

用于 LED 照明应用的初级侧调节反激技术

本文描述了针对 LED 照明的高功率因数反激式转换器，可实现所有这些特性并且能够使用基于可控硅（[TRIAC](#)）的标准调光器来进行调光。

I. 反激基础

对于最高约 100W 的隔离电源，反激式拓扑已被广为接受，因为它相对简单，构成元件少，具有成本效益优势且性能合理。借助飞兆半导体应用手册 AN-4137，其基本工作原理简单并易于解释。当 MOSFET Q1 导通时，变压器 T1 初级端中的电流线性斜升，建立了一个储存能量的磁场，变压器绕组的极性点显示极性满足条件以致次级端整流器 DRect 在此期间关断。一旦 MOSFET 断开，根据楞次定律(Lenz's law)，跨越变压器的所有电压的极性反转。DRect 现在开始导通且储存在 T1 中的能量传送到电容器 CFilt 中。PWM 控制器的占空比 (Duty cycle)和变压器圈比一起决定输出电压，其在隔离反馈网络的帮助下是稳定的。因为初级和次级之间的不完全耦合，即漏感的存在，网络 DCL、CCL 和 RCL 钳位电压突升。这对于减少 Q1 的电压应力是重要的，但同时也是功率损耗的一个来源，因为 RCL 中的能量被消耗了。

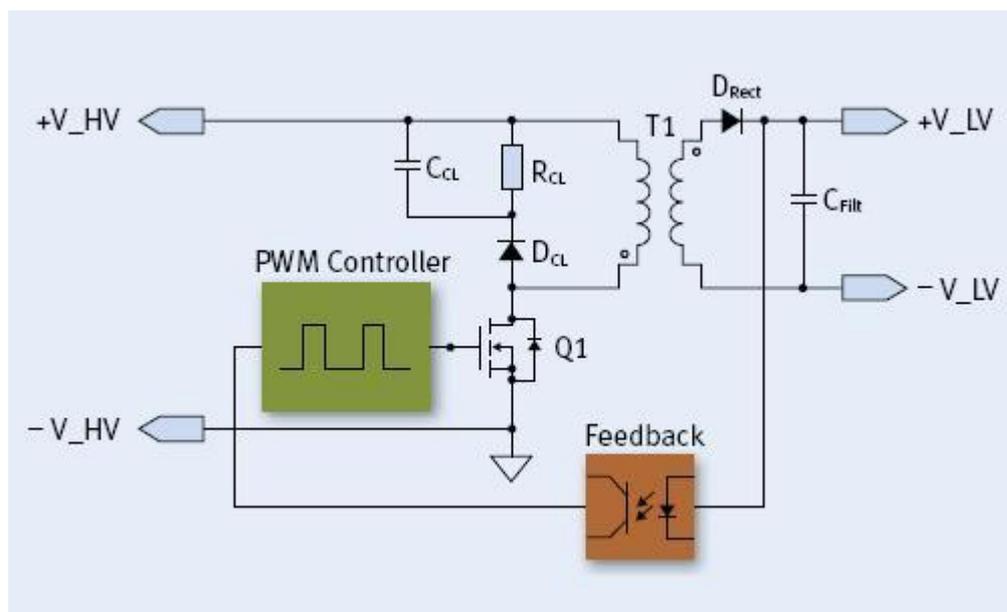


图 1. 基于反激式工作的 SMPS 简化原理图

通常情况下，开关电源能够以两种不同的模式工作：不连续导通模式(discontinuous conduction mode , DCM)，MOSFET 仅在二极管 DRect 中的电流下降到零后导通；以及连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)，其在仍有电流流过 DRect 时导通。有时会提到第三种模式：转换或临界导通模式(boundary conduction mode , BCM)，在二极管电流为零后，MOSFET 总是立即导通。顾名思义，此模式介于 DCM 和 CCM 模式之间。

II. 准谐振工作

反激式转换器到目前为止就是一个所谓的硬开关转换器。其意思是在漏电流较高时 MOSFET 断开，在漏电压较高其接通。因为在每个开关周期里，下降/上升电流和上升/下降电压交迭，它们的结果是不可忽略的，每次转换有相当大的称作开关损耗的功率损耗。在一个 DCM 反激中，在 MOSFET 导通时无电流流过，但 MOSFET 的固有电容 CDS 必须放电，并且储存在此电容中的能量必须消耗。如果还记得，储存的能量为 $0.5 \times CDS \times VDS^2$ ，很显然，以尽可能低的 VDS 接通 MOSFET 是有利的。

在以 DCM 模式运行的硬开关反激中，可以注意到在能量被完全传送到次级且变压器去磁之后漏电压会发生振荡。此振荡由变压器初级电感 L_p 和 MOSFET 的漏源电容 CDS 引起。准谐振拓扑监控漏极波形并检测此振荡的最小值以接通 MOSFET。使用此方法，开关损耗减少了并且可以通过提高断开时 VDS 使其进一步减小，代价则是提高 VDS 增加了 MOSFET 的成本。

无需探究得更详细，可以这样说，传统 QR 开关具有负载减少时开关频率增加的缺点，因为开关与变压器去磁同步。(负载)电流水平越低则后者发生越快。通过 QR 开关，即使开关损耗本身减少了，低负载水平下的高频率工作在这些条件下会破坏损耗平衡。

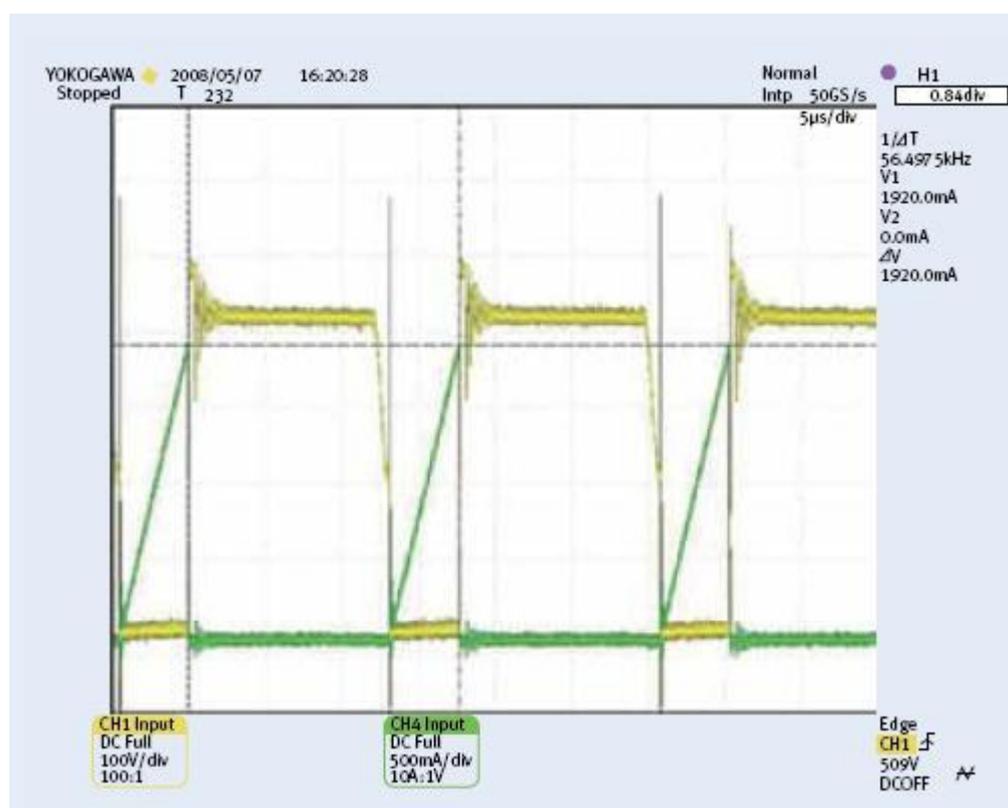


图 2: 准谐振开关

因此，先进的 QR 控制器使用改进的机制来检测最小漏电压。例如 FAN6300A 具有一定的最小时间 $8\mu s$ ，在此期间同步电路禁用。只有这段时间过去后，下一个漏电压最小值才被检测。结果是检测漏电压振荡的第 n 个最小值，而不是第一个最小值。在减小反馈水平也即

减少负载条件下,如果此最小的停止时间增加了,甚至有可能降低开关频率和减少负载电流,带来极佳的低负载电流效率。

III. 初级端调节(PRIMARY SIDE REGULATION, PSR)

由于它们相对恒定而温度和生产参数决定导通电压,LED 应该由恒定电流驱动。这通常由某些电路来实现,如图 1 简化原理图所示,对输出电流进行取样和放大来驱动光学隔离反馈网络,实施此电路的标准方法是使用需要额外稳定工作电压的运算放大器,这使得次级端设计显著复杂化。除去这一点,观察光耦合器在典型镇流器应用中的表现,这种器件在温度升高的情况下使用寿命会缩短。

一个机制是忽略复杂的次级端电路并延长使用寿命,因为在所谓的初级端调节中无需光电耦合。后者采用了这样的事实,即两个不同的反激输出电压的比例主要由它们各自变压器线圈的绕线比例确定。如果其中之一的输出,也就是说为 PWM 控制器产生 V_{cc} 的那个输出是稳定的,那么其余输出也将相对稳定。

如果涉及到输出电流的调节,情况变得更为复杂一点。基本运算显示 MOSFET 的导通时间应该随着负载电压的平方根而变化,这不容易实现。若负载电压的变化被限制在更小的范围内,实际上就 LED 来说,平方根的线性近似值是可接受的。

IV. 调光

到目前为止,业界采用很多不同的电子调光器来测试镇流器。所谓的'Trionic'或'相位截止'调光器,与电子变压器共用以实现卤素灯的出色工作,因为这些调光器中的开关元件不是三端双向可控硅开关元件(TRIAC)且并不依赖于一定的维持电流。

许多标准的基于 TRIAC 的相位截止调光器也工作良好,但这里的情况更复杂。因为 TRIAC 需要一定的维持电流,该电流与最小可控功率相关,那些调光器具有较低的最小功率,可以说 20W,低功率调光器相比具有高数值的调光器具有更好的适合性。这实际上与采用基于 TRIAC 的调光器的白炽灯并无不同。但因为一个 20W 的 LED 可能替换一个 75W 白炽灯,采用内置额定 50W 最小负载的调光器可能发生故障。

使用某些调光器而可能发生的第二个问题是输入滤波器连同 C102 的振铃,其可能引起 TRIAC 错误断开和再触发。假若这样,由一个大约 470/2W 的电阻与一个 100nF/400V 薄膜电容串联组成的阻尼网络可以起到帮助作用。此网络仅在必要时加入,因为它会消耗一些功率并降低效率。

