一种高效率单级变换式 LED 驱动电源设计

Design of A High Efficiency Single Level Converting LED Driving Power Supple

薛蕙 编译

摘　要：在石油、煤碳等燃料能源危机凸显的时候，虽然可再生能源得到快速发展，但节能减排乃是世界各国重要的政策和技术措施，LED 照明技术就是其中之一。鉴于 LED 照明技术应用的广泛性及其用量的巨大，所以其核心部件 LED 驱动电源的能效、功率因数、可靠性都必须具有优良的性能水平。本文介绍一种高效单级变换式 LED 驱动电源的设计。

关键词：高效率，变换器，LED，驱动电源

中图分类号：TN86　　文献标识码：B　　文章编号：1606-7517(2015)10-4-115

1 引言

随着全球日益显现的石油、煤碳等燃料能源危机，人们已开始了大规模的替代能源如可再生的太阳能、风能、生物能以及核能等研究。由于核能、可再生能源的开发存在很多经济上、技术上的风险和不确定因素，所以节能减排仍是各国政府在政策上的首选。例如，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、球泡灯能够节能的产品。由于政府倡导产品降低能耗、提高效率，大大促进了节能技术与产品的创新发展。

基于 LED 发光器件的低压特性，LED 照明系统的核心部件，如 LED 驱动电源的能效、功率因数、可靠性等性能就成了 LED 光电照明产业能否健康、快速发展亟待解决的关键技术问题。我国的国家标准对此有明确的要求。如在 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：达到能效等级Ⅰ级的隔离式输出的 LED 模块控制装置，电源的效率应不少于 88%(P>25W)；电源产品的电磁干扰 (EMI) 性能应符合国家强制性标准 GB 17625.1-2003/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 Requirments Product Specification for Luminaires) 中则规定：商用照明灯具的功率因数必须大于 0.9。

LED 光源与其它光源在使用中的主要区别在于 LED 光源需要一个驱动电源，其性能直接关系到 LED 光源的性能优劣。在全球性倡导的“节能减排”和“绿色电子”的大背景下，如何设计制造出高功率因数、低谐波电流的高效率 LED 驱动电源是当今照明电子行业十分关注的热点问题。在这篇文章中，我们推荐一种采用功率因数校正 (PFC) 电路、临界模式 (Boundary Mode) 的 AC/DC 单级反激式电源供应器拓扑，通过正确设定相关参数，即可在兼顾电源品质与成本的同时，有效地提高能效，避免建筑物内高次谐波电流造成电源环境污染。

2 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反激式变换电路，其系统工作原理框图示于图 1，工作原理为：

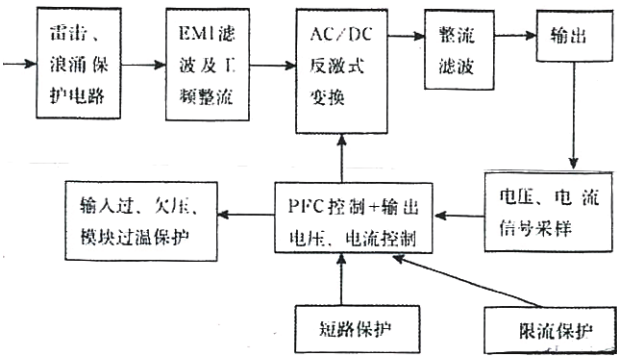

图 1 AC/DC 反激式变换器原理图

开关管 MOS 驱动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 的次级绕组通过续流二极管释放能量。控制 MOS 的导通、断开时间规律，可以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。其电路拓扑如图 2 所示。在图 2 中，L_m 为变压器初级的励磁电感，L_r 为漏电感，初级电感 $L_p=L_m+L_r$，次级电感为 L_s。

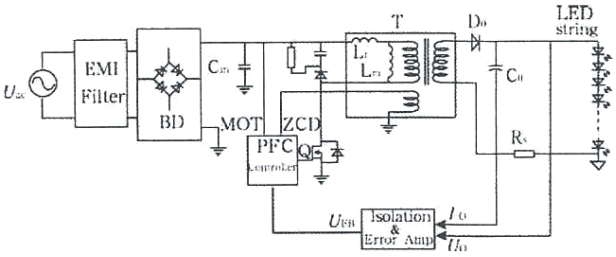

图 2 电路拓扑图

2 SPWM调制的原理

以图 2 所示，市电经全波整流后，我们按市电的半个周期波形图进行分析，则正弦调制原理如图 3 所示：I_Q 为 MOS 管在某一时刻的导通电流，$I_{Q(sin)-PK}$ 是 MOS 管的峰值电流，I_D 为次级二极管关闭时刻的续流。$I_{D(sin)-PK}$ 是二极管的峰值电流。

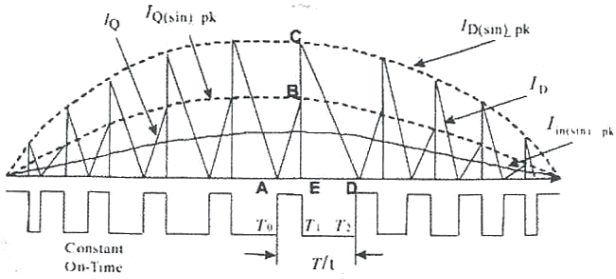

图 3 SPWM 调制图

在调制波形示意图中，采用了电感电流回零后允许导通下一个驱动脉冲的工作方式，以保障每个开关周期里 $T=T_{on}+T_{off}$，如图 3 所示，设市电输入的正弦波电压为：

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

将市电输入的电压离散化，则设第 N 个点时，如图中△ ABE 所示，MOS 导通，则电压与电感励磁电流的关系如下：

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

而：$T_{ON-N}=L_P\dfrac{I_{Q(sin)-PK-N}}{U_{in-PK-N}}$

若 N 足够大时，则电流、电压等效为连续：

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

可得到：$I_{Q(t)}=\dfrac{U_{in-PK}\sin\omega t T_{ON-N}}{L_P}$

由上式可知：

$$I_{Q(t)}=\frac{U_{in-PK}\sin\omega t T_{ON-N}}{L_P}=I_{Q(sin)-PK}\sin\omega t$$

其中：$I_{Q(sin)-PK}=\dfrac{U_{in-PK}T_{ON-N}}{L_P}$

假设导通时间为常数：T_{ON-N}= 常数，则上述的 MOS 导通电流各点的峰值 $I_{Q(sin)-PK}$ 组成的包络就构成了正弦规律。

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

根据变压器的伏秒平衡原则，在绕组次级的伏秒规则为：

$$T_{off}=I_S\frac{I_{D-PK}\sin\omega t}{U_O+U_F}=\frac{L_P}{n^2}\frac{nI_{Q-PK}\sin\omega t}{U_O+U_F}$$

式中，U_O 是输出直流电压，U_F 是整流二极管的正向导通压降。

根据 $T=T_{on}+T_{off}$，设在第 N 点对 $I_{Q(sin)-PK-N}$ 积分，可以得到其平均值。在图 3 中的三角形△ CED 中，

$$I_{Q(sin)-AV}(N)=\frac{1}{T}\int_0^{T_{ON}}\frac{I_{Q(sin)-PK-N}}{T_{ON}}t_N dt_N=\frac{I_{Q(sin)PK-N}}{2T}T_{ON}$$

则市电输入电流为：

$$I_{in}(t)=I_{Q(sin)-AV}(tt)$$

由以上几个等式可以得到：

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

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：

$$R_{vr}=\frac{U_{in-PK}}{U_R}$$

则可以得到输入电流的表达式为：

$$I_{in}(t)=\frac{I_{Q(sin)-PK}\sin\omega t}{2\left[1+R_{vr}\sin\omega t\right]}$$

由以上输入电流表达式可见：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级匝数比 $n(=N_1/N_2)$ 等。

根据上述表达式，把输入电流正弦波特性与 R_{vr} 关系式仿真绘图示于图4。由仿真输出图可见，R_{vr} 的数值越小时，输入电流就越呈正弦状，失真度也就越小；反之，则正弦特性越差。

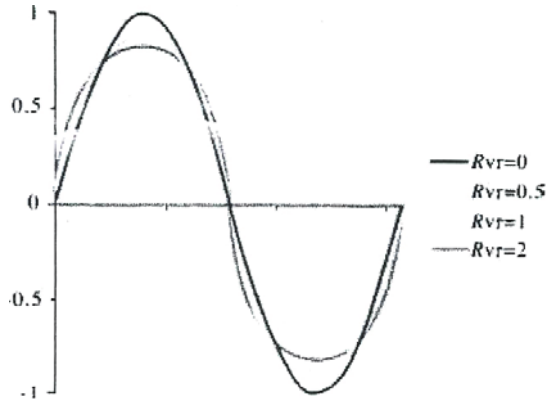

图 4 正弦电流仿真图

2.2 优化选择高功率因数输入器件的原则

设定输入电压为纯净的正弦波，输入功率因数和谐波电流的关系表述如下：

$$PF=\frac{U_1 I_1\cos\theta}{U_1\sqrt{I_1^2+I_2^2+\cdots+I_N^2}}=\frac{1}{\sqrt{1+THDI^2}}\cos\theta$$

式中，θ 为基波电压与基波电流的相角差，在此可设 $\cos\theta=1$。把以上关系式按不同的 R_{vr} 值仿真，并把 P_F 值和THDI值绘图，示于图5，图6。由此关系图可知：R_{vr} 值越小，则对功率因数和谐波电流越好。但是从系统性价比来看，R_{vr} 并不是越小越好。这是因为：由电流表达式可知，R_{vr} 值小，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也高，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，P_F 值和THDI值则差，但对MOS电压要求低而对二极管耐压则相对要求较高，过度要求 R_{vr} 值对系统安全和器件优化选择是不

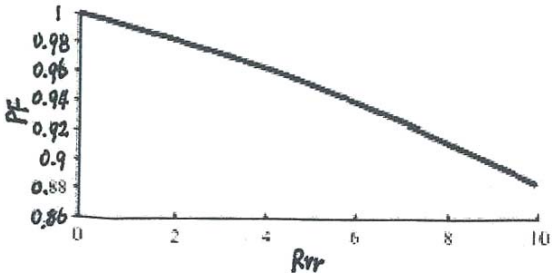

图 5 功率因数仿真曲线图

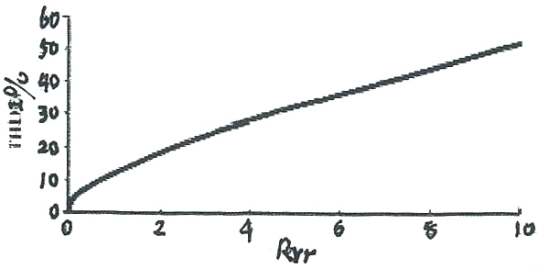

图 6 谐波失真度仿真曲线图

利的，应从优化系统性能与成本的角度出发去选择 N 值，并允许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所示为一个设计方案实例中得到的三者关联仿真图（设计的交流输入最大电压为265V，直流输出电压为50V）。从图7我们可知，按照器件的最佳性价比，推荐器件选择的范围和变压器的匝数比为图中阴影部分是比较理想的。

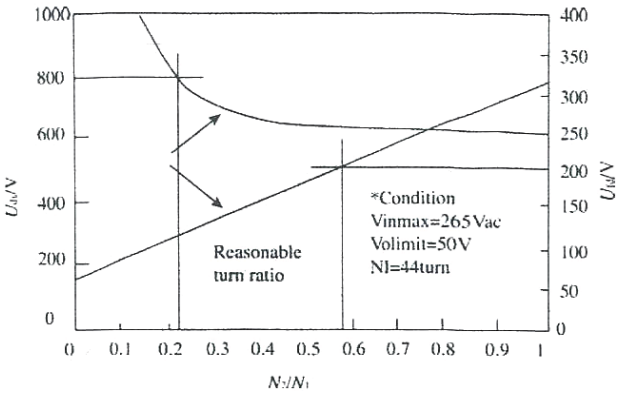

图 7 功率器件参数选择曲线

3 单级 AC/DC 变换器主要参数的设计

在设计单级AC/DC变换器时，储能电感、变压器的规格、气隙长度等参数的选择直接影响驱动电源的性能参数。本文将以理论计算和经验判断相结合来取得合适的参数。

3.1 储能电感值 L_p 的选择

变换器的最低工作频率取50kHz，最大导通时间取10μs，则：

$$I_{Q(sin)-PK}=\frac{2}{D}I_{in(sin)-PK}$$

式中，$D=D_{@\,I_{in(max)-PK}}$

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

$$L_p\geq\frac{(D_{@I_{in(max)-PK}})^2U_{in(min)}}{2I_{in(max)-PK}f_{s(min)}}=\frac{0.65^2\times150}{2\times0.84\times50\times10^3}=750\times10^{-6}\,\mu H$$

3.2 变压器参数与规格

用于 AC/DC 变换器的单级反激式变压器的功率容量乘积的表达式为：

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

或者表示为：

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

以上式中，P 为输入功率，单位 W；f 是工作频率，单位 Hz；ΔB 为工作磁通密度，单位 GS；K_m 为窗口填充系数；δ 为电流密度，单位 A/cm^2；ΔT 为开关管导通时间，单位 S（秒）。

理论计算得出的 AP 值还要增加相应余量才能作为正确的取值，“相应余量”的判断主要凭经验得出。磁材厂商在这些方面有非常完整的经验数据可以提供给变压器设计人员。因此，选取变压器的参数只要在设计时确定电路参数如频率、功率等等时，就可以方便快捷地从变压器制造厂商所推荐的规格表中选取所需要型号。

在本文叙述的设计中，变压器的输出功率为 75W，最低工作频率 65kHz，选用 TDK 公司的产品规格指南，选取 PQ3230 型号。

3.3 气隙的计算与确定

根据以下储能公式计算确定气隙长度 L_g

$$\frac{1}{2} L_P I_{max-PK}^2 = \frac{1}{2} B_m H V = \frac{1}{2} B_m H A_e L_g$$

$$B_m = 4\pi \mu_o H \times 10^8$$

式中，A_e 为 170mm^2，B_m=1950GS，因此计算得到的 L_g 为 0.35mm。但在实际设计时会有 10% 的误差，可以进行修正。

3.4 由气隙确定变压器的 AL 值

因为磁芯的规格及其气隙已经确定，可以通过给磁芯绕一定匝数的线圈来计算确定 AL 值。

3.5 确定初级匝数 n

根据 L_m=AL·n^2 公式，本设计取 n=55 匝。

3.6 根据允许的纹波电压，确定输出滤波器的电容量：

$$C_o \geq \frac{I_{out}^{max}}{2\pi f_L \Delta U_{out}} = \frac{1.5}{2 \times 3.14 \times 50 \times 1.6} \approx 3000 \mu F$$

本设计取 300μF/100V 的电容器

3.7 匝数比N的取值

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，本设计案例的 R_{vr} 可以取值 2，根据反射电压公式得到的 N 值为 2。因为 R_{vr} 值已定，由此查曲线可得出 P_F 值大约为 0.95，THDI ≤ 20% 左右，这对于小功率的直流电源而言是很理想的指标，优于目前国内外各种技术标准的要求。

3.8 功率开关器件 MOS 与二极管的确定

当 N 值、漏感和输出电压确定后，反射电压、漏抗引起的反峰电压就能确定，至此，确定 MOS、二极管等耐压值就能容易地算出了。根据功率器件规格，计算出电流大小，计算 MOS 与二极管的电流值。

在本文例举的案例中，MOS 电压应等于输入市电峰值电压 + 反射电压 + 漏感引起的反向电压，故取 11A，800V，型号为 SDA11NSOC3。二极管则取 20A，200V，型号为 MBR20200CTG。

4 检测验证

按照上述技术性能参数设计的 LED 驱动电源通过试制与批量的检测验证，表明其性能稳定、可靠性高。典型的试验检测波形如图 8、图 9 所示。其 THDI=16.9%，实测 P_F=0.967。由于采用 BCM 模式，故产生有电流纹波，但这对电源的综合性能影响不大。产品经权威部门检测，各项技术指标都优于相关的国家标准要求。例如，其中的电源效率大于 90%，达到能效Ⅰ级；功率因数大于 0.95，符合能源之星规范限值的要求；谐波电流符合国家强制性标准

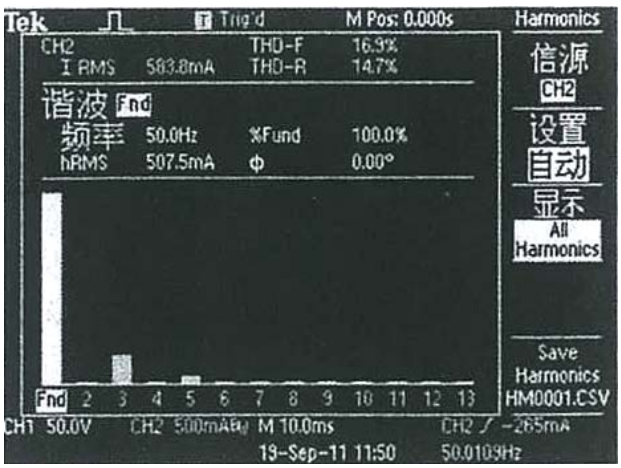

图8 输入电流的谐波含量

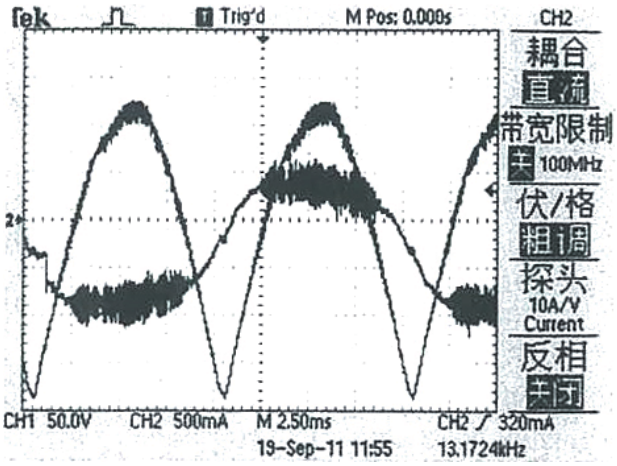

图9 市电（全桥整流后）与输入电流

(GB17625.1–2003/IEC61000–3–2–2001) 限值要求；传导干扰和辐射干扰符合国家强制性标准 (BG17743–2007) 限值要求。

5 小结

高性价比、高效率的 LED 产品及其照明系统设备正在日新月异地快速发展。LED 照明工程需要兼顾系统能效、功率因数、谐波电流等多种技术因素。这其中，首先要求选择合适的 LED 驱动电源解决方案。为此，本文设计提出了采用临界模式 (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，制作了一种高功率因数、低谐波电流的高效 LED 驱动电源。这种驱动电源同时具有主开关 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性，这样，可以显著提高其工作效率、降低损耗和减少系统的电磁干扰等。通过实验验证和批量应用，证明本设计方案合理、产品性能稳定、可靠性好，有效地提高了能效，避免了建筑物内高次谐波电流造成的电磁环境污染，适合进行批量生产。对于 LED 照明驱动电源及其它电源厂商和设计人员具有很好的参考价值。

（参考文献略）