

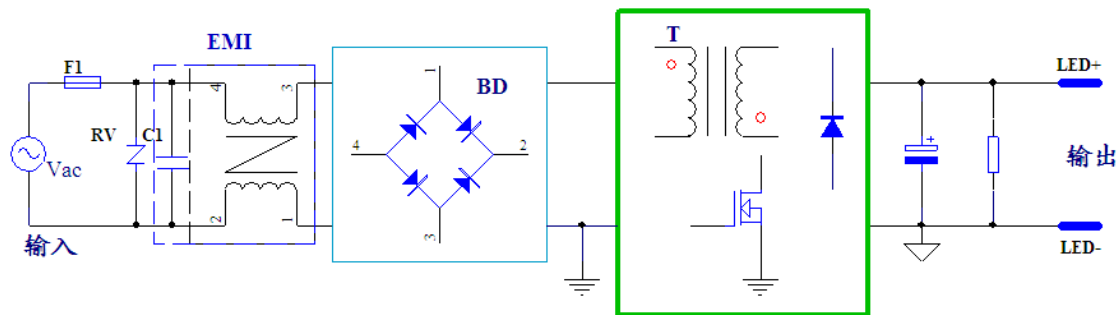
基于 CSC03A+A433 实现的高性能 LED 驱动电源设计

马坤 吴建良

随着大功率 LED 光源的大量使用，对 LED 驱动器的技术要求是与日俱增。本文提供 LED 照明应用针对 18W 外置电源的设计。CSC03A 应用在由临界电流模式控制 IC 所控制的反激转换电路，能够高效率，高性能。同时提供各种保护以提高驱动的可靠性。

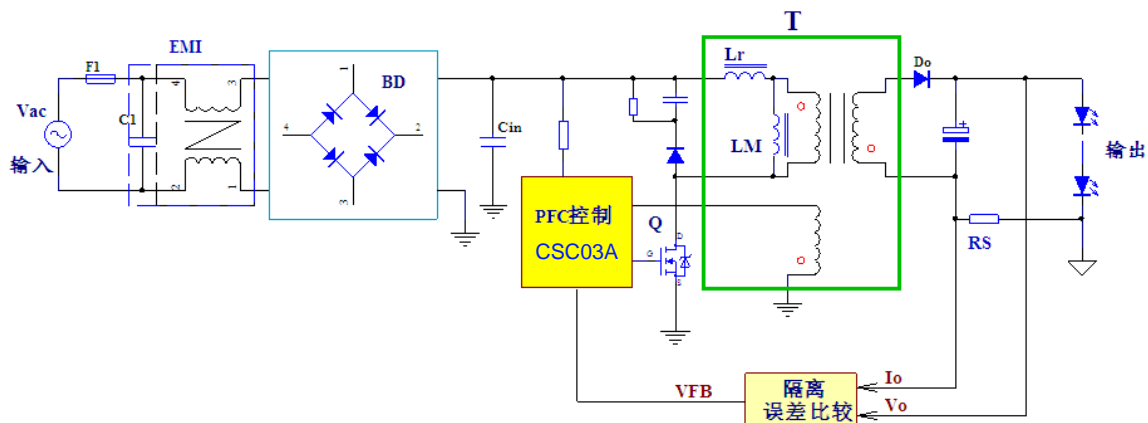
基于 CSC03A+A433 实现的 LED 驱动电源设计

反激 AC-DC 转换从成本和功率密度的角度，仍是比二级转换更具吸引力的解决方案。反激 AC-DC 转换器可直接将 AC 输入电压转换成 DC 输出电压，并且不需要前稳压器，如图一所示：



图一 反激 AC-DC 转换器

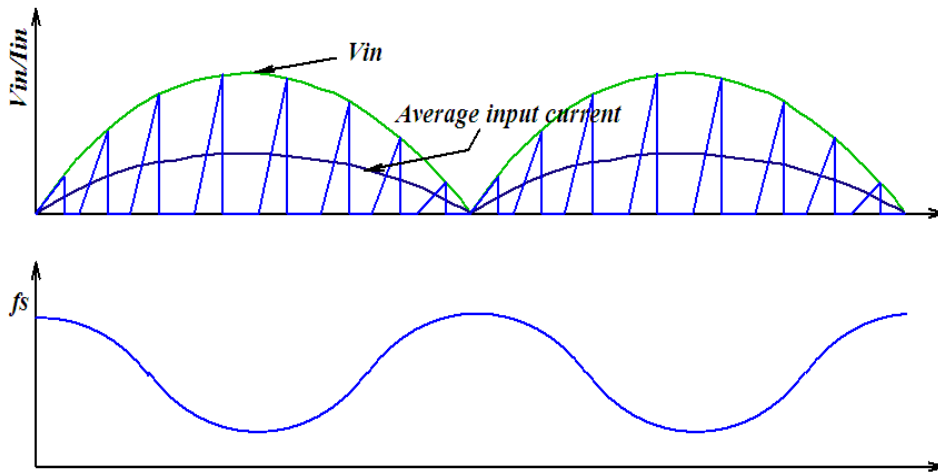
图二所示是返驰式反激 AC-DC 转换器的电路图。CSC03A 是作为控制器使用，并应用 CV（恒定电压）和 CC（恒定电流）模式反馈电路，以防止过载和过压的情况。在 LED 照明中，输出一定是满载的情况，且如果 LED 的接面温度升高的话，LED 的正向电压会降低。因此，在正常状态下，应该用 CC 模式来控制输出，而 CV 模式仅用于过电压保护。



图二 返驰式反激 AC-DC 转换器的电路图

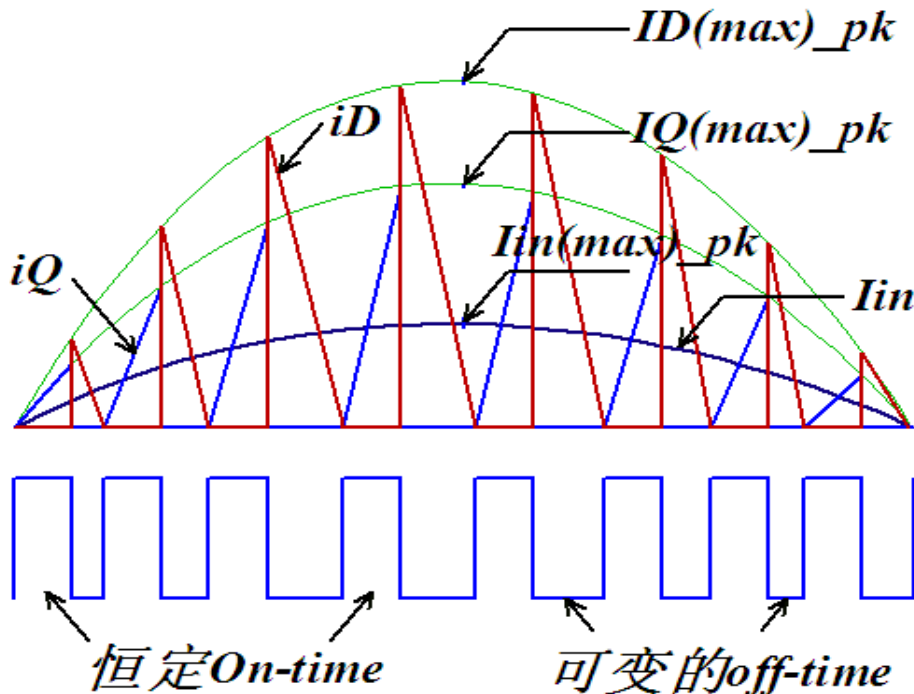
V. 1.0

CSC03A 是 CRM PFC 控制器；其开关的开启时间是固定的，但关闭时间则会随着稳定状态而改变。因此，切换频率会随着图四中所示的输入电压变化而变化。



图四 切换频率随输入电压变化

图五所示为一次侧开关电流，二次侧二极管电流和闸极信号理论波形的图解。在零电流情况下，MOSFET Q 开启时，快恢复二极管(Fast Recovery Diode, FRD) Do 是关闭的，而在硬式切换的情况下，Q 关闭时 Do 是开启的。



设计范例

图五 理论波形

此处为使用 CSC03A 实现的针对 18W 返驰式 AC-DC 外置电源的设计指南。

V. 1.0

表一所示为应用的系统参数。

表一 系统参数

参数	值
输出功率	18W
输入电压范围	85-265V
输出电压	45V
输出限制电压	50V
在 $I_{in(max)}_{pk}$, $D_{@I_{in(max)}_{pk}}$ 时的工作周期	0.6
最小切换频率 $f_{s_min@V_{in_min}}$	50k Hz
效率	87%

1. 返驰式变压器的设计

在返驰式转换器中，变压器是较容易饱和的，因为它只用于 B-H 回路的第一象限。此外，如果在临界导通模式中运作，则峰值电流会比在连续导通模式中高很多。因此，此处应该插入气隙以防止变压器饱和。

在返驰式反激 AC-DC 转换器中也应该考虑合适的匝数比 $N1/N2$ ，因为 MOSFET 的最大电压额定值和快恢复二极管 (Fast Recovery Diode, FRD) 与变压器的匝数比强烈相关。根据变压器的匝数比，MOSFET 的漏极和源级电压额定值 V_{ds} 与 FRD 的逆向电压额定值 V_R 之间，存在着一种权衡关系。匝数比 ($N2/N1$) 较大时，FRD 的 V_R 要高，但 MOSFET 的 V_{ds} 要低。相反地，匝数比较小时，会对 MOSFET 形成较高的电压压力，但 FRD 的 V_R 会降低。

从 $P_o = \eta \cdot V_{in} \cdot I_{in}$ 可得知，最大线电流为 $I_{in(max)} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in(min)}}$ 。如果切换频率 f_s 远高

于 AC 线频率 f_{ac} ，则可假设在一个切换周期内的输入电流是恒定的。

若要定义变压器的激磁电感，就必须定义最大周期。当应用最小输入电压时，最大切换周期发生在输入电压的峰值 $I_{in(max)}_{pk}$ 。此峰值可定义为：

$$I_{in(max)}_{pk} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \frac{I_{Q(max)}_{pk}}{D_{max}} dt = \frac{D_{max} I_{Q(max)}_{pk}}{2} \quad (1)$$

$$I_{Q(max)}_{pk} = \frac{2}{D_{max}} I_{in(max)}_{pk} \quad (2)$$

其值分别为 $D = D_{@I_{in(max)}_{pk}}$, $I_{in(max)}_{pk} = \sqrt{2} I_{in(max)}$

和 $V_{in(min)}_{pk} = \sqrt{2} V_{in(min)}$ 。

变压器一次侧电压 V_T 定义为：

$$V_T = L_m \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_m \frac{I_{Q(max)}_{pk} f_{s(min)}}{D_{@I_{in(max)}_{pk}}} \quad (3)$$

$$\text{同样，峰值电流为：} I_{in(max)} = \frac{P_o}{\eta V_{in(min)}} = \frac{18}{0.87 \times 85} = 0.243 \text{ A} \quad (4)$$

因此，激磁电感可用下列公式求得：

V. 1.0

$$L_m = \frac{D_{@in(max)_pk}^2 V_{in(min)}}{2 I_{in(max)_pk} f_s(min)} = \frac{0.6^2 \times 85}{2 \times 0.243 \times 50k} = 1.26MH \quad (5)$$

有数种方式可用来定义所需电感的匝数，但最普遍和最简单的方式是使用 AL-值。将 AL-值套入下列公式中便可获得匝数：

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL\text{-value}}} \quad (6)$$

但是，如果在磁芯中插入气隙，设计人员便应找出 AL-值。此应用方案采用 EFD25 磁芯骨架，因此可通过方程式 (6) 算出一次侧的匝数为 75。实际绕制变压器，一次侧匝数为 70。实测激磁电感为 1.12MH。

利用下列方程式算出二次侧匝数为：

$$N_2 = \frac{\pi N_1 V_o (1 - D_{max})}{2\sqrt{2} D_{max} V_{in(min)}} = \frac{\pi \times 75 \times 45 \times (1 - 0.6)}{2\sqrt{2} \times 0.6 \times 85} = 30 \quad (7)$$

实际绕制，输出调整为 33 圈。

2. MOSFET 和 FRD

MOSFET 压力应力计算方程式为：

$$V_{ds(max)} = V_{in(max)_pk} + V_{sn(max)} = V_{in(max)_pk} + V_f + V_{Lr} \quad (8)$$

其中 V_{sn} 是缓冲电路的最大电容器电压， V_f 为返驰电压， V_{Lr} 为在变压器漏电感处的振铃电压。

V_f 可由 $\frac{N_1 V_o}{N_2}$ 推得而得，而 V_{Lr} 一般估计为返驰电压 V_f 的 1.5 倍。因此，MOSFET 的最大电压可

用下列公式求得

$$V_{ds(max)} = V_{in(max)_pk} + V_f + V_{Lr} = \sqrt{2} V_{in(max)} + \frac{N_1}{N_2} V_o + 1.5 \cdot \frac{N_1}{N_2} V_o = 613V \quad (9)$$

最大 RMS 电流和峰值电流分别为： $I_{in(max)} = \frac{P_o}{\eta V_{in(min)}} = \frac{18}{0.87 \times 85} = 0.243 A$

$$\text{和 } I_{Q(max)_pk} = \frac{2\sqrt{2} P_o}{\eta V_{in(min)} D_{max}} = \frac{2\sqrt{2} \times 18}{0.87 \times 85 \times 0.6} = 1.147 A \quad (10)$$

因此，在考虑到余量时，会选择 N 通道增强型 MOSFET, 7N65C (650V, 7A)。

FRD 的最大逆向电压和顺向峰值电流分别为：

$$V_{R(max)} = V_{o_Limit} + \frac{N_2}{N_1} V_{in(max)_pk} = 50 + \frac{30}{75} \times \sqrt{2} \times 265 = 200V \quad (11)$$

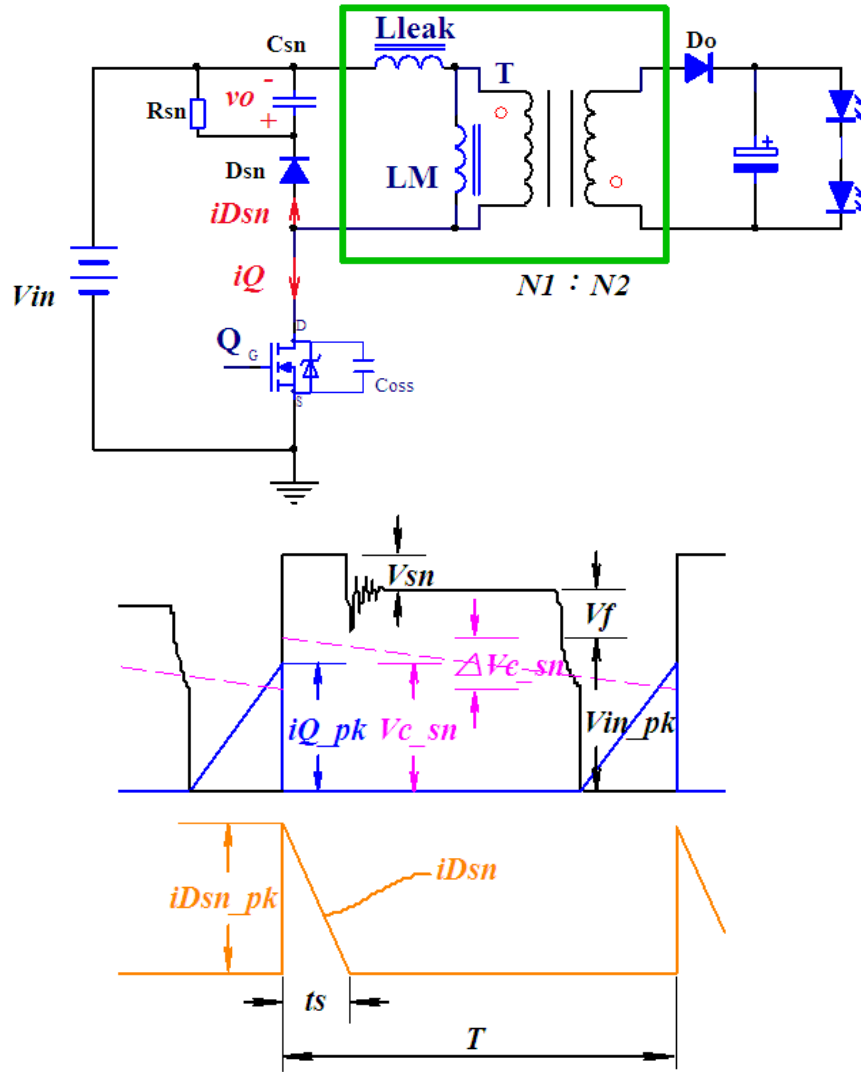
$$I_{R_pk} = \left(\frac{2}{1 - D_{@in(max)_pk}} \right) I_o = \left(\frac{2}{1 - 0.6} \right) \times 400 = 2A \quad (12)$$

因此，在考虑到余量时，会选择 SF26。

3. 缓冲电路设计

在返驰式转换器中， L_{leak} 和 C_{oss} 之间的谐振会导致极高的电压突波，在关闭期间可能会对 MOSFET 造成损害。此电压突波必须受到抑制。因此必须使用缓冲电路来防止 MOSFET 发生故障。

V. 1.0



图七 缓冲电路

$$V_{sn} = V_f + L_{leak} \frac{\Delta i}{\Delta t} = V_f + L_{leak} \frac{I_{Dsn_pk}}{t_s}$$

因此：

$$t_s = \frac{L_{leak} \times I_{Dsn_pk}}{1.5V_f}$$

L_{leak} 为初级电感漏感。

缓冲电路的最大功耗可表示为：

$$P_{sn} = \frac{1}{T} \int_0^{t_s} V_{sn} i_{Dsn}(t) dt = \frac{1}{2} L_{leak} I_{Dsn_pk}^2 f_s$$

最大功耗为：

$$P_{sn(max)} = \frac{1}{2} L_{leak} I_{Dsn_pk}^2 f_{s@vinmax} = \frac{V_c^2}{R_{sn}}$$

其中 $V_c = V_{sn} = V_f + V_{Lr}$

V. 1.0

因此，可算出电阻值 R_{sn} ：

$$R_{sn} = \frac{2v_c^2}{L_{leak} I_{Dsn_pk}^2 f_{s@vinmax}}$$

缓冲电路的最大涟波电压可用下列公式求得：

$$\Delta v_c = \frac{v_c}{C_{sn} R_{sn} f_{s@vinmax}}$$

缓冲电容的结果值越大，电压涟波越低，但功耗会增加。因此，选择适当的值很重要。一般而言，依照合理的估算，可决定缓冲电路的突波电压为返驰电压 V_f 的 1.5 倍，而涟波电压 Δv_c 为 50V。因此，缓冲电阻和电容可用下列方程求得：

$$I_{Dsn_pk@Vin=265V} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta D_{min} V_{in}} = \frac{2\sqrt{2} \times 18}{0.87 \times 0.32 \times 265} = 0.69A$$

$$V_{sn(max)} = 1.5V_f = 1.5 \cdot \frac{N_1}{N_2} V_{o_Limit} = 187.5V$$

$$t_s = \frac{L_{leak} \times I_{Dsn_pk}}{1.5V_f} = \frac{15 \times 10^{-6} \times 0.69}{187.5} = 55.2ns$$

式中 L_{leak} 为初级电感漏感，取值 15uH。

$$f_{s@vin(max)} = \frac{D_{min} V_{sn(max)}}{L_m I_{Dsn_pk@Vin=265V}} = \frac{0.32 \times 187.5}{1.26 \times 0.69} = 69kHz$$

$$R_{sn} = \frac{2v_c^2}{L_{leak} I_{Dsn_pk}^2 f_{s@vinmax}} = \frac{2 \times 187.5^2}{15 \times 10^{-6} \times 0.69^2 \times 69 \times 10^3} = 140k\Omega$$

$$C_{sn} = \frac{v_f + V_{sn}}{\Delta v_c R_{sn} f_{s@vin(max)}} = \frac{187.5 + 125}{50 \times 140k \times 69k} = 0.646nF$$

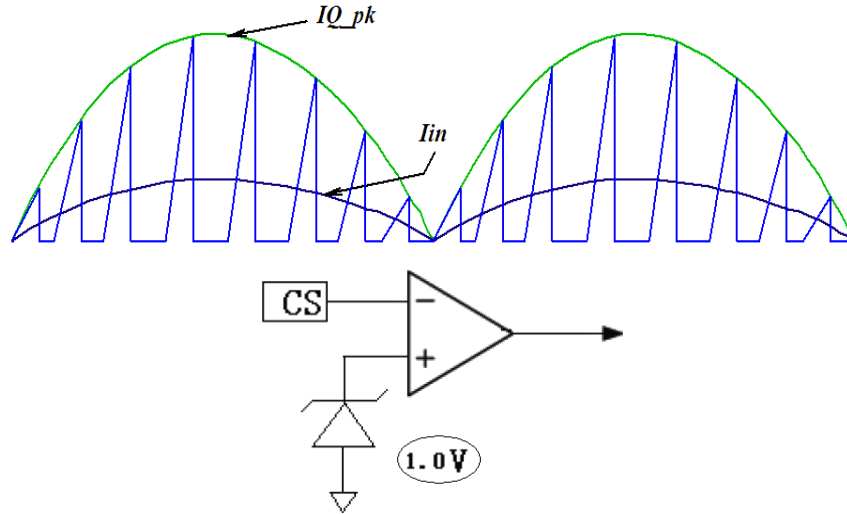
其中，最小工作周期可用下列公式求得：

$$D_{min} = \frac{V_o}{\frac{N_2}{N_1} V_{iang(max)} + V_o} = \frac{45}{\frac{30}{75} \times \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 265 \right) + 45} = 0.32$$

4. 检测电阻

CSC03A 的 CS 管脚在瞬态期间或过载的情况下，会限制峰值电流并保护 MOSFET。通常在合理的情况下，会限制为切换峰值电流的 1.5 倍。切换峰值电流的限制位准和检测电阻可用下列公式求得：

V. 1.0



$$I_{Q_Limit} = 1.5 I_{Q(max) - pk} = 1.5 \times \frac{2\sqrt{2} P_o}{\eta V_{in(min)} D_{max}} = 1.5 \times \frac{2\sqrt{2} \times 18}{0.87 \times 85 \times 0.6} = 1.72 A$$

$$R_s \leq \frac{1}{I_{Q_Limit}} = \frac{1}{1.72} = 0.58 \Omega$$

5. 次级反馈

LED 照明的电源供应器必须是以恒定电流（CC）模式来控制。

次级恒流采样

A433 是三端可编程并联稳压二极管，通过 2 个外部的电阻可从 V_{REF} 编程至 36V。灌电流能力 1mA~50mA，采用低压基准 196mV。可靠的全范围温度系数。

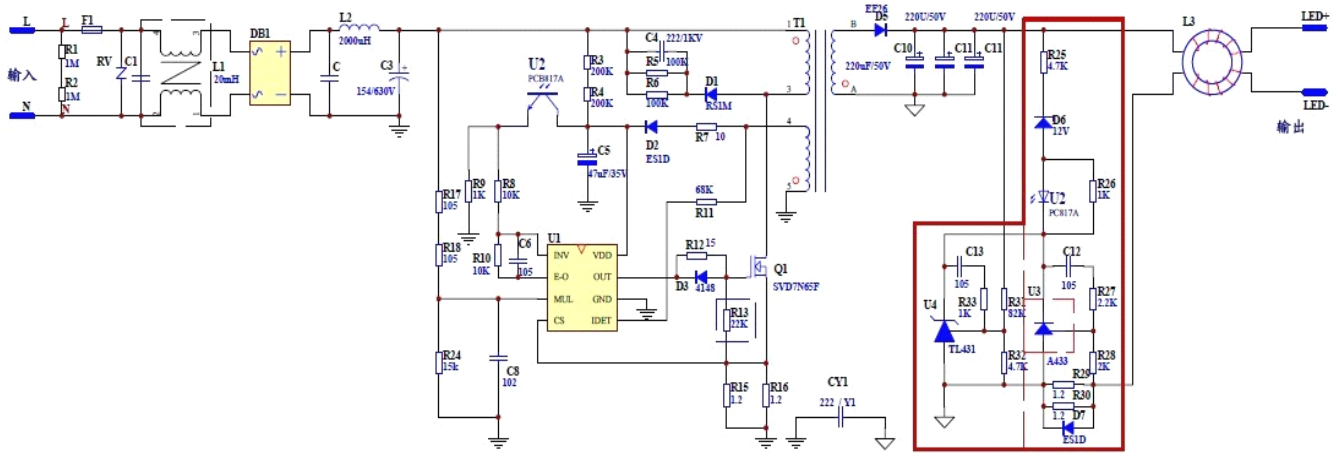
其应用优点：1. 元器件个数少，电路更优化

2. 焊接成本低
3. 不需要大功率采样电阻
4. 恒流精度更易控制
5. 配合优良变压器，电路整体效率提高

实验结果

为验证本技术应用文件中的设计指南的有效性，建立实物测试。

V. 1.0



图二：基于 CSC03A+A433 的 18W 应用电路图

输入电压 V	输入功率 W	功率因数	谐波%	输出电压 V	输出电流 ma	输出功率	效率%
88	21.34	0.995	9	44.7	401.6	17.94	84.07%
110	20.64	0.996	5.7	44.45	401.2	17.84	86.43%
132	20.32	0.992	5.1	44.43	401	17.81	87.65%
176	20.19	0.983	6.3	44.42	400.8	17.8	88.16%
220	20.23	0.963	9	44.41	400.7	17.79	87.94%
265	20.4	0.929	12	44.39	400.7	17.78	87.16%

表一：基于 CSC03A+A433 的 18W (45V, 400MA) 应用方案实测数据

本文小结

针对 LED 市场的日益发展，对驱动电源的更高要求。CSC03A 以全新的设计理念，具备全电压输入，低反馈电压，高 PFC，宽输出电压电流范围，高输出功率，高效率，设计灵活，优异的热管理，高可靠性，容易获得 EMI/安规的认证的全面设计特点，更适用于 LED 照明驱动电源的应用。

V. 1.0