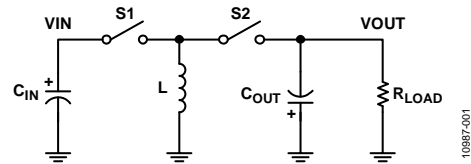


图1. 降压/升压拓扑结构

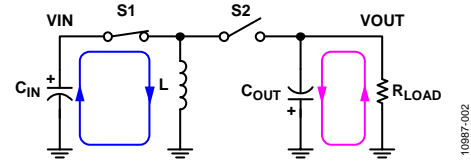


图2. 接通时的电流流向

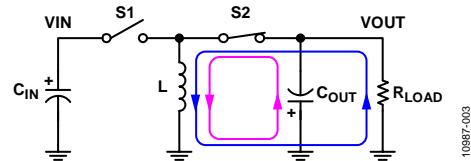


图3. 断开时的电流流向

通过对拓扑结构应用电感伏秒平衡和电容电荷平衡的原理，可算出稳态转换比，如方程1所示。方程2中指定了CCM下的直流电感电流值 $I_L$ ，方程3则显示了电感纹波电流 $\Delta I_L$ 。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-D}{1-D} \quad (1)$$

$$I_L = \frac{I_{OUT}}{1-D} \quad (2)$$

$$\Delta I_L = \frac{-V_{OUT} \times (1-D)}{L \times f_{SW}} \quad (3)$$

## 目录

简介.....	1	输入电容选择.....	4
降压/升压拓扑结构基本原理.....	1	补偿选择.....	4
修订历史.....	2	使能信号电平转换.....	5
利用ADP2384/ADP2386的实现方法.....	3	启动前降低 $V_{OUT}$ 斜升.....	5
输出电压设置.....	3	结论.....	6
电感选择.....	3	相关链接.....	6
输出电容选择.....	4		

## 修订历史

2012年11月—修订版0：初始版

## 利用ADP2384/ADP2386的实现方法

要利用ADP2384/ADP2386同步降压稳压器实现降压/升压拓扑结构反相电源应用，必须考虑表1所列的一些设计限制。

表1. 设计限制

电压和电流	器件参数	ADP2384/ ADP2386
$V_{IN\_MIN}$	$> V_{UVLO}$	4.5 V/4.5 V
$V_{IN\_MAX} +  V_{OUT} $	$< V_{MAX}$	20 V/20 V
$I_{L\_PEAK}$	$< I_{OCP}$	6.1 A/ 9.6 A

降压/升压电路的最低输入电压必须高于ADP2384/ADP2386的UVLO电压，使稳压器工作的典型值为4.5 V。最大输入电压与输出电压绝对值的和必须小于稳压器的最大工作输入电压 $V_{MAX}$ ，其典型值为20 V。此外，确保电感峰值电流小于稳压器的OCP触发点，以便电路能够正常工作。

为了将同步降压稳压器转换为降压/升压拓扑结构，电感和输出电容须按照在降压拓扑结构中的方式连接。注意，如图4所示，接地点和输出电压点相反。

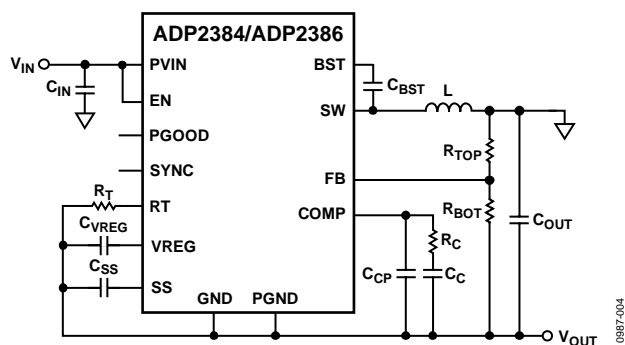


图4. 利用ADP2384/ADP2386实现的反相降压/升压拓扑结构

## 输出电压设置

输出电压通过一个外部电阻分压器设定。可通过以下方程计算电阻值

$$R_{TOP} = R_{BOT} \times \frac{|V_{OUT}| - 0.6}{0.6}$$

FB偏置电流(最大0.1  $\mu$ A)会引起输出电压精度降低，要将降幅限制在0.5%(最大值)以内，应确保 $R_{BOT} < 30 \text{ k}\Omega$ 。

表2列出了针对各种输出电压推荐的电阻分压器。

表2. 适用于不同输出电压的电阻分压器

$V_{OUT}$ (V)	$R_{TOP} \pm 1\%$ (k $\Omega$ )	$R_{BOT} \pm 1\%$ (k $\Omega$ )
-1.2	10	10
-1.8	20	10
-2.5	47.5	15
-3.3	10	2.21
-5	22	3
-12	28	1.47
-15	35.7	1.5

## 电感选择

电感值取决于工作频率、输入电压和电感纹波电流。使用小电感可引起较快的瞬态响应，但会因为电感纹波电流较大而降低效率。使用大电感则会实现较小的纹波电流和较高的效率，但会导致瞬态响应变慢。

原则上讲，电感纹波电流 $\Delta I_L$ 通常设置为最大电感平均电流 $I_{AVG}$ 的30%。可通过以下方程计算电感值：

$$L = \frac{V_{IN} \times D}{K_{RP} \times I_{AVG} \times f_{SW}}$$

其中：

$V_{IN}$  为输入电压。

D为占空比：

$$D = \frac{|V_{OUT}|}{|V_{OUT}| + V_{IN}}$$

$K_{RP}$ 为系数，典型值是30%。

$I_{AVG}$ 为平均电感电流。

$$I_{AVG} = \frac{I_{OUT}}{1 - D}$$

$f_{SW}$ 为开关频率。

峰值电感电流等于直流分量与峰峰值电感纹波电流的一半之和。

$$I_{PEAK} = I_{AVG} + \frac{I_{AVG} \times K_{RP}}{2}$$

峰值电感电流也是内部电源开关的峰值电流，该开关是用于确定是否产生电流限制的检测元件。为避免过早产生电流限制，峰值电感电流不应超过OCP阈值电流，即器件的 $I_{OCP}$ 。

# AN-1168

考虑到这一最大峰值电感电流，反相降压/升压拓扑结构中在600 kHz开关频率下用于共模输入电压的ADP2384/ADP2386应用空间如图5所示，其中假设峰峰值电感纹波电流为电感平均电流的40%。

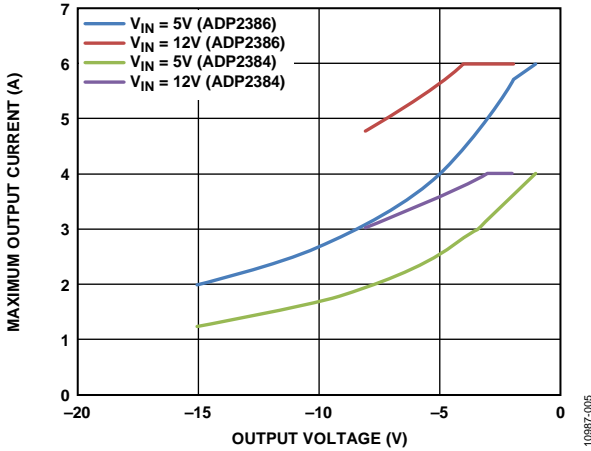


图5. 共模输入电压的应用空间( $f_{SW} = 600 \text{ kHz}$ )

电感的饱和电流必须大于峰值电感电流。对于具有快速饱和特性的铁氧体磁芯电感，电感饱和电流额定值应该大于开关的限流阈值。这样可以防止电感通过正常工作达到饱和点。

## 输出电容选择

注意，输出电流在反相降压/升压拓扑结构中是非连续的。在接通时，随着电感中储存的能量增加，输出电容向负载提供能量。在断开时，电感同时向负载和输出电容提供能量。

输出电容的电容值最大的问题之一是容许的输出电压纹波，它取决于输出电容的两个参数。一个是电容值，另一个是输出电容的等效串联电阻(ESR)。以下方程提供了让输出电压纹波保持在容许范围内所需的最小电容估算值。

$$C_{OUT} \approx \frac{I_{OUT} \times D}{f_{SW} \times (\Delta V_{ripple} - I_{PEAK} \times ESR)}$$

其中：

$\Delta V_{ripple}$  为容许的输出纹波电压。

ESR为输出电容的总等效串联电阻。

$I_{PEAK}$  为电感峰值电流。

为了实现尽可能低的输出纹波电压，建议使用ESR值非常低的MLCC电容。所选输出电容的均方根电流额定值应大于下式计算值：

$$I_{RMS\_C_{OUT}} = \sqrt{\left(\frac{I_{OUT} \times D}{1-D}\right)^2 \times (1-D) + \frac{\Delta I_L^2}{12} \times (1-D) + I_{OUT}^2 \times D}$$

## 输入电容选择

注意，输入电流在反相降压/升压拓扑结构中也是非连续的。假设在接通时输入电容的能量损耗所引起的输入电压偏差小于输入电压的5%，则通过下式可计算满足此要求的最小输入电容。

$$C_{IN} = \frac{I_{AVG} \times D}{f_{SW} \times (0.05 \times V_{IN} - I_{PEAK} \times ESR_{C_{IN}})}$$

其中：

$I_{AVG}$  为平均电感电流。

$ESR_{C_{IN}}$  为输入电容的等效串联电阻。

建议至少使用一个10  $\mu\text{F}$ 陶瓷电容，而且应该尽可能靠近PVIN引脚放置。所选输入电容的电流均方根值应大于下式计算值。

$$I_{RMS\_C_{IN}} = \sqrt{\left(I_{OUT}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right) \times D + \frac{D^2 \times I_{OUT}^2}{1-D}}$$

虽然输入电压轨上的大多数电容都以系统接地为基准，但在输入电压与ADP2384/ADP2386的GND引脚之间再放置一个输入去耦电容可以减小输出电压纹波，并改善瞬态响应性能，如图6所示。

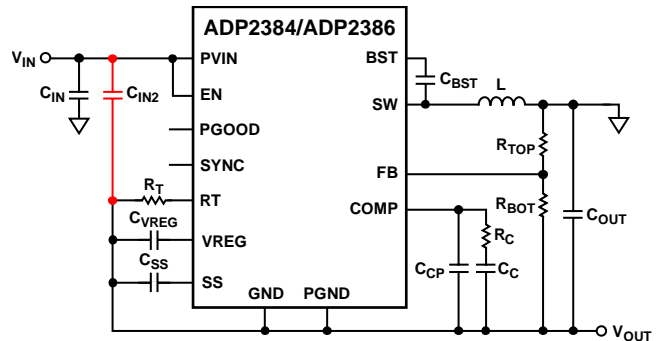


图6.  $V_{IN}$ 与GND引脚之间连接输入去耦电容的反相降压/升压拓扑结构

## 补偿选择

在反相降压/升压拓扑结构中应用同步降压稳压器以产生负输出电压时，功率级传递函数会因为不同功率电路拓扑结构而发生变化。为了实现系统的稳定闭环，应该重新设计补偿网络的值。

降压/升压拓扑结构中功率级的控制-输出传递函数可写成以下形式：

$$G_{VD}(s) = K \times \frac{\left(1 - \frac{s}{2 \times \pi \times f_{z1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_p}\right)}$$

其中：

$$K = \frac{R \times (1-D)}{R_l \times (1+D)}$$

$R$ 为负载电阻。

$R_l$ 为电流检测增益，典型值是0.115 V/A。

传递函数 $G_{VD}(s)$ 有一个右半平面零点(RHPZ)  $f_{z1}$ 、一个零点 $f_{z2}$ 和一个极点 $f_p$ 。零点和极点的值分别为：

$$f_{z1} = \frac{(1-D)^2 \times R}{2 \times \pi \times L \times D}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{ESR} \times C_{OUT}}$$

$$f_p = \frac{1+D}{2 \times \pi \times R \times C_{OUT}}$$

其中：

$R_{ESR}$ 是输出电容的等效串联电阻。

按照本文列出的设计准则计算补偿网络元件的值。

- 将交叉频率 $f_c$ 设置在 $f_p$ 和 $f_{z1}$ 的1/3之间

$$f_c = \sqrt{f_p \times f_{z1}}$$

- 通过以下方程计算 $R_C$ 值：

$$R_C = \frac{f_c \times |V_{OUT}|}{K \times f_p \times g_m \times 0.6}$$

其中：

$g_m$ 为内部误差放大器的跨导，典型值是480  $\mu$ S。

- 将补偿零点放置在功率级极点 $f_p$ 的1/2处

$$C_C = \frac{2 \times R \times C_{OUT}}{(1+D) \times R_C}$$

- 将补偿极点放置在RHPZ  $f_{z1}$ 处

$$C_{CP} = \frac{D \times L}{(1-D)^2 \times R \times R_C}$$

## 使能信号电平转换

ADP2384/ADP2386有一个EN引脚，用于使能和禁用稳压器。然而，在反相降压/升压应用中，IC以负输出电压(而不是系统接地)为基准。如果试图禁用稳压器而将EN引脚连接至系统接地点，结果完全有可能是ADP2384/ADP2386仍在进行切换。

为此，可能的解决方案之一是使用NPN和PNP晶体管加上若干电阻，并且通过合理连接形成EN电平转换电路，如图7所示。

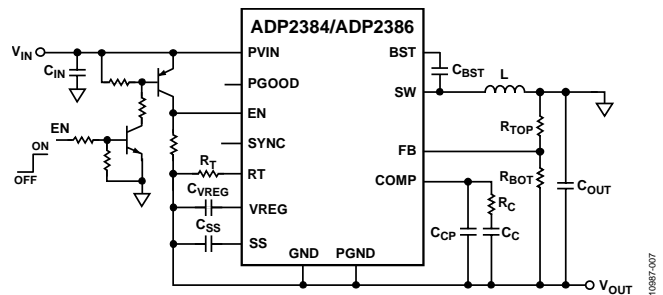


图7. 反相降压/升压拓扑结构的EN电平转换电路

注意，使用电平转换电路时，ADP2384/ADP2386的精密使能特性不复存在。如果不需要使能功能，则只需将EN引脚连接到输入电压，如图4所示。

## 启动前降低 $V_{OUT}$ 斜升

利用同步降压稳压器实现反相降压/升压拓扑结构时，可能出现的一个常见问题是，输出电压斜升并在稳压器开始工作前变为正电压，如图8所示。

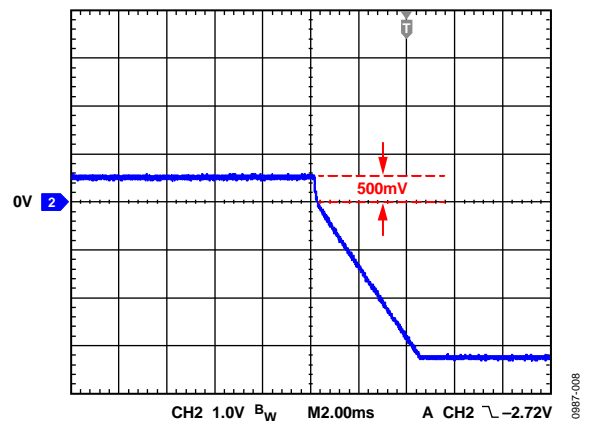


图8. 启动前 $V_{OUT}$ 斜升

造成这种正输出电压斜升的原因是稳压器的关断电流，此电流从IC的PGND引脚经过低端MOSFET的体二极管，再回到系统接地点，如图9所示。低端MOSFET的体二极管将 $V_{OUT}$ 箝位在体二极管的正向电压水平，典型值通常在500 mV左右。

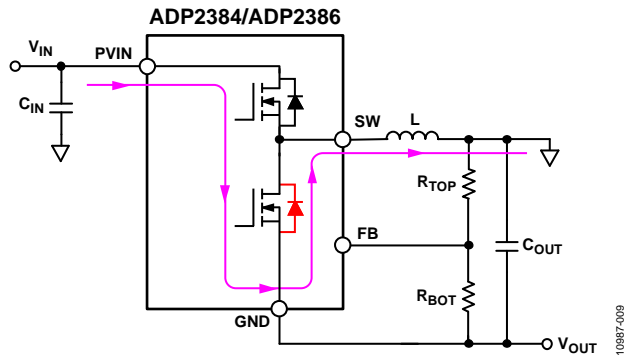


图9. 电流经过低端MOSFET的体二极管

$V_{OUT}$ 连接至稳压器的GND引脚，该引脚实际上是UVLO等内部电路的基准点，因此GND引脚所示的正电压会降低UVLO阈值电压。输入电压非常接近稳压器的UVLO阈值电压(典型值为4.3 V)时，稳压器可能无法启动。

几乎所有同步降压稳压器在用于实施本文所述的反相降压/升压拓扑结构时都会出现此问题，很难彻底消除。一种备选解决方案是减小反馈电阻分压器的阻值，直到电阻分压器两端的压降小于低端MOSFET体二极管的正向电压。然后，关断电流会经过电阻分压器，而非体二极管，如图10所示，接着GND引脚上的正电压就会降为可接受的值。

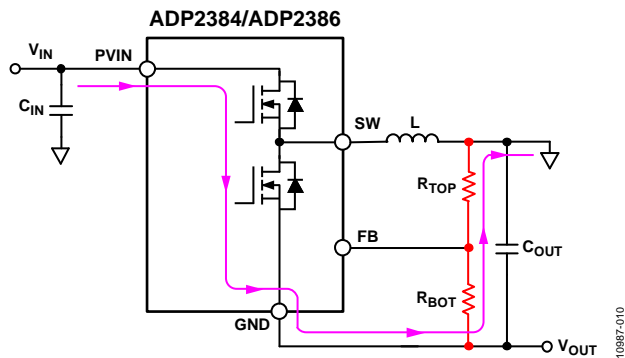


图10. 电流经过反馈电阻分压器

图11显示了减小电阻分压器阻值的结果。正 $V_{OUT}$ 电压从500 mV降至180 mV。

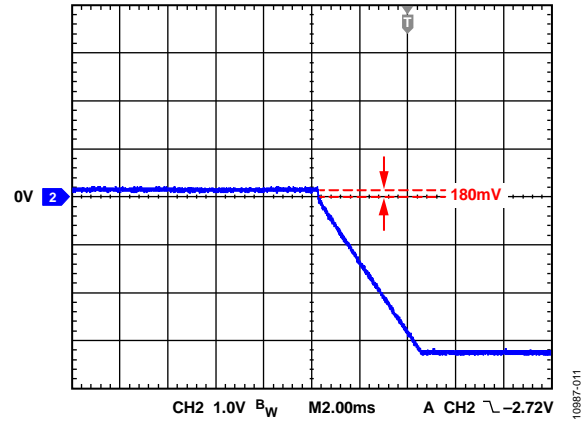


图11. 通过减小反馈电阻分压器的阻值降低 $V_{OUT}$ 斜升

这种解决方案的弊端是系统的静态电流会增加，因为经过反馈电阻分压器的电流会随着分压器阻值的减小而增大。轻负载条件下的效率也会受到影响。

## 结论

在反相降压/升压拓扑结构中实现ADP2384/ADP2386的方案可以像降压方案一样简单、经济、小巧。本应用笔记提供了在需要使能/禁用功能时可使用的EN电平转换电路。本应用笔记还探讨了在反相降压/升压拓扑结构中应用同步降压稳压器时出现的 $V_{OUT}$ 斜升至正电压的问题。同时还针对此问题提供了可能的解决方案。

系统设计人员遵循本应用笔记中的设计方程和建议，就能确保设计出稳健且满足所有要求的方案。

## 相关链接

表3.

资源	描述
<a href="#">ADP2384</a>	数据手册, 20 V、4 A、同步降压DC-DC稳压器
<a href="#">ADP2386</a>	数据手册, 20 V、6 A、同步降压DC-DC稳压器
<a href="#">AN-1083</a>	应用笔记, 利用开关调节器ADP2300和ADP2301设计反相降压/升压转换器
<a href="#">ADP238x反相降压/升压稳压器设计工具</a>	ADIsimPower, 基于Excel®的反相降压/升压设计工具(适用于ADP238x系列)。

注释

**注释**