

估算初级端稳压恒流反激式转换器的输出电流容限(第1部分):分析模型

Stéphanie Cannenterre

(安森美半导体,法国图卢兹)

1 前言

初级端稳压(PSR)反激转换器广泛应用于LED驱动市场以及针对旅行适配器的便携电子市场。初级端稳压包括通过观察转换器初级端的波形来调节反激器的输出电流或输出电压。因此,通过去除光电耦合器、TL431或感测输出电压的运算放大器,这种技术有助于减少电源材料清单。此外,它也无需感测输出电流所需的电阻。众所周知,通过观察辅助绕组可获得输出电压的图像。输出电流可通过感测初级端MOSFET的电流来估算。但是,通过这种技术,预期受控参数的精度能达到多少呢?

在给定的输入电压下,LED驱动器制造商通常以 $\pm 5\%$ 为目标。通过采用最差情况下的电路分析技术,本文将详细介绍如何估算反激式输出电流的精度,并将所得结果与 $\pm 5\%$ 目标值进行对比。

本文的第一部分将介绍初级端恒流反激式控制的分析模型。另外,第一部分将着重于转换器输出电流的蒙特卡罗分析(随机抽样法)。

2 PSR反激

参考文献[1]描述了反激式转换器的次级端稳压和初级端稳压之间的差异。

图1显示了实现次级端恒流(CC)和恒压(CV)调节的反激式转换器原理图。次级端物料清单非常重要:一个跨导运算放大器(OTA)(具有与其相关的补偿网络)感测输出电压,而另一个感测输出电流。吸收最多电流的OTA“战胜”另一个,并通过光电耦合器施加其调节设定点。输出电流感测需要一个电阻器;根据输出电流值,其功耗可以降低电源的能效。

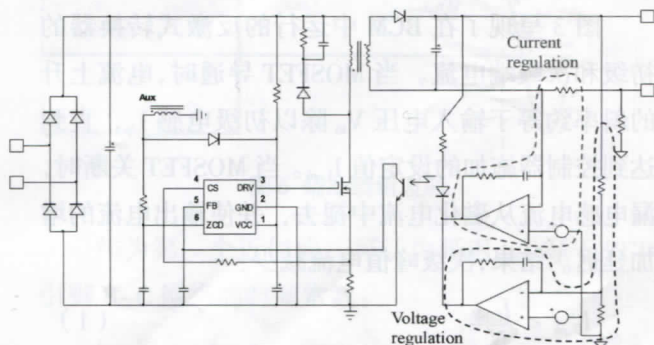


图1 具有次级端恒压和恒流调节的简化的反激式转换器

另一方面,PSR反激实现了如图2所示的更少的次级端物料清单。

初级端CC/CV转换器通常在边界导通模式(BCM)或非连续导通模式(DCM)下运行。输出电压通过感测辅助绕组电压来进行调节。事实上,辅助绕组能够在功率MOSFET的关断期间提供输出电压的图像。通过对辅助电压拐点(代表核心去磁结

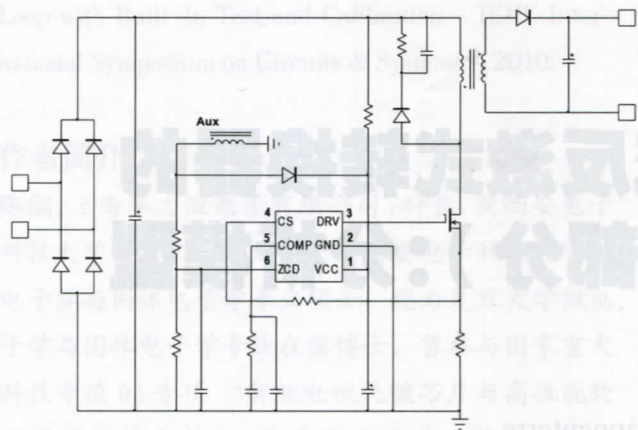


图2 PSR反激的简化原理图

束)进行采样,控制器能够精确控制输出电压。恒流调节与恒压技术的不同之处在于,在初级端没有输出电流的直接图像。输出电流是通过测量核心去磁时间和电源开关内部的电流来进行估算的,我们将在下一段中讲到。

3 输出电流分析表达式

为估算输出电流精度,需要PSR恒流-电流反激模型。

图3呈现了在BCM中运行的反激式转换器的初级和次级端电流。当MOSFET导通时,电流上升的斜率约等于输入电压 V_{in} 除以初级电感 L_p ,直到达到控制器施加的设定值 $I_{L,pk}$ 。当MOSFET关断时,漏电感电流从磁化电流中褪去,并使输出电流的增加延迟。结果,次级峰值电流减少:

$$I_{D,pk} < \frac{I_{L,pk}}{N_{sp}} \quad (1)$$

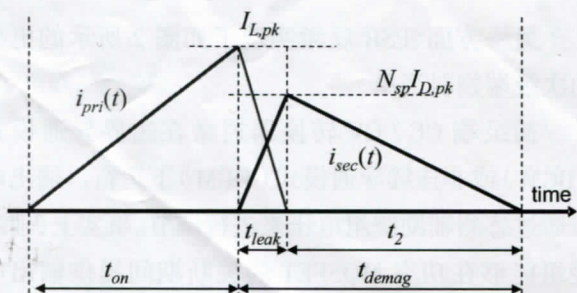


图3 在BCM中运行的反激式转换器的初级和次级电流波形

在上述表达式中:

- $I_{D,pk}$ 为次级整流器峰值电流;
- N_{sp} 为反激式变压器的匝数比,等于次级绕组匝数除以初级绕组匝数 ($N_{sp} = N_s/N_p$)。

输出电流是在一个开关周期 T_{sw} 内的波形 $i_{sec}(t)$ 均值,或者简单地说就是图3中蓝色三角形的面积。输出电流表达式可通过(1)得出:

$$I_{out} = \langle i_{sec}(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{I_{L,pk}}{2N_{sp}} \frac{t_{demag} - t_{leak}}{T_{sw}} \quad (2)$$

在上述表达式中:

- t_{demag} 为变压器的去磁时间;
- t_{leak} 为重置漏电感所需的时间。

看一下这一输出电流表达式,可见匝数比 N_{sp}

为常数。因此,为使输出电流恒定, $I_{L,pk} \frac{t_{demag} - t_{leak}}{T_{sw}}$ 这一项必须是恒定的。这就是通常电流模式下的恒流控制。大多数情况下,人们常会忽略漏电感对输出电流的影响,而只是简单地监控去磁时间来控制输出电流:

$$I_{out} \approx \frac{I_{L,pk}}{2N_{sp}} \frac{t_{demag}}{T_{sw}} \quad (3)$$

最后,PSR控制器实施一种控制峰值电流的算法,如下所示:

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag}} \quad (4)$$

或:

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak}} \quad (5)$$

在上述表达式中:

- V_{CS} 为控制器的电流感测电压;
- R_{sense} 为感测MOSFET电流的电阻器;
- V_{REF} 是由控制器内部提供的精确的电压基准;
- T_{sw} 是开关周期。

将(4)中所定义的峰值电流带入(3),我们就得到了输出电流的最终表达式:

$$I_{out} = \frac{V_{REF}}{2N_{sp} R_{sense}} \quad (6)$$

初看(6),似乎输出电流是独立于磁化电感的。而且,由于 N_{sp} 代表变压器匝数比且为常数,所以 I_{out} 精度仅仅取决于 V_{REF} 和 R_{sense} 精度。

实际上,由于控制器和电源开关驱动固有的传播延迟(t_{prop}),峰值电流会略微增加,这取决于 L_p 和 V_{in} 。方程式(4)即可更新如下:

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} \quad (7)$$

为补偿由传播延迟带来的峰值电流增加,PSR控制器采用了一种方式来根据输入电压:降低峰值电流设定值。这通常称为线路前馈。一个简单的方案包括向与线路电压成比的电流感测电压添加一个偏移量。因此,随着 V_{in} 增加,峰值电流减小。例如,图4显示了应用于NCL30082 PSR控制器内部的线路前馈电路。

$$I_{L,pk} = \frac{V_{CS}}{R_{sense}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} - \frac{V_{CS(offset)}}{R_{sense}} \quad (8)$$

在上述表达式中:

$-V_{CS(offset)}$ 是PSR控制器的线路前馈电路产生的电压偏移。

$$V_{CS(offset)} = I_{RLFF} R_{LFF} \quad (9)$$

$$I_{RLFF} = V_{in} K_{LFF} \frac{R_{BOL}}{R_{BOU} + R_{BOL}} - I_{CCS} \quad (10)$$

I_{RLFF} 是流经 R_{LFF} 内部的电流, I_{CCS} 是在接通时间内偏移电流 I_{offset} 应用于在CS引脚时,CS引脚电容器的充电电流。线路前馈电路将在本文的第2部分中更详细地进行解释。

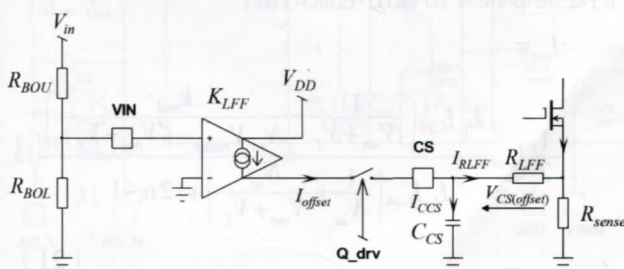


图4 应用在内NCL30082内部的线路前馈电路

峰值电流设定值有赖于控制器对变压器去磁时间 t_{demag} 的正确测量。该去磁时间通过在关断时间内检测辅助绕组电压 V_{aux} 的拐点来进行测量(图5)。辅助绕组受控制器的ZCD引脚监控(图1)。R-C网络连接在ZCD引脚上,使 V_{aux} 信号略微延迟,以便在漏源电压处于最小值时导通MOSFET。该漏源电压最小值通常称为谷值。R-C网络能够延迟拐点检测,从而人为增加控制器测量的去磁时间 t_{demag} 。如果该网络的时间常数很高,则可能对输出电流产生很大影响。因此,模型中需要考量这一点。如果我们把 t_{ZCD} 称为R-C网络引入的延迟,则(8)中所示的峰值电流可更新为:

$$I_{L,pk} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}} \frac{T_{sw}}{t_{demag} - t_{leak} + t_{ZCD}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} - \frac{V_{CS(offset)}}{R_{sense}} \quad (11)$$

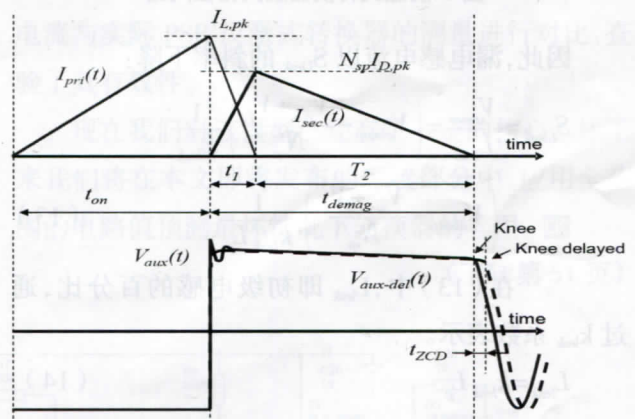


图5 辅助绕组波形

作为第一个近似值,可认为延迟 t_{ZCD} 等于ZCD引脚R-C网络的时间常数:

$$t_{prop} \approx R_{ZCD} C_{ZCD} \quad (12)$$

在上述表达式中:

- R_{ZCD} 为控制器的ZCD引脚的等效电阻;
- C_{ZCD} 为连接于控制器的ZCD引脚和GND引脚之间的电容值。

对于设计无误的PSR CC反激, t_{ZCD} 的值应该在20 ns至300 ns的范围内。

为建立转换器的分析模型,我们需要找到(11)中漏电感复位时间 t_{leak} 的表达式。参考文献[2]给出

了根据变压器的漏电感进行 RCD 钳位设计的详细说明。

图 6 中, RCD 钳位限制了当 MOSFET 关断时由漏电感 L_{leak} 引起的漏电压增加。漏电感认为复位电压 V_{reset} 等于 RCD 钳位的钳位电压 (V_{clamp}) 减去反激式转换器的反射电压。

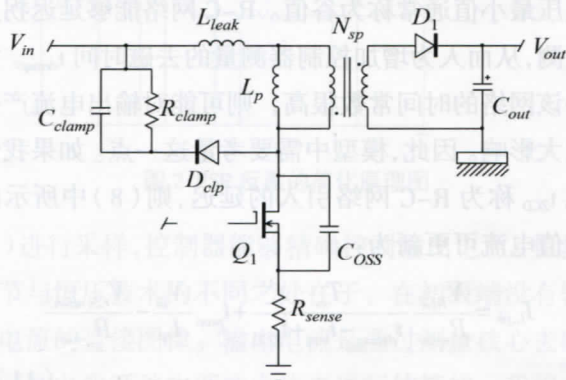


图 6 反激式转换器及其钳位网络

因此,漏电感电流以 S_{Lleak} 的斜率下降:

$$S_{Lleak} = \frac{V_{reset}}{L_{leak}} = \left(V_{clamp} - \frac{V_{out} + V_f}{N_{sp}} \right) \frac{1}{L_{leak}}$$

$$= \left(V_{clamp} - \frac{V_{out} + V_f}{N_{sp}} \right) \frac{1}{k_{leak} L_p} \quad (13)$$

在 (13) 中, L_{leak} 即初级电感的百分比, 通过 k_{leak} 系数表示。

$$L_{leak} = k_{leak} L_p \quad (14)$$

我们可以推导出 t_{leak} 的表达式:

$$t_{leak} = \frac{I_{L,pk}}{S_{Lleak}} = \frac{N_{sp} k_{leak} L_p I_{L,pk}}{N_{sp} V_{clamp} - (V_{out} + V_f)} \quad (15)$$

根据参考文献 [2], 准谐振变换器的 t_{demag} 和 T_{sw} 的数学表达式近似下列表达式:

$$T_{sw} = L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \right) + (2n_v - 1) t_v \quad (16)$$

$$t_{demag} = L_p I_{L,pk} \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \quad (17)$$

在上述表达式中:

- n_v 为运算谷值: $n_v = 1$ 即为第一次波谷运算, $n_v = 2$ 即为第二次波谷运算, ...
- t_v 为自由震荡半周期。

$$t_v = \pi \sqrt{L_p (k_{leak} + 1) C_{lump}} \quad (18)$$

在 (18) 中, C_{lump} 表示漏极节点处的总电容。它包括 MOSFET 漏源电容和变压器, 以及分布于绕组和初级电感之间的各种电容。

- V_f 为次级整流器正向压降

将 (15)、(16) 和 (17) 带入 (11), 最终得出峰值电流如下:

$$I_{L,pk} = \frac{V_{REF}}{R_{sense}}$$

$$\frac{L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \right) + (2n_v - 1) t_v}{N_{sp} L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{out} + V_f} - \frac{k_{leak}}{N_{sp} V_{clamp} - (V_{out} + V_f)} \right) + t_{ZCD}} + t_{prop} \frac{V_{in}}{L_p} - \frac{V_{CS(offset)}}{R_{sense}} \quad (19)$$

在 (19) 中, 我们可以看到转换器给出的峰值电流设定值取决于初级电感、传播延迟和钳位电压。因此这些参数也影响输出电流, 与 (6) 所表示的情况相反。

为建立 PSR 的分析模型, 我们还需要一个钳位电压公式。参考文献 [2] 正好为我们提供了答案:

$$2 V_{clamp} \left(V_{clamp} - \frac{V_{out} + V_f}{N_{sp}} \right) = R_{clamp} k_{leak} L_p I_{L,pk}^2 F_{sw} \quad (20)$$

在 (20) 中, 我们可以看到 V_{clamp} 也是峰值电流的函数。此外, (19) 和 (20) 都是二阶方程, 且试图手动提取 $I_{L,pk}$ 和 V_{clamp} 的符号表达式会导致有 (可能) 错误的高熵结果。获取这些参数值的最简单方法是使用 Mathcad® 等数学解算器, 并用其解出由两个方程式组成的系统。一旦计算出 $I_{L,pk}$ 和 V_{clamp} , 我们还能够推导出输出电流的值:

$$I_{out} = \frac{1}{2} I_{L,pk} \frac{L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{out} + V_f} - \frac{k_{leak}}{N_{sp} V_{clamp} - (V_{out} + V_f)} \right)}{L_p I_{L,pk} \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{N_{sp}}{V_{out} + V_f} \right) + (2n_v - 1) t_v} \quad (21)$$

总之, PSR 反激式变换器的分析模型包括求解

(19)、(20)和(21)三个方程式。为通过(21)得出输出电流值,我们需要首先用(19)计算峰值电流 $I_{L,pk}$ 。然后通过(20)得到钳位电压 V_{clamp} ,它对应于由输入电压和输出负载(LED串设置输出电压)施加的操作设定值。

在图7中,我们用 Mathcad® 绘制了当输入电压从 120 V dc 变化到 375 V dc 时,分析模型获得的输出电流。输出电流绘制为 2 种不同的输出负载:

- $V_{out} = 20\text{ V}$ 代表 6 个 LED 串联
- $V_{out} = 10\text{ V}$ 代表 3 个 LED 串联

附录 I 中的表 3 总结了用于绘制图 7 的所有变量值。

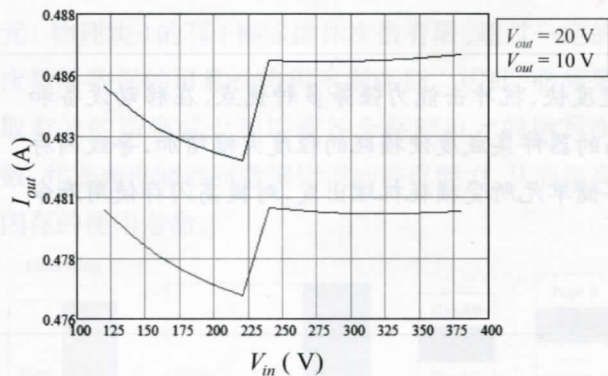


图 7 输出电流变化与输入电压的关系

为确保模型的准确性,对 NCL30082 控制的 10 W LED 驱动器进行了测量。图 8 描绘了 10-W LED 驱动器的原理图。电路板输入采用了从 120 V 至 375 V 不等的直流电压。输出负载从 6 个 LED ($V_{out} = 20\text{ V}$) 到 3 个 LED ($V_{out} = 10\text{ V}$) 不等。图 9 描绘了使用分析模型获得的输出电流变化以及从 LED 驱动器获得的测量结果。我们可以看到,对这一样本的输出电流变化能够很好地进行预测。模型预测的平均电流和测量值之间存在大约 1% 的偏移,但我们在模型中仅输入了典型值。实际上,电路板上所有组件的值都有初始容限。此外,该模型没有考虑次级整流器反向恢复时间的影响,这会导致输出电流设定值下降。

在本文的第 1 部分中,我们已经推导出了初级端恒流反激的分析模型,并通过将模型预测的输出电流与实际 PSR 反激式转换器的测量进行对比,查验了其有效性。

现在我们对该模型已经有了一定的信心,接下来我们将在本文即将发布的后续部分中,应用全范围的电路值预测最坏情况下转换器的容限。**CIC**

(下转第 51 页)

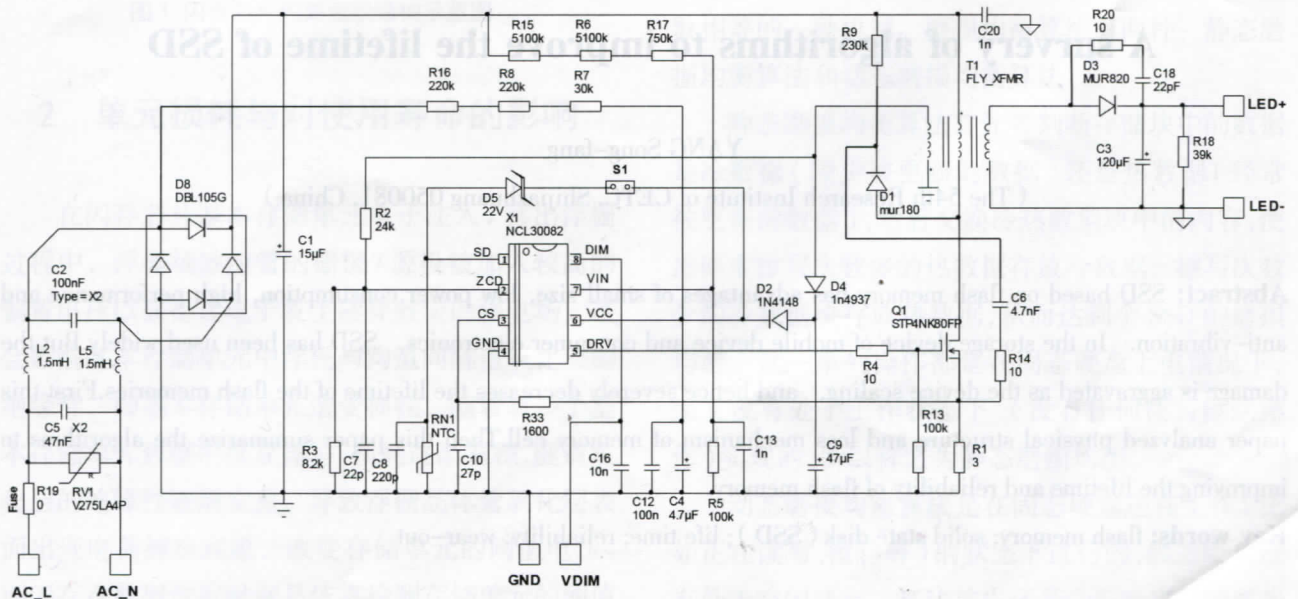


图 8 NCL30082 评估板原理图