

# 宽幅输入DC-DC转换器中的应力

美国国家半导体公司  
应用注释1246  
Sanjaya Maniktala  
2002年9月



## 引言

先前只采用一种拓扑结构的经验丰富的电源设计工程师们正把注意力转向另外的拓扑结构，他们必须很快地调整思维方式。“游戏规则”在改变，因此如果在一开始没有意识到这点，就会产生重大的设计难题。

“存在适用于所有拓扑结构的公式，我们仅需要使用它们就可以解决所有问题”——该论点正确吗？错，事实上尽管本应用注释也提供了一套这样的设计公式，但这远远不够。

本质上公式都是在“单点”上计算。如举例给定输入工作条件为： $V_{IN}=15V$ ， $V_{OUT}=5V$ ， $I_o=1A$ ，我们可以采用合适的降压稳压器公式来计算输入电容的RMS(方均根)电流——但仅适用于该特定条件。但是在更加符合实际的情况下，假定VIN变化范围从8V到22V，其中15V只是代表一个模糊的“标称”值该如何？那么为了计算最差情况下的输入电容电流，最适合的输入电压值是什么？我们没有找到可以指导我们直接得到所需信息的那种完整公式。所以如果A设计师“选择”最低的输入电压8V，B设计师选择最高的输入电压22V，C设计师选择标称输入电压值15V，实际上他们都选择错了。在这里正确的输入电压值应为 $V_{IN}=10V$ 。

再举别的例子：是否应在最高输入电压处或者在最低输入电压处设计电感？对于降压转换器，设计电感与采取什么样的输入电压没有很大关系，但如果采用相同的方式设计升压转换器或者升降压转换器，可能就没有足够的电压可供进一步的测试。

重要的是，即使在传送恒定的最大负载电流时，电源的内部电流也会极大地改变其形态，峰值，RMS和平均值以适应输入电压的变化。本应用注释的目的在于针对每种拓扑结构分析这些值发生的变化，从而能得到针对每种拓扑结构的一个“最差情况”下的设计或测试条件。基于手边的拓扑结构最终能产生一个合理的设计流程。如图，对于所有三种主要的拓扑结构提供设计信息的综合表（表2）：降压型、升降压型和升压型转换器。不同于大多数文献中的参考设计，该表列出了“r”项。因为表格反映了实际上唯一可利用的设计自由度是电感电流的纹波比率因子“r”，所以对设计师来说该表的易用性非常好。对于任何拓扑结构，在任何应用条件下，对于任何开关频率选择“r”的标准恰恰是相同的（实际上也是真实的值）。一旦确定“r”（通常在0.3 - 0.5之间），其它项也就或多或少地设置好了。我们仅需注意合适的输入电压值末端，在该点设置“r”值，因为它可以随着拓扑结构

变化而改变。我们也注意到该设计表包含了所有拓扑结构上的开关和二极管上的压降值，这些在相关文献中通常不会提供。必须认识到因为日趋减小的输出电压，实际上这些“可忽略”的正向“压降”如今变得日益重要起来。

基于设计表的设计流程考虑电源工作在一个固定负载（最大值），具有固定的输出电压，而其输入电压是变化的。我们可预测到对占空比最终变化的响应，因而能得到最差情况下的输入设计或测试条件。表1总结了得到的结论。以输出电压（Vo），最大负载（“Io”）和占空比（“D”），电感电流纹波比率（“r”）等作为基本项列出公式。在应力公式中不直接包含输入电压“VIN”，因为“D”目的在于反映输入电压的变化。最重要的事实是，牢记本文中对于所有的拓扑结构由D计算VIN时，低D值对应于高VIN，高D值对应于低VIN（因为事先认为输出电压是固定的）。

## 电感电流波形

电感电流波形由一个交流/上升分量“ $\Delta I$ ”和一个DC/平均分量“ $I_{DC}$ ”组成，后者是上升量的几何中间值。注意到在文献中“交流”值通常取为上升值的一半，但在这里我们将它们设为相同以方便计算。拓扑结构之间的本质差别是，对于降压型拓扑结构在任何时刻下电感的平均电流值都等于负载电流，但对于升压型或者升降压型，二极管的平均电流等于负载电流值。所以由表2得到该电流，如下所示

$$I_{DC} = I_o = \text{恒定值} \quad \text{降压型}$$

$$I_{DC} = \frac{I_o}{1-D} \propto \frac{1}{1-D} \quad \text{升压型/升降压型}$$

明显，对于升压型和升降压型，如果D值接近1时，平均电感电流变得非常大。记住这点对应于降低输入电压“ $V_{IN\_MIN}$ ”。因此对于这些拓扑结构电感设计必须在最低输入电压条件下进行。对于降压型，因为平均电流仅取决于负载（在我们的分析中设定负载为恒定值），电感电流对于输入电压几乎不存在任何依赖性。所以对于降压型稳压器，作为第一个通过的选择，我们通常简单地选择电感，其电流额定值等于负载电流，而与输入电压无关。这些变量都包含在如图1所示的图中。与表1中提供的清单对照来读取该图。

## 电感电流波形 (续)

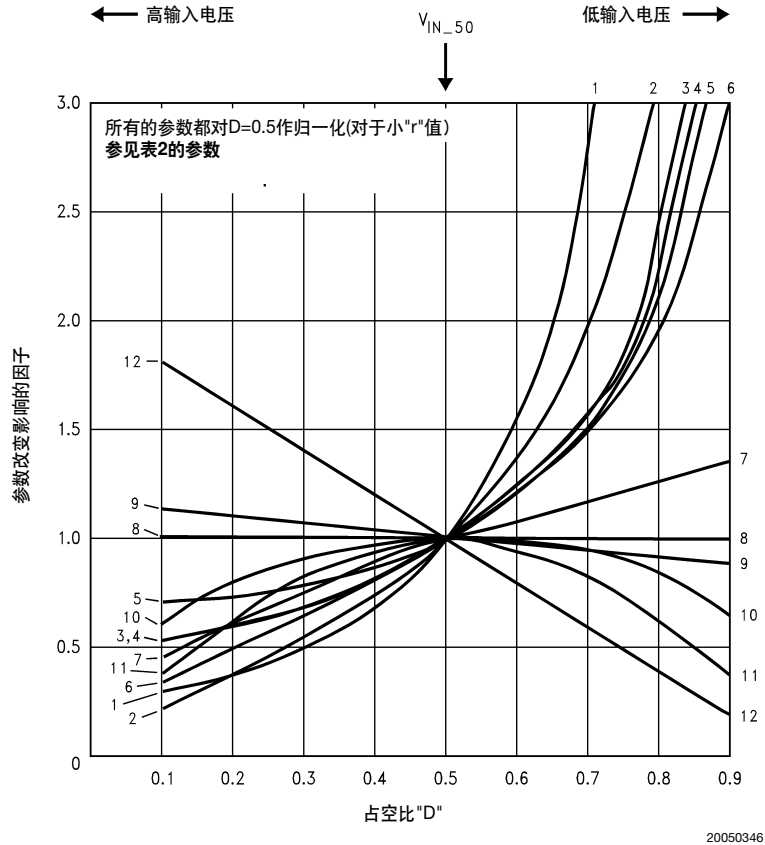


图1.

表1. 对给定参数进行设计/测试的最差情况输入电压条件

参数	降压型	升压型	升降压型
$\Delta I$ (电感中的 $I_{AC}$ )	$V_{IN\_MAX}$ 12	$V_{IN\_50}$ 11	$V_{IN\_MAX}$ 12
磁芯损耗	$V_{IN\_MAX}$	$V_{IN\_50}$	$V_{IN\_MAX}$
电感能量/磁芯饱和	$V_{IN\_MAX}/V_{IN}$ 8	$V_{IN\_MIN}$ 1	$V_{IN\_MIN}$ 1
电感的平均电流	$V_{IN}$ 8	$V_{IN\_MIN}$ 3	$V_{IN\_MIN}$ 3
电感RMS电流	$V_{IN\_MAX}/V_{IN}$ 8	$V_{IN\_MIN}$ 3	$V_{IN\_MIN}$ 3
铜损 / 电感温度	$V_{IN\_MAX}/V_{IN}$	$V_{IN\_MIN}$	$V_{IN\_MIN}$
输入电容的RMS电流	$V_{IN\_50}$ 10	$V_{IN\_50}$ 11	$V_{IN\_MIN}$ 6
输入电压纹波	$V_{IN\_MAX}/V_{IN}$ 8	$V_{IN\_MAX}$ 12	$V_{IN\_MIN}$ 3
输出电容的RMS电流	$V_{IN\_MAX}$ 12	$V_{IN\_MIN}$ 6	$V_{IN\_MIN}$ 6
输出电压纹波	$V_{IN\_MAX}$ 12	$V_{IN\_MIN}$ 3	$V_{IN\_MIN}$ 3
开关的RMS电流	$V_{IN\_MIN}$ 7	$V_{IN\_MIN}$ 2	$V_{IN\_MIN}$ 2
开关的平均电流	$V_{IN\_MIN}$	$V_{IN\_MIN}$	$V_{IN\_MIN}$

## 电感电流波形（续）

表1. 对给定参数进行设计/测试的最差情况输入电压条件（续）

参数	降压型	升压型	升降压型
开关/二极管/电感的峰值电流	$V_{IN\_MAX}$ 9	$V_{IN\_MIN}$ 4	$V_{IN\_MIN}$ 5
二极管的平均电流	$V_{IN\_MAX}$ 12	$V_{IN}$ 8	$V_{IN}$ 8
二极管温度	$V_{IN\_MAX}$ 12	$V_{IN}$ 8	$V_{IN}$ 8
最差情况下的效率	$V_{IN\_MAX}$	$V_{IN\_MIN}$	$V_{IN\_MIN}$

竖列中的数值指的是图1中相应的数值曲线

$V_{IN}$ 为任何合适的输入电压

$V_{IN\_50}$ 是指在 $D=0.5$ 时的输入电压

即使对于降压型拓扑结构，电感电流的交流分量，即 $I_{AC}$ 或者 $\Delta I$ 都不能被完全忽略。这个参数是重要的，首先，因为连同IDC，它可以确定电感电流的峰值。需要了解该峰值以便于精确地估算电感的能量处理需求（定义为 $1/2 \times L_X I_{PEAK}^2$ ）。如果我们不相应限定电感的尺寸，磁芯可能会饱和。但更重要的是，对于所有拓扑结构而言，磁芯损耗完全是由该交流分量造成的。只要电感没有达到饱和，则磁芯损耗与 $I_{DC}$ 无关。

至此，对于所有的拓扑结构而言，当开关处于开启状态时，在电感上施加一个电压 $V_{ON}$ 。这会在电感上造成特定的交流上升分量 $\Delta I$ ，这是基于一个基本公式或者 $\Delta I$ ，这里 $f$ 是频率值。因为输入电压下降， $V_{ON}$ 降低有助于降低上升分量，但同时 $D$ 会增加，这将有助于提高上升分量。所以可能有这样一个有趣的问题：随着输入电压下降，最终 $\Delta I$ 会发生什么样的变化？

表2提供了计算 $\Delta I$ 的等式。可以看到

$$\Delta I \propto (1 - D) \text{ 降压型/升降压型}$$

$$\Delta I \propto D \cdot (1 - D)$$

由方程绘出曲线如图1所示，可见

$\Delta I \rightarrow$  对于降压型/升降压型而言，在最高输入电压处的最大值

$\Delta I \rightarrow$  对于升压型而言，在 $V_{IN\_50}$ （或者最接近的电压）处的最大值

这里定义 $V_{IN\_50}$ 为对于所讨论的拓扑结构取 $D=50\%$ 的输入电压。表2中也提供该值。如果输入电压范围中并不包括 $V_{IN\_50}$ ，必须选择 $V_{IN\_MIN}$ 或 $V_{IN\_MAX}$ ，中更接近 $V_{IN\_50}$ 的一个。

我们也可定义一个有用的参数，称之为电流纹波比率“ $r$ ”，该值为转换器传送最大负载电流时，电感电流的交流值与直流值的比率。所以，

$$r = \frac{\Delta I}{I_{DC}} = \frac{\Delta I}{I_0} \quad \text{降压型}$$

$$r = \frac{\Delta I}{I_{DC}} = \frac{\Delta I}{I_0} \cdot (1 - D) \quad \text{升压型/升降压型}$$

因为参数“ $r$ ”还确定其它一些参数，例如电感“ $L$ ”和大多数电源器件的物理尺寸，所以尤为重要。可以发现，增加参数“ $r$ ”可以减小电感的尺寸。然而，对于任何拓扑

结构将“ $r$ ”值取在0.3到0.4之间表现为最佳的选择。读者可参考AN-1197以进一步理解电流纹波比率是如何影响设计优化的。该特别的应用注释是基于降压型转换器的，但相同的原理适用于所有的拓扑结构。在任何情况下，允许比最佳值（0.3-0.5）更大的电流纹波（通过减小电感值）不能显著减小电感的尺寸，但肯定会增加输入/输出电容中的一个或两者的尺寸及其要求。至此，对于给定的“ $r$ ”值在合适的输入电压末端设计好电感，正如先前讨论的，随着我们在预期的范围内改变输入电压，“ $r$ ”值也会相应变化。表2中列出了本质上以“ $r$ ”项和 $D$ 项表征的等式，因为这两项主要参数会随着输入电压改变而变化。也提供“ $r$ ”随 $D$ 变化关系，因此使得 $D$ 成为我们分析中唯一的实际变量。在表2中可以找到所需要的电感值（基于选择的“ $r$ ”值），其中也从列出的能量处理能力计算得到该电感的物理尺寸。下面会更多地讨论电感的设计。

## 输入电容的电流

关键参数是RMS(方均根)电流“ $I_{IN}$ ”，即流经输入解电容的电流。因为电容值至少必须以最差情况下流经它的RMS电流来定额，从而以此作为电容基本值或最小值的选择标准。对于工作时RMS电流高于其额定值的电容，大多数制造商不能明确保证其使用寿命。不能确定所提供的相对于温度的寿命预望曲线或等式是有效的。对于较小的“ $r$ ”值，从表2可以得到

$$I_{IN} \propto \sqrt{D \cdot (1 - D)} \quad \text{降压型}$$

$$I_{IN} \propto \frac{r}{1 - D} \propto \frac{D \cdot (1 - D)^2}{1 - D} = D \cdot (1 - D) \quad \text{升压型}$$

$$I_{IN} \propto \frac{1}{(1 - D)} \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)} = \sqrt{\frac{D}{1 - D}} \quad \text{升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示，可见

$I_{IN} \rightarrow$  对于降压型/升压型而言，在 $V_{IN\_50}$ （或者最接近的电压）处的最大值

$I_{IN} \rightarrow$  对于升降压型而言，在最低输入电压处的最大值

所以输出电容的温度也必须在上述输入电压下进行评估。如果输入电压范围并不包含 $V_{IN\_50}$ ，我们必须选择

## 输入电容的电流 (续)

$V_{IN\_MIN}$  或者  $V_{IN\_MAX}$  中更接近  $V_{IN\_50}$  的一个。

我们也关心流过输入电容的峰峰值电流, 即  $I_{PP\_IN}$ , 因为其决定了输入电压纹波  $\Delta V_{IN} = I_{PP\_IN} * ESR_{IN}$ , 这里  $ESR_{IN}$  是输入电容的等价串联电阻。该输入纹波是电源输入端EMI频谱中的主要分量。

从表2中, 对于较小的“r”值, 可以得到

$$I_{PP\_IN} \propto \text{恒定值} \quad \text{降压型}$$

$$I_{PP\_IN} \propto \frac{r}{1-D} \propto \frac{(1-D)^2}{1-D} = (1-D) \quad \text{升压型}$$

$$I_{PP\_IN} \propto \frac{1}{1-D} \quad \text{升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示, 可见

$I_{PP\_IN}$  -> 对于降压型, 在最大输入电压处的恒定值/最大值

$I_{PP\_IN}$  -> 对于升压型, 在最大输入电压处的最大值

$I_{PP\_IN}$  -> 对于升降压型, 在最小输入电压处的最大值

对于降压型, 假定“r”非常小, 输入电压纹波随着输入电压的变化几乎总是保持恒定。然而由于在高输入电压处的“r”值会略微增加, 所以更应该在最高输入电压处来评估该参数。

## 输出电容的电流

也需要将输出电容值取的足够大, 能够处理流经它的最差情况RMS电流, 即“ $I_{OUT}$ ”。

对于较小的“r”值, 从表2中可以得到

$$I_{OUT} \propto r \propto (1-D) \quad \text{降压型}$$

$$I_{OUT} \propto \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad \text{升压型/升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示, 可见

$I_{OUT}$  -> 对于降压型, 在最高输入电压处的最大值

$I_{OUT}$  -> 对于升压型/升降压型, 在最小输入电压处的最大值

所以输出电容的温度也必须在上述的输入电压下进行评估。

我们也关心通过输出电容的峰峰值电流, 即  $I_{PP\_OUT}$ , 因为其决定了输出电压纹波  $\Delta V_{OUT} = I_{PP\_OUT} * ESR_{OUT}$ , 这里  $ESR_{OUT}$  是输出电容的等效串联电阻。该输出纹波是电源输出端噪声频谱中的主要分量。

对于较小的“r”值, 从表2中可以得到

$$I_{PP\_OUT} \propto r \propto (1-D) \quad \text{降压型}$$

$$I_{PP\_OUT} \propto \frac{1}{1-D} \quad \text{降压型/升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示, 可见

$I_{PP\_OUT}$  -> 对于降压型, 在最大输入电压处的最大值

$I_{PP\_OUT}$  -> 对于升压型/升降压型, 在最小输入电压处的最大值

## 开关中的RMS/平均电流

对于一个MOSFET开关, 需要通过给定的  $I_{RMS}^2 * r_{ds}$  计算传导损耗。开关损耗在最小输入电压时呈现最低值。但既然它们通常仅是传导损耗的一小部分, 在这里可以忽略。开关的  $I_{RMS}$  以下列方式中变化。从表2中, 对于较小的“r”值, 可以得到

$$I_{RMS} \propto \sqrt{D} \quad \text{降压型}$$

$$I_{RMS} \propto \frac{\sqrt{D}}{1-D} \quad \text{升压型/升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示, 可见

$I_{RMS}$  -> 对于降压型/升压型/升降压型, 在最小输入电压处的最大值

然而应注意到, 对于降压型而言, 开关的功耗在低输入电压处仅稍微上升, 但对于其它的拓扑结构而言, 在低输入电压处的功耗会迅速上升, 导致效率下降很多。表2也提供了开关的平均电流, 用于双极型开关功耗的计算。可以看到上述关于RMS电流的结论也同样适用于开关的平均电流 (在计算双极型开关的导通损耗计算中需要用到)。

讨论效率会联系到产生电源损耗的其它主要部分, 即二极管损耗。我们现在可以看到它是如何变化的, 输入改变对电源效率上的影响又意味着什么。

## 二极管的平均电流/效率

对于一个二极管, 我们需要通过给定的  $I_{AVG} * V_D$  计算其正向损耗, 这里“ $V_D$ ”是当二极管导通时产生的压降。对于升压型和升降压型而言, 二极管平均电流等于负载电流, 所以不会跟随占空比而变化。但是对于降压型而言, 它确实会改变。

从表2中可以得到

$$I_{AVG} \propto (1-D) \quad \text{降压型}$$

$$I_{AVG} \propto \text{恒定值} \quad \text{升压型/升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示, 可见

$I_{AVG}$  -> 对于降压型, 在最高输入电压处的最大值

$I_{AVG}$  -> 对于升压型/升降压型, 保持恒定

我们看到降压型转换器中开关的损耗随着输入电压的增加而几乎保持恒定, 然而现在我们发现随着输入电压增加, 二极管的功耗却在增加。所以我们预计降压型稳压器的效率由于增加的二极管功耗而在高输入电压时呈现下降。而对于升压型和升降压型, 二极管功耗随着输入电压下降不会产生改变, 但是开关功耗却在极度增加。所以我们预期, 升压型或者升降压型稳压器的效率由于增加的开关功耗而在低输入电压时呈现下降 (除非开关损耗非常大, 在这种情况下偶尔会发现相反的条件下是正确的)。

## 二极管平均电流/效率 (续)

对于二极管温度, 我们需要在最高输入电压处测试降压型稳压器。对于其它的拓扑结构, 则没有关系。在表1中所示为" $V_{IN}$ ", 意味可以是任何输入电压值。

这也告诉我们在什么样的输入电压我们需要检查电源的效率。很明显会随着拓扑结构的不同而变化。参见表1。

## 电感能量

"能量处理能力"是 $e=1/2 \cdot L \cdot I_{PEAK}^2$ 。对于给定的应用该参数从"字面"上估算电感值。注意到尺寸并不仅仅由电感确定, 因为仅仅在磁芯上缠绕合适的线圈数, 理论上可以在任何磁芯上实现几乎任何形式的电感。表2提供了关于" $e$ "的完整等式。在这里的分析中, 首先对更加复杂的项" $r$ "做出估算。假定" $r$ "很小, 得到

$$r \cdot \left[ \frac{2}{r} + 1 \right]^2 \approx r \cdot \left[ \frac{2}{r} \right]^2 \propto \frac{1}{r}$$

对于较小的" $r$ ", 从表2中可以看到能量处理能力为

$$e \propto \frac{Et}{r} \propto \frac{(1-D)}{(1-D)} = 1 \quad \text{降压型}$$

$$e \propto \frac{Et}{(1-D) \cdot r} \propto \frac{D \cdot (1-D)}{D \cdot (1-D)^3} \propto \frac{1}{(1-D)^2} \quad \text{升压型}$$

$$e \propto \frac{Et}{(1-D) \cdot r} \propto \frac{(1-D)}{(1-D)^3} \propto \frac{1}{(1-D)^2} \quad \text{升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示, 可见

$e \rightarrow$  对于降压型, 在最高输入电压处的恒定值/最大值

$e \rightarrow$  对于升压型/升降压型, 在最小输入电压处的最大值

注意到, 对于升压型/升降压型, 所需的能量处理能力随着占空比接近0.6而迅速增加。这一点为前端PFC (功率因数补偿) 级的设计师所熟知。该级是典型的升压型拓扑结构, 将通用的交流输入升压为内部的400V直流轨电压。可以看到所需的电感尺寸随着最小的输入电压下降而迅速上升, 所以应在最小输入电压点进行电感的设计。对于降压型稳压器, 一些设计师使用最大输入电压, 一些仅用最小值, 一些仅使用标称输入电压。实际上, 倘若同我们假定的一样选取并保持" $r$ "为较低值, 输入电压的选取并不重要。实际上, " $r$ "的确随着输入电压增加而增加 (因此造成峰峰值的略微提高), 所以在最高输入电压处设计降压型稳压器的电感是更可取的。

## 电感的平均电流/RMS电流

如果" $r$ "比较小, 电感电流的平均值和RMS值是相同的, " $I_L$ ". 电感中的铜损是 $I_L^2 \cdot R$ , 这里" $R$ "是绕组的电阻。通常铜损比磁芯损耗大很多 (如先前讨论的, 其取决于 $\Delta I$ ), 很大程度上决定了电感的温度上升。

对于较小的" $r$ "值, 由表2可见电感的RMS电流/平均电流为

$$I_L \propto \text{恒定值 降压型}$$

$$I_L \propto \frac{1}{(1-D)} \quad \text{升压型/升降压型}$$

我们可以看到, 对于升压型和升降压型稳压器, 如果 $D$ 比较大,  $I_L$ 增加。因此当评估铜损或者电感的温度上升时, 我们需要使用最小的输入电压值。对于降压型稳压器, 因为" $r$ "确实随着输入电压增加而增加, 电感电流的RMS值也会变得更大, 所以应使用最大输入电压值。

$I_L \rightarrow$  对于降压型稳压器, 在最大输入电压处的恒定值/最大值

$I_L \rightarrow$  对于升压型/升降压型稳压器, 在最小输入电压处的最大值

## 开关的峰值电流

该参数之所以重要, 是因为开关的每个控制器都有电流限制。如果计算的峰值超出了可能的开关电流限制的最低值, 那么在输入电压范围内的任何工作点, 电源都无法传送所需的输出功率。在降压型稳压器中的峰值电流仅比负载电流高稍许, 例如, 美国国家半导体的LM2593HV"降压型 (Buck) 稳压器"IC, 专为"2A负载"而设计, 其开关电流限制的设定值最小为2.3A。然而, 如图2所示, 从器件的数据表中得知, 该降压型IC可以作为"正极性转负极性"稳压器来工作, 实质上是一个标准的升降压型拓扑结构。在该模式下, 峰值电流要高很多, 正如表2中所看到的, 实际上这不仅依赖于负载值, 而且也依赖于占空比/输入电压。现在我们试图看到对于所有的拓扑结构, 随着输入电压的改变, 电流峰值是如何变化的。

对于较小的" $r$ "值, 从表2中可看到峰值电流如下

$$I_{PEAK} \propto \left[ 1 + \frac{r}{2} \right] \propto \left[ 2 + (1-D) \right] = (3-D) \quad \text{降压型}$$

$$I_{PEAK} \propto \frac{\left[ 1 + \frac{r}{2} \right]}{1-D} \propto \frac{\left[ 2 + (D \cdot (1-D)^2) \right]}{1-D} \quad \text{升压型}$$

$$I_{PEAK} \propto \frac{\left[ 1 + \frac{r}{2} \right]}{1-D} \propto \frac{\left[ 2 + (1-D)^2 \right]}{1-D} \quad \text{升降压型}$$

由方程绘出曲线如图1所示, 可见对于升压型和升降压型稳压器, 开关电流的峰值产生在最大占空比时 (最

## 开关的峰值电流 (续)

小输入电压处), 反之对于降压型稳压器, 发生在最低占空比时(最大输入电压处)。因此对于升压型和升降压型稳压器, 必须在最小输入电压处测试电流限制, 但是对于降压型稳压器, 我们必须在最高输入电压处进行测试。我们得到结论

$I_{PEAK}$  -> 对于降压型稳压器, 在最高输入电压处的最大值  
 $I_{PEAK}$  -> 对于升压型和升降压型稳压器, 在最低输入电压处的最大值

因此设计师可使用表2来计算峰值电流, 但对于升压型和升降压型稳压器, 必须在最低输入电压处进行计算, 从而确保其低于电流限制。对于升压型稳压器而言, 峰值电流必须在最高输入电压处进行计算并与限流值做比较。

## 实例

使用LM2593HV (5V固定输出版本) 在4.5V至20V的输入电压范围内产生-5V的输出。这是带2.3A (最小值) 开关电流限制的150kHz降压型稳压器IC。这种正极性至负极性转换结构能传送的最大负载是多少。(假定 $V_D=0.5V$ ,  $V_{SW}=1.5V$ )。

对于升压型拓扑结构, 依照表1的提示, 必须在最小输入电压例如4.5V处设计电感。我们将 "r" 设定为0.3, 因为其总是代表电感的优化尺寸。对于升压型拓扑结构, 最差情况下的开关峰值电流对应于表1中的5号(#5)曲线。观察图1中的曲线, 发现它在最高占空比(低输入电压)处到达其最大值。因此我们可在最大输入电压点计算开关峰值电流, 在这点我们也可以进行电感的设计。从表2中可以计算占空比, 得到

$$D = \frac{V_O + V_D}{V_{IN} + V_O - V_{SW} + V_D} = \frac{5 + 0.5}{4.5 + 5 - 1.5 + 0.5}$$

$$D = 0.65$$

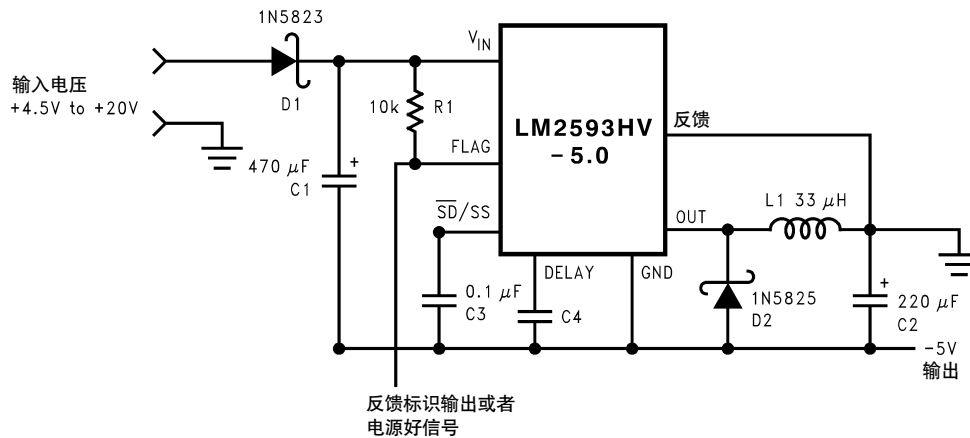


图2. 在升降压拓扑结构应用中采用的降压型稳压器IC

开关中的峰值电流为

$$I_{PEAK} = \frac{I_O}{1 - D} \cdot \left[ 1 + \frac{r}{2} \right]$$

所以设定 $I_{PEAK}=2.3A$ , 可以解得 $I_O$

$$I_O = \frac{I_{PEAK} \cdot (1 - D)}{\left( 1 + \frac{r}{2} \right)} = \frac{2.3 \cdot (1 - 0.65)}{\left( 1 + \frac{0.3}{2} \right)}$$

$$I_O = 0.7A$$

所以我们可确保在该结构中最大负载电流为0.7A。由表2可以估算得到所需的L值

$$L = \frac{V_O + V_D}{I_O \cdot r \cdot f} \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6 \mu H$$

$$L = \frac{5 + 0.5}{0.7 \cdot 0.3 \cdot 150000} \cdot (1 - 0.65)^2 \cdot 10^6 \mu H$$

$$L = 21.4 \mu H$$

这是该应用中所需的最小电感值。如果电感高于此值, 计算的峰值电流会超出器件的电流限制, 造成电流返送。通过观察表2, 采用表1指南中类似的方法计算其余的参数/额定值。

注意到, 如果我们要估算电感中的磁芯损耗, 这取决于交流摆幅 $\Delta I$ , 其在最高输入电压处而非最小输入电压处具有最大值。所以需要在最小输入电压处首先设定 $r=0.3$ , 然后计算所需的电感值, 最后使用 $\Delta I$ 的等式, 在最大输入电压处计算该值。基本上"L"形成了从电压末端到另一端所需的"桥", 因为一旦我们设定该值, 它就会维持不变。而其它的任何数值都能改变。

## 实例 (续)

表2. 设计表格:  $r = \Delta I / I_{DC}$ , Et单位是V $\mu$ sec, L单位是 $\mu$ H, f单位是Hz, 所有电压和电流都取幅值。

参数	降压型	升压型	升降压型
占空比	$\frac{V_O + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$	$\frac{V_O - V_{IN} + V_D}{V_O - V_{SW} + V_D}$	$\frac{V_O + V_D}{V_{IN} + V_O - V_{SW} + V_D}$
$V_{IN\_50}$ (V)	$(2 \cdot V_O) + V_{SW} + V_D - 2 \cdot V_O$	$\frac{1}{2} \cdot [V_O + V_{SW} + V_D] \approx \frac{V_O}{2}$	$V_O + V_{SW} + V_D - V_O$
输出电压 $V_O$ (V)	$\frac{V_{IN} \cdot D - V_{SW} \cdot D - V_D \cdot (1 - D)}{(1 - D)}$	$\frac{V_{IN} - V_{SW} \cdot D - V_D \cdot (1 - D)}{1 - D}$	$\frac{V_{IN} \cdot D - V_{SW} \cdot D - V_D \cdot (1 - D)}{1 - D}$
Et (V $\mu$ sec)	$\frac{V_O + V_D}{f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$	$\frac{V_O - V_{SW} + V_D}{f} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot 10^6$	$\frac{V_O + V_D}{f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$
L ( $\mu$ H)	$\frac{V_O + V_D}{I_O \cdot r \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$	$\frac{V_O - V_{SW} + V_D}{I_O \cdot r \cdot f} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$	$\frac{V_O + V_D}{I_O \cdot r \cdot f} \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$
"r"	$\frac{V_O + V_D}{I_O \cdot L \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$	$\frac{V_O - V_{SW} + V_D}{I_O \cdot L \cdot f} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$	$\frac{V_O + V_D}{I_O \cdot L \cdot f} \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$
$\Delta I$ (A)	$\frac{V_O + V_D}{L \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$	$\frac{V_O - V_{SW} + V_D}{L \cdot f} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot 10^6$	$\frac{V_O + V_D}{L \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$
输入电容的RMS 电流 (A)	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 - D + \frac{r^2}{12}\right]}$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 - D + \frac{r^2}{12}\right]}$
输入电容的I <sub>pp</sub> 电流 (A)	$I_O \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O \cdot r}{1 - D}$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$
输出电容的RMS 电流 (A)	$I_O \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$	$I_O \cdot \sqrt{\frac{D + \frac{r^2}{12}}{1 - D}}$	$I_O \cdot \sqrt{\frac{D + \frac{r^2}{12}}{1 - D}}$
输出电容的I <sub>pp</sub> 电流 (A)	$I_O \cdot r$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$
能量处理能力 ( $\mu$ Joules)	$\frac{I_O \cdot Et}{8} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1\right)\right]^2$	$\frac{I_O \cdot Et}{8 \cdot (1 - D)} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1\right)\right]^2$	$\frac{I_O \cdot Et}{8 \cdot (1 - D)} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1\right)\right]^2$
电感中的RMS 电流 (A)	$I_O \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$
电感中的平均 电流 (A)	$I_O$	$\frac{I_O}{1 - D}$	$\frac{I_O}{1 - D}$
开关的RMS 电流 (A)	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12}\right]}$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12}\right]}$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12}\right]}$
开关/二极管/ 电感的峰值 电流 (A)	$I_O \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$
开关的平均 电流 (A)	$I_O \cdot D$	$I_O \cdot \frac{D}{1 - D}$	$I_O \cdot \frac{D}{1 - D}$
二极管的平均 电流 (A)	$I_O \cdot (1 - D)$	$I_O$	$I_O$

## 注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。  
想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：[www.national.com](http://www.national.com)。

**生命支持策略**

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

**禁用物质合规**

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范（CSP-9-111C2）》以及《相关禁用物质和材料规范（CSP-9-111S2）》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。  
无铅产品符合RoHS指令。



**National Semiconductor**  
Americas Customer  
Support Center  
Email: [new.feedback@nsc.com](mailto:new.feedback@nsc.com)  
Tel: 1-800-272-9959

[www.national.com](http://www.national.com)

**National Semiconductor**  
Europe Customer Support Center  
Fax: +49 (0) 180-530 85 86  
Email: [europa.support@nsc.com](mailto:europa.support@nsc.com)  
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208  
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171  
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

**National Semiconductor**  
Asia Pacific Customer  
Support Center  
Email: [ap.support@nsc.com](mailto:ap.support@nsc.com)

**National Semiconductor**  
Japan Customer Support Center  
Fax: 81-3-5639-7507  
Email: [jpn.feedback@nsc.com](mailto:jpn.feedback@nsc.com)  
Tel: 81-3-5639-7560