

高压离线式高亮度 LED 的新型恒流控制电路

■ 国际整流器公司 Giovanni Carraro

HB-LED (高亮度发光二极管) 正越来越广泛地应用于多个领域。其如此受欢迎的原因是它具有很多吸引 OEM 和终端用户的特点。高亮度 LED 结合了高效率、小体积、低电压运行等特点, 从而比传统照明设备更为灵活。这种灯具有出色的

低温性能、色饱和度和亮度, 以及较长的工作寿命。其不含汞的特性在照明行业向清洁技术发展的环保形势下更具优势。

但由于 LED 预封装的功率和工作电流分别达到了 5 W 和 1.5 A, 设备较大的制造容差(见表 1)表明,

采用传统的控制方法(如阻性电流限制)既不精确、效率又低。新电路满足了精确和高效电流控制的需求, 并且在某些情况下可简化应用级设计, 降低成本。

二极管串

表 1 LED 正向电压波动示例

Luxeon III	V _F (V) @ 25 °C			V _F 变化	V _F 温漂 (mV/°C)
	Min	Typ	Max		
白, 绿, 蓝	3.03 @0.7A	3.7 @0.7A	4.47 @0.7A	19.50%	-2
红, 黄	2.31 @1.4A	2.95 @1.4A	3.51 @1.4A	20.30%	-2

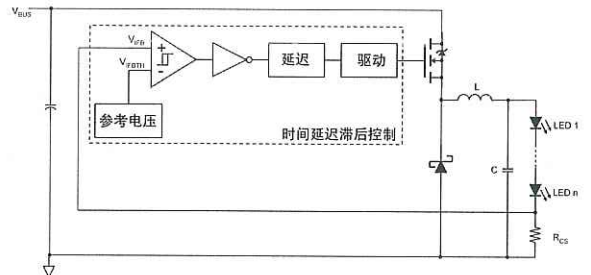


图 1 时间延迟滞后控制电路方块图

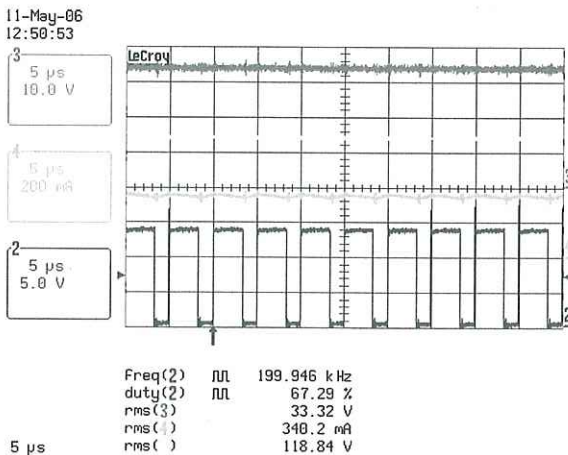


图 2 示波器图像：
12 个 HB-LED @ 350mA 90VAC 输入

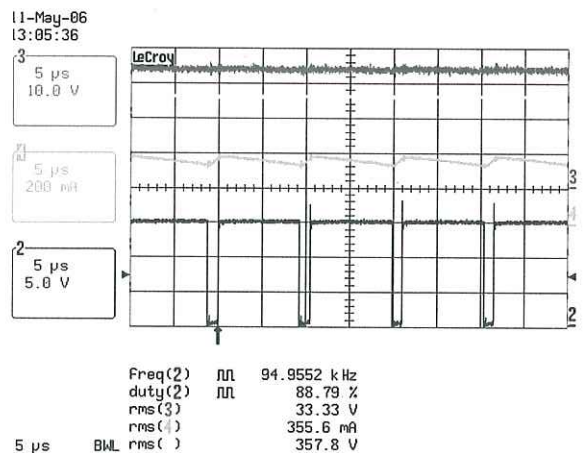


图 3 示波器图像：
12 个 HB-LED @ 350mA 265VAC 输入

表 2 12 个 HB-LED(两个 Luxeon Flood 25-0032 板)@ 350mA 的试验结果

VAC 输入 (VAC)	P_{in} (W)	I_{in} (mA)	I_{led} (mA)	V_{led} (V)	L_O 频率 (kHz)	V_{BUS} (V)	效率 $\frac{V_{led} * I_{led}}{P_{in}}$
90	14.8	241	340	33.4	200	120	76.7%
120	15.5	207	342	33.4	180	165	73.7%
140	16.1	190	345	33.4	160	190	71.6%
180	17.4	168	348	33.4	137	245	66.8%
220	19	157	356	33.4	115	300	62.6%
265	20.8	150	362	33.4	95	360	58.1%

表 3 6 个 HB-LED(一个 Luxeon Flood 25-0032 板)@ 350mA 的试验结果

VAC 输入 (VAC)	P_{in} (W)	I_{in} (mA)	I_{led} (mA)	V_{led} (V)	L_O 频率 (kHz)	V_{BUS} (V)	效率 $\frac{V_{led} * I_{led}}{P_{in}}$
90	8.1	144	344	16.4	146	120	69.6%
120	8.7	126	351	16.4	120	165	66.2%
140	9.1	118	352	16.4	105	190	63.4%
180	10.4	110	356	16.4	86	254	56.1%
220	12	108	365	16.5	72	300	50.2%
265	14	107	369	16.5	58	360	43.5%

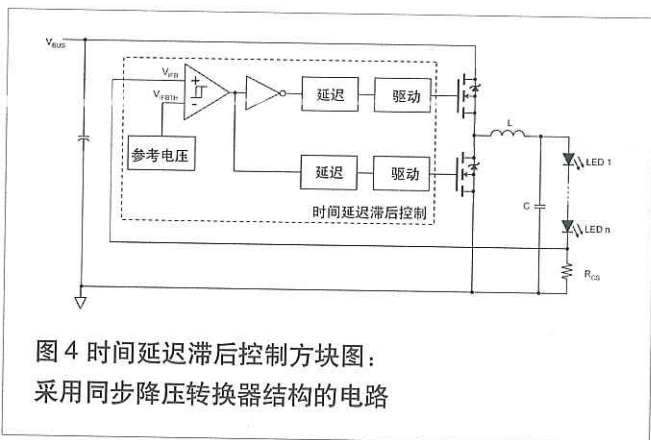


图 4 时间延迟滞后控制方块图：
采用同步降压转换器结构的电路

高亮度 LED 的亮度和色彩都取决于正向电流。要保证二极管串中的每个高亮度 LED 输出亮度，可以将其串联。但这种结构需要电流控制电路具有较高的电压。由于高亮度 LED 的 IV 曲线过于陡峭，影响 V_F (正向电压) 制造容差的存在，同时， V_F 有随温度漂移等问题，并联效果也不好。例如，Lumiled 公司 Luxeon III 的 V_F 在不同部分的差异可达 20% (表 1)。

尽管灯的电气参数会发生变

化，高亮度 LED 串联的驱动电路还要保持恒定的平均负载电流。与高亮度 LED 串联的小传感电阻可提供二极管串电流的持续反馈。

接地参考的传感电阻简化了电流传感电路，但在降压转换器中需要高压驱动电路。要避免使用隔离变压器，在设计中必须选择高边检测和低电压驱动电路，或者低边检测和高压驱动电路。实现后者的一种有效方法是，采用有时间延迟滞后控制的高压降压驱动

电路 (见图 1)。

维持电流

该电路的控制器通过比较反馈电压 V_{FB} 和一个标称的 0.5V 内部参考电压 V_{FBTH} 来调节输出电流。如果 V_{FB} 低于 V_{FBTH} ，MOSFET 导通，从而通过直流总线为高亮度 LED 串供电。同时，LC 谐振电路在 V_{FB} 增大时存储能量。当 V_{FB} 达到阈值 V_{FBTH} 时，MOSFET 在电路固有的固定时间延迟之后关闭。

该延迟允许 V_{FB} 在 MOSFET 关闭之前超过阈值。在 MOSFET 关闭后，谐振电路释放其存储的能量，为二极管串供电。在此期间， V_{FB} 逐渐降低，直到达到固定的阈值。比较器在阈值点打开或关闭，电路的延迟允许 V_{FB} 在 MOSFET 打开之前继续降低，从而开始下一个循环。

固定时间延迟及相应的电路连续开关促使控制器将二极管串电流调节到平均值 $I_{OUT(AVG)}$ ，该值为 V_{FBTH} (标称 0.5V) 及传感电阻 R_{CS} 的整数商数。只要 LC 振荡电路能维持足够低的纹波电压—小于 0.1V，这种关系就会成立。

只要输出电压的值保持在一定范围内，这种利用控制器的延迟实现滞后的调节方式就可促使降压转换器自行调节。提高输入/输出电压比会加大电流纹波。输入电压和电流限制的需求确定了占空比。这种结构提供了连续而精确的电流控制，且不受输入和高亮度 LED 正向电压波动影响。

图 2、图 3 及表 2、表 3 显示了这种电路在 90~265 VAC 的通用输入电压范围内，以 350 mA 驱动两个有 6 个串联 Luxeon Flood 25-0032 HB-LED 板时的结果。表 2 显示了在输入电压范围内良好的电流调节。图 2 和图 3 说明了正如理论所示的，由于占空比较小，输入电压较高时纹波较差。这表明在主电压较低的地区，如北美和日本，设备性能更加良好。然而，即使在最差的情况下，只要控制器输入电压保持在 90~265 VAC 的范围内，仍可对电流进行适时调节。同时对只使用 6 个 HB-LED 板的系统进行了测量 (见表 3)，对比结果发现， $\pm 1.3\%$

的调节差距导致负载电压的差距高达 33.4V ~ 16.4V。

由于这种结构的效率为总线/输出电压的反函数,因此,6个HB-LED的系统效率低于12个HB-LED的系统,如表3中所示。6个HB-LED系统的效率也可以通过修改谐振电路来提高。

同步

将转换器改为同步降压结构可以提高电路效率,同时最少地增加电路复杂性和成本,特别是对于负载电流和输入电压较高的系统(见图4)。由于总线输出电压决定了降压转换器的占空比,该值较大的系统中,开关周期的大部分时间都由低压设备控制。通常,MOSFET的 $I^2R_{DS(on)}$ 导通损耗比二极管的VI耗

散项小。可是,要比较两种结构,还要考虑由二极管反相恢复时间造成的损耗与MOSFET的寄生二极管损耗的大小。

当高压部分的MOSFET导通时,公共节点电压 V_s 迅速地由接地电压滑向 V_{BUS} ,同时,低压部分MOSFET或二极管在反相恢复时间将 V_s 电流导向接地点。这会对低压部分的开关设备造成功耗大、散热多、增加元件的压力。二极管的反相恢复时间通常比MOSFET寄生二极管短。在低频和较小负载电流下,MOSFET寄生二极管的恢复时间较长并不会引起任何问题。但在频率和电流较高的情况下,一定要比较低边设备每个结构的总损耗,以优化设计。

要降低MOSFET寄生二极管的

反相恢复损耗,可与MOSFET并联一个肖特基二极管。由于两种设备正向电压存在差异,在开关空载时间,电感会消耗通过肖特基的电流。当高边FET导通时,由于寄生二极管不会在正向导通模式下运行,肖特基二极管较快的反相恢复时间将主导电路的活动。在低边导通间隔,MOSFET较低的 $R_{DS(on)}$ 可以保证较低的导通损耗。■

参考文献

1. Limileds Luxeon III DS45
2. K.H. Billings, Switch mode power supply handbook, McGraw Hill, 1989
3. O. Ronat, P. Green; International Rectifier, El Segundo, CA; Selecting the Right Driver Topology for an LED System; Intertech LED 2005 Proceedings; Oct.2005
4. O. Ronat, P. Green, S.Ragona; International Rectifier, El Segundo, CA; Accurate current control to drive high power LED; APEC 2006 Proceedings; Mar.2006

113 原理如下:

以1W的LED为例,其额定电流为350mA。由于某种原因使LED电流减小时,恒流源电路采集到变化(减小)的电流值,进行放大后,通过 U_1 传输给控制电路。控制电路对采样信号进行反相处理,输出脉冲宽度增大。宽度增大的输出脉冲驱动功率转换级的功率管 D_s ,使得次级输出电压增加。这样,串联LED两端的电压也增大,于是,流过LED的电流也增大,这就维持了LED的电流恒定。同样,若由于某种原因,使LED的电流增大时,其控制过程相反。这种恒流源驱动器的优点就在于:不管LED的管压降差异有多大,其结温和环境温度的变化引起二极管的电流变化有多大,都能通过高速的恒流源电路的快速调整,

来维持LED的电流恒定。

大功率LED恒流源

驱动器设计时要注意的问题

设计大功率LED恒流源驱动器时应注意如下几点:

1 根据串联LED的个数来选择控制电路的控制芯片。因为LED的个数不同,所需芯片的输出功率也就不同。图1中选择的是ICE2A165,也可选择其它类似的开关电源控制芯片。

2 开关电源变压器的漏感应尽量小,否则会使驱动器的可靠性降低。因为变压器的漏感大,在开关截止的瞬间会产生很高的反向尖峰电压,严重时有可能超过控制开关的耐压,而使芯片击穿,造成驱动器的可靠性大大降低。开关电源变

压器 T_1 是该产品的关键件,有必要在专业厂家制作。

3 恒流源电路的工作速度要快,这样可以使LED更安全。因为本文提出的LED串联驱动器是任意个(1~20个)串联,这样就要求开关电源的输出电压变化速度要快,若调整速度不快,则可能造成LED的损坏。

结语

实践证明,本文提出的大功率LED恒流源驱动器的方案是可行的,并且与其它驱动器相比,成本较低,从而具有广泛的应用前景。■

参考文献

1. LUMILEDS: Luxon star Technical Datasheet Ds46, Ds47. 2004
2. LINEAR Tech: LT3479 Data sheet, 2004