

# 高效单级变换式 LED 驱动电源设计方案

## 0 引言

随着全球化石油燃料的日益耗尽，人们正在寻找新的替代能源，可再生能源如：风能、太阳能、生物能源等成为热点。由于可再生能源的开发存在诸多经济、技术风险等不确定因素，所以各国政府都在积极发展 LED 照明产业，大力推广 LED 路灯、隧道灯、球泡灯等照明产品的应用研究，倡导产品降低能耗、提高效率、促进节能技术创新等工作。基于 LED 发光器件的低压特性，LED 照明的核心部件 LED 驱动电源的能效、功率因数、可靠性等性能成为 LED 光电照明产业能否健康发展亟待解决的关键技术问题。

中国的国家推荐性标准 GB/T24825-2009 “LED 模块用直流或交流电子控制装置性能要求”中规定：达到能效 1 级的隔离输出式 LED 模块控制装置，电源效率应不小于 88% ( $P > 25 \text{ W}$ )；电源产品电磁干扰 (EMI) 性能应符合国家强制性标准 GB17625.1-2003/IEC61000-3-2:2001 “电磁兼容限值谐波电流发射限值”和 GB17743-2007 “电气照明和类似设备的无线电骚扰特性的限值和测量方法”的相关要求。美国能源之星照明灯具规范 (ENERGY STAR Program Requirements Product Specification for Luminaires) 中规定：商用照明灯具功率因数必须大于 0.9。

LED 光源与其它光源的主要区别在于 LED 光源需要一个驱动电源，驱动电源的性能直接关系到 LED 光源的性能。在全球提倡“节能减排”和“绿色电子”的大背景下，如何设计一种高功率因数、低谐波电流的高效 LED 驱动电源是当今广泛关注的热点问题。本文提出一种采用功率因数校正 (PFC) 电路，临界模式 (boundary mode) 的 AC/DC 单级反激式的电源供应器拓扑，通过正确设定相关参数，可在兼顾电源品质与成本的情况下，有效提高能效、避免建筑物内高次谐波电流造成的电源环境污染。

## 1 单级 AC/DC 拓扑结构及原理

AC/DC 反激式变换器，是采用临界电流模式控制的 Flyback 变换电路，系统原理框图如图 1。工作原理：开关管 MOS 驱动着反激式储能隔离变压器 T，MOS 导通时变压器 T 储能，关断时变压器 T 次级绕组通过续流二极管释放能量。控制 MOS 的导通、关断时间规律，可实现输入电流波形和输出直流电压或电流的稳定控制，以保障输入电流的正弦规律化和输出直流特性的稳定性。

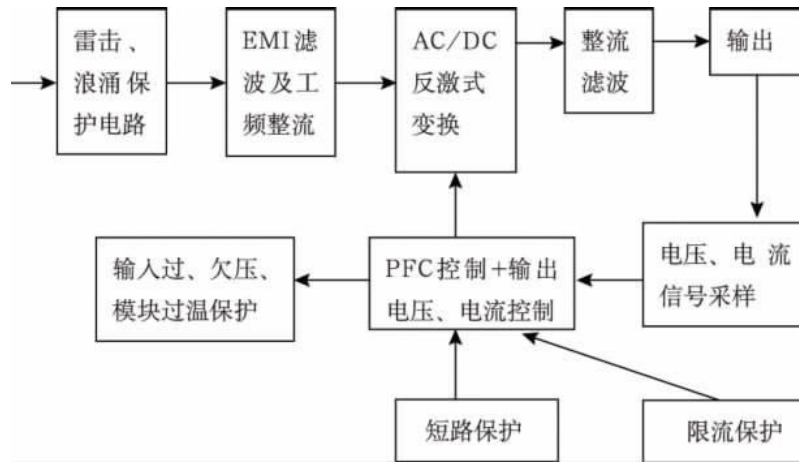


图 1 AC/DC 反激式变换器原理图

电路拓扑如图 2 所示。

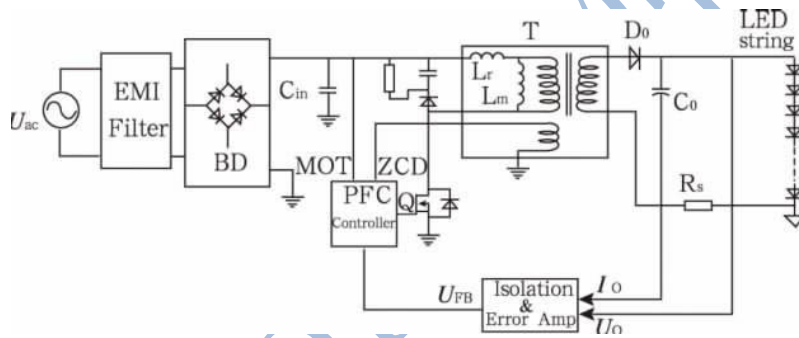


图 2 电路拓扑图

图 2 中： $L_m$  为变压器初级励磁电感， $L_r$  为漏电感，初级电感  $L_p=L_m+L_r$ ，次级电感为  $L_s$ 。

### 1.1 SPWM 调制原理

如图 2 所示，市电经全波整流，按市电半个周期波形图分析，则正弦调制原理分析如图 3： $I_Q$  为 MOS 管在某一时刻的导通电流， $I_Q(\sin)_{PK}$  是 MOS 的峰值电流， $I_D$  为次级二极管在 MOS 管关闭时刻的续流， $I_D(\sin)_{PK}$  是二极管的峰值电流。

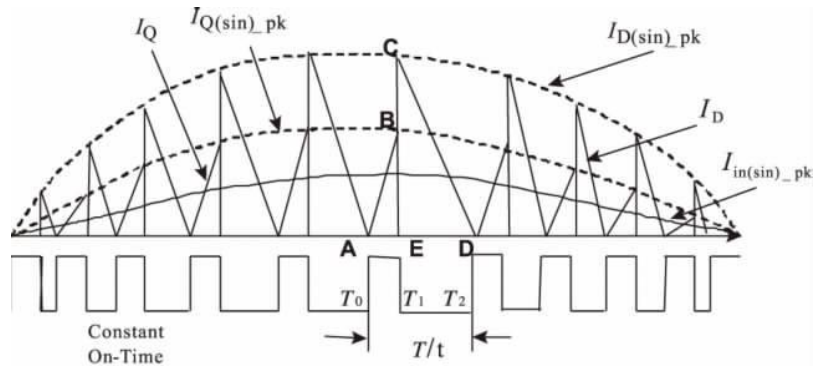


图 3 SPWM 调制图

在调制波形示意图里，采用电感电流回零后允许导通下一个驱动脉冲工作方式，以保障每个开关周期里  $T = T_{ON} + T_{OFF}$ 。

如调制图 3，设市电输入正弦波电压：

$$U_{in}(t) = U_{in\_pk} \sin \omega t$$

把市电输入电压离散化，则设第  $N$  个点时，图中  $\triangle ABE$  所示，MOS 导通，电压与电感励磁电流的关系如下：

$$U_{in}(t_N) = U_{in\_pk\_N} = L_P \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_P \frac{I_{Q(sin\_pk\_N)}}{T_{ON\_N}}$$

$$\text{则：} T_{ON\_N} = L_P \frac{I_{Q(sin\_pk\_N)}}{U_{in\_pk\_N}}$$

若  $N$  足够大时，则电流、电压等效为连续：

$$U_{in}(t) = U_{in\_pk} \sin \omega t = L_P \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_P \frac{I_{Q(t)}}{T_{ON\_N}}$$

$$\text{可得：} I_Q(t) = \frac{U_{in\_pk} \sin \omega t T_{ON\_N}}{L_P}$$

由上式可知：

$$I_Q(t) = \frac{U_{in\_pk} \sin \omega t T_{ON\_N}}{L_P} = I_{Q(sin\_pk)} \sin \omega t$$

$$\text{其中：} I_{Q(sin\_pk)} = \frac{U_{in\_pk} T_{ON\_N}}{L_P}$$

假设导通时间为常数： $T_{ON\_N} = \text{常数} (\text{const})$ ，则上述 MOS 导通电流各点峰值  $I_{Q(\sin)\_pk}$  组成的包络就形成了正弦规律。

次级二极管瞬时峰值电流为  $I_D(t)$ ，根据励磁电流引起的磁通不能突变原则可知： $I_D(t) = n I_Q(t) = n I_{Q(\sin)\_pk} \sin \omega t$ ，且等式  $L_P = n^2 L_S$  成立，其中参数  $n$  为变压器的初、次级匝数比。

根据变压器伏秒平衡原则，在绕组次级伏秒规则如下：

$$T_{OFF} = L_S \frac{I_{D\_pk} \sin \omega t}{U_o + U_F} = \frac{L_P}{n^2} \frac{n I_{Q\_pk} \sin \omega t}{U_o + U_F}$$

式中， $U_o$  是输出直流电压， $U_F$  是整流二极管正向导通压降。

且根据： $T = T_{ON} + T_{OFF}$

设在第  $N$  点对  $I_{Q(\sin)\_pk\_N}$  积分可得到其平均值，在图 3 中三角形  $\triangle CED$  中：

$$I_{Q(\sin)\_AV}(N) = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{I_{Q(\sin)\_pk\_N}}{T_{ON}} t_n dt_n = \frac{I_{Q(\sin)\_pk\_N}}{2T} T_{ON}$$

则市电输入电流：

$$I_{in}(t) = I_{Q(\sin)\_AV}(t)$$

由上几个等式可得到：

$$I_{in}(t) = \frac{I_{Q(\sin)\_pk} \sin \omega t}{2 \left[ 1 + \frac{U_{in\_pk}}{n(U_o + U_F)} \sin \omega t \right]}$$

设： $U_R = n (U_o + U_F)$  并定义： $U_R$  为反射电压。

又设定电压反射比为：

$$R_{vr} = \frac{U_{in\_pk}}{U_R}$$

则可得输入电流的表达式：

$$I_{In}(t) = \frac{I_{Q(\sin)_{pk}} \sin \omega t}{2(1 + R_{vr} \sin \omega t)}$$

由输入电流表达式可见：在开关管按恒定导通时，输入电流也不是纯净正弦波，失真度 THDI 与  $R_{vr}$  密切相关，即 THDI 取决于输出直流电压和初次极匝数比  $n$ （这里  $n=N1/N2$ ）等。

根据上述表达式把输入电流正弦波特性与  $R_{vr}$  关系式仿真绘图，如图 4 所示。由仿真输出图可知： $R_{vr}$  数值越小时，输入电流就越正弦，失真度就越小；反之则正弦特性越差。

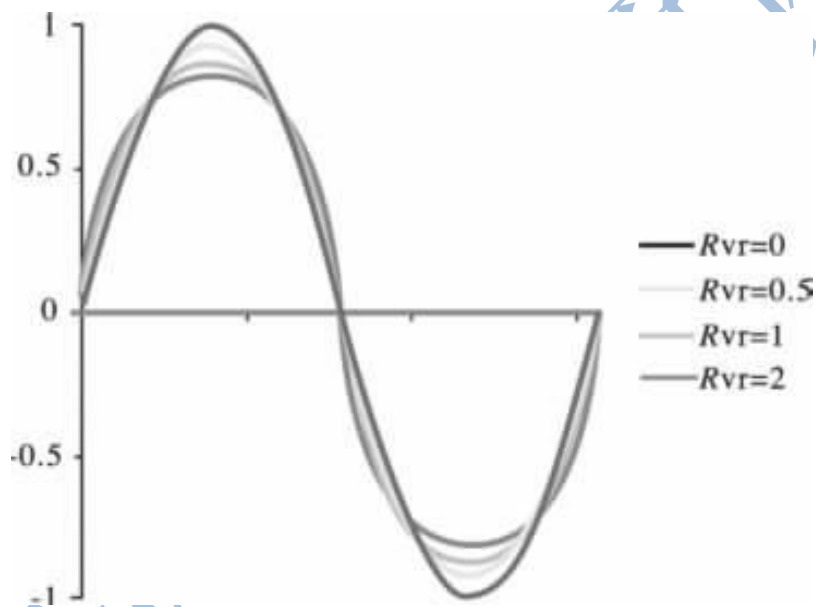


图 4 正弦电流仿真图

## 1.2 高功率因数输入的器件优化选择原则

设定输入电压为纯净正弦波，输入功率因数和谐波电流关系如下式：

$$\begin{aligned} PF &= \frac{U_1 I_1}{U_1 \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_N^2}} \cos \theta \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + THDI^2}} \cos \theta \end{aligned}$$

式中， $\theta$  为基波电压与基波电流的相角差；这里可设  $\cos\theta = 1$ 。把以上关系式按不同的  $R_{vr}$  值仿真，并把 PF 值和 THDI 值绘图，如图 5、图 6 所示，由关系图可知： $R_{vr}$  值越小对功率因数和谐波电流越好，但是从系统性价比来看， $R_{vr}$  并非越小越好；这是因为：由电流表达式可知， $R_{vr}$  小就意味着反射电压  $U_R$  高，匝数比  $N$  要求也大，也就是说 MOS 关断所承受的反峰电压就高，而相对于二极管 D 反向电压值要求反而小，反之若  $R_{vr}$  值过大，则 PF 值和 THDI 值差，但是对 MOS 电压要求低而二极管耐压则相对要求高，过度要求  $R_{vr}$  值对系统安全和器件优化选择是不利的，要从优化系统性能与成本的角度出发去选择  $N$  值。

允许 MOS 关断电压、二极管反向电压、匝数比  $N$  三者之间存在直接关联，图 7 是一个设计案例中得到的三者关联仿真图（设计交流输入最大 265 V，直流输出 50 V）。如图 7 所示：按照器件的最佳性价比，推荐器件的选择区域和变压器的匝数比为图中阴影部分是比较理想的。

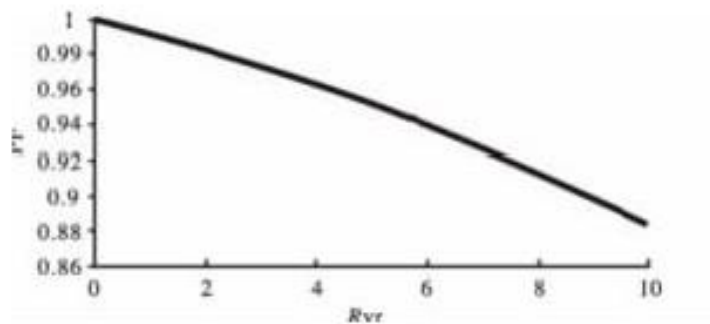


图 5 功率因数仿真曲线图

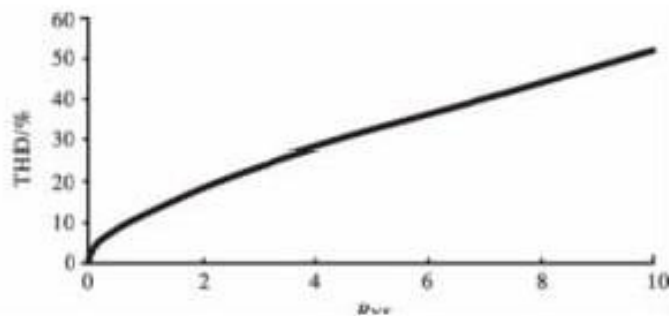


图 6 谐波失真度仿真曲线图

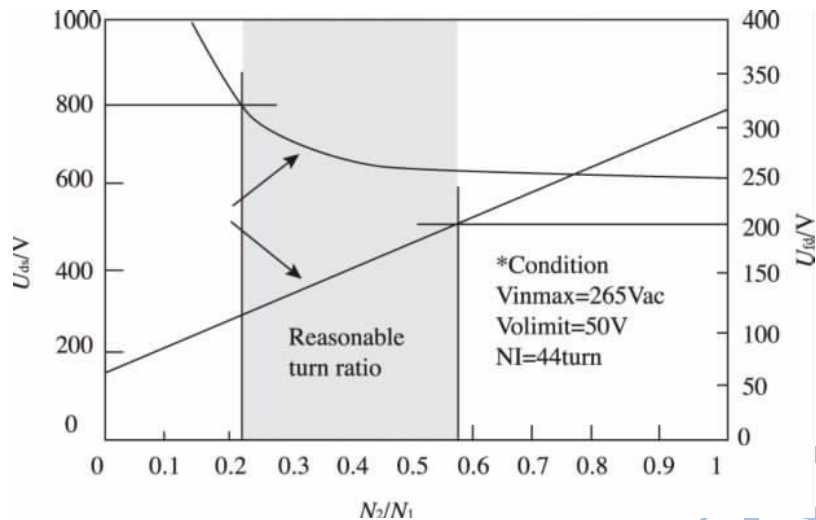


图 7 功率器件参数选择图

## 2 单级 AC/DC 主要参数设计

在单级 AC/DC 的设计中，储能电感、变压器规格、气隙长度等参数的选择直接影响驱动电源的性能参数，本文通过理论计算和经验判断相结合，得出合适的参数。

(1) 储能电感值 LP 确定。

最低频率取 50 kHz，最大导通时间取 10μ s。

$$I_{Q(\sin)\_PK} = \frac{2}{D} I_{in(\sin)\_pk}$$

$$D = D_{@I_{in(max)\_pk}}$$

$$U_T = L_m \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_m \frac{I_{Q(max)\_pk} f_{s(min)}}{D_{@I_{in(max)\_pk}}}$$

$$L_P \geq \frac{D_{@I_{in(max)\_pk}}^2 U_{in(min)}}{2 I_{in(max)\_pk} f_{s(min)}}$$

$$= \frac{0.65^2 \times 150}{2 \times 0.84 \times 50 \times 10^3} = 750 \times 10^{-6} \mu H$$

(2) 变压器参数规格。

DC/DC 单级反激式变压器的功率容量乘积表达式：

$$A_P = A_e A_Q = \frac{P \times 10^8}{2 f \Delta B \delta K_m} (\text{cm}^4)$$

或表示为:

$$A_P = \frac{2 P \Delta T \times 10^8}{\Delta B \delta K_m} (\text{cm}^4)$$

式中,  $P$  为输入功率, 单位 W;  $f$  为工作频率, 单位 Hz;  $\Delta B$  为工作磁通密度, 单位 GS;  $K_m$  为窗口填充系数;  $\delta$  为电流密度, 单位 A/cm<sup>2</sup>;  $\Delta T$  为开关管导通时间, 单位 s。

理论计算得出来的  $A_P$  值还要增加相应余量才能作为正确的取值, 此时经验判断在应用中比较重要, 由于磁材厂家在这方面有非常好的经验数据, 因此, 选取变压器只要在设计时确定电路参数如频率、功率等, 就可以方便快速地从变压器厂家的规格推荐表中选取所需的型号。

本设计: 输出功率 75 W, 最低频率 65 kHz, 根据 TDK 规格书, 选取 PQ3230。

(3) 气隙的确定。

根据如下储能公式确定气隙长度  $L_g$ 。

$$\frac{1}{2} L_P I_{\text{max\_pk}}^2 = \frac{1}{2} B_m H V = \frac{1}{2} B_m H A_e L_g$$
$$B_m = 4\pi\mu_0 H \times 10^8$$

式中,  $A_e$  为 170 mm<sup>2</sup>,  $B_m$  取 1 950 GS, 则计算出  $L_g$  为 0.35 mm, 但在实际设计时会有 10% 的误差, 可以实际修正。

(4) 由气隙确定变压器的 AL 值。

由于磁芯规格和气隙已确定, 可以通过给磁芯绕一定的匝数来确定 AL 值。

(5) 初级匝数  $n$ 。

根据:  $L_m = ALn^2$  本设计: 取 55 匝。

(6) 根据允许的纹波电压, 确定输出滤波电容:

$$C_o \geq \frac{I_{\text{Out}}^{\text{Max}}}{2\pi f_L \Delta U_{\text{Out}}} = \frac{1.5}{2 \times 3.14 \times 50 \times 1.6} \approx 3\,000 \mu\text{F}$$



本设计：取  $3\ 000\mu\text{F}/100\text{V}$ 。

(7) 匝数比  $N$  取值。

由上面的仿真图和经验数据，兼顾功率器件特别是系统特性指标的性价比，本设计案例  $R_{vr}$  可以取值 2，根据反射电压公式得出  $N$  值为 2， $R_{vr}$  确定后，查曲线可得 PF 值大约为 0.95， $\text{THDI} \leq 20\%$  左右，这对于小功率的直流供应器来说是很好的指标，优于目前国内外各种标准要求。

(8) 功率开关器件 MOS 与二极管的确定当  $N$  值、漏感确定、输出电压确定后，反射电压、漏抗引起的反峰电压就能确定，则确定 MOS、二极管等耐压值就很容易算出；根据功率规格，计算出电流大小，则确定 MOS、二极管电流值就很容易算出。

本例：MOS 电压要求等于输入市电峰值电压+反射电压+漏感引起的反向电压，则取：11 A，800 V，型号：SDA11NS0C3 二极管 Diode 取：20 A，200 V，型号：MBR20200CTG。

### 3 实验验证

按照以上的参数设计，本文提出的 LED 驱动电源通过小批量试验和批量生产，产品性能稳定、可靠性好。典型试验波形如图 8、图 9 所示， $\text{THDI}=16.9\%$ ，实测  $\text{PF}=0.967$ ，由于采用 BCM 模式，出现了电流纹波，但对电源综合性能影响不大。产品经国家 LED 质检中心检验，各项技术指标都优于相关国家标准要求。

其中，电源效率大于 90%，达到能效 1 级；功率因数大于 0.95，符合能源之星规范限值要求；谐波电流符合国家强制性标准 GB17625.1-2003/IEC61000-3-2:

2001 限值要求；传导骚扰和辐射骚扰符合国家强制性标准 GB17743-2007 限值要求。

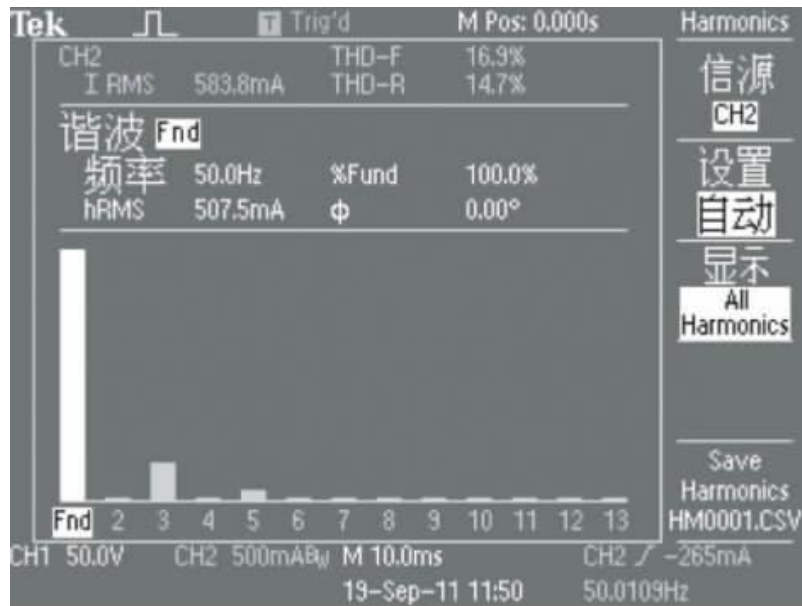


图 8 输入电流的谐波含量

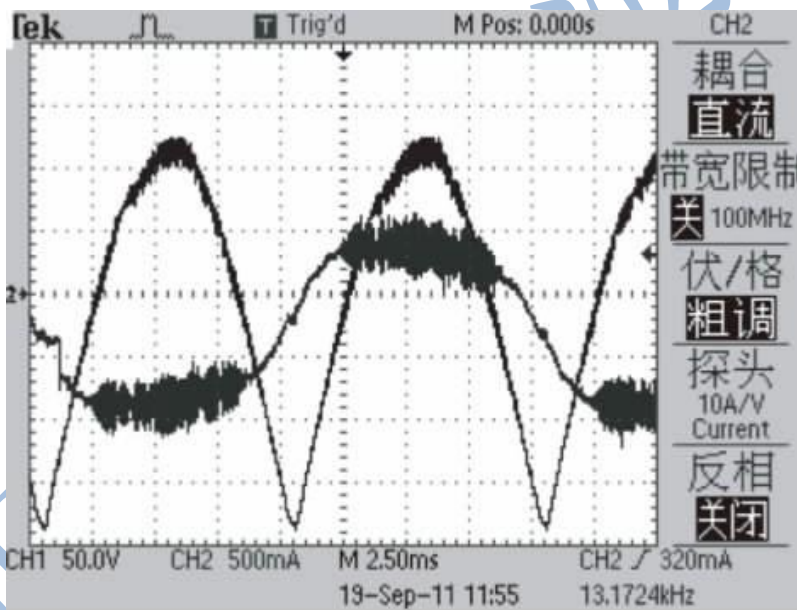


图 9 市电（全桥整流后）与输入电流

#### 4 结论

高性价比、高效率 LED 技术的日新月异，LED 照明也得以快速发展；相应的照明工程需要兼顾系统能效、功率因素、谐波电流等多种因素，这就要求其选择合适的 LED 驱动电源解决方案。为此，本文提出采用临界模式（boundary mode）的 AC/DC 单级反激式的电源拓扑，通过理论计算和经验分析确定合理的变换参数，设计了一种高功率因数、低谐波电流的高效 LED 驱动电源。该驱动电源同时还具有主开关 MOS 管实现低电压零电流导通，整流二极管实现零电流关断并避开其负面的反向恢复特性，可以显著提高其工作效率、降低损耗和减小系统电磁干扰。

通过实验验证和批量生产证明本方案设计合理、产品性能稳定、可靠性好，有效提高能效、避免建筑物内高次谐波电流造成的电源环境污染，适合批量生产，对于LED照明驱动电源、其它电源供应器厂家和电源设计者具有很好的参考价值。

OFweek电源网