

交流直接输入的 LED 照明驱动芯片研究与设计

陈奇萌, 魏廷存, 李 博, 刘 伟, 詹思维

(西北工业大学 计算机学院, 陕西 西安 710072)

摘 要: 本文设计了一种交流市电直接输入的 LED 照明驱动系统及芯片. 该系统无需 AC—DC 变换器, 同时具有功率因数校正的功能. 采用高压 BCD 工艺进行电路设计和仿真, 以脉宽调制(PWM)峰值电流的方式实现 LED 中电流跟随电压波形, 达到提高功率因数的目的. 整个系统无需使用大容量电解电容, 可大大提高整个 LED 照明系统的工作寿命. 驱动芯片结构简单, 易于实现, 无需复杂的数字处理单元.

关键词: LED 照明; 交流直接输入; 高压 BCD 工艺; 脉宽调制; 功率因数校正

中图分类号: TN492

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2013)02—0117—04

Research and Design of AC—Direct LED Lamp Driver IC

CHEN Qi-meng, WEI Ting-cun, LI Bo, LIU Wei, ZHAN Si-wei

(School of Computer, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: This paper presents an AC—direct LED lamp driver scheme and driver IC. It is an AC—DC converter free system with power factor correction. The circuits are designed and simulated by high voltage BCD process. To achieve high power factor, the PWM control of the peak current is used to let the current with same phase as the voltage for LED. The driver system is also bulk electrolytic capacitor free, the life time of LED will be extended. The driver IC has a simple structure without complicated digital process unit, so it is easy to realize.

Key words: LED Lightings; AC—direct; high voltage BCD process; PWM; PFC

1 引言

LED 照明具有发光效率高(比白炽灯泡省电 20%)、使用寿命长(比白炽灯泡寿命长 40 倍)等优点, 被公认为新一代绿色环保照明. LED 照明灯具由 LED 灯珠和驱动芯片构成, 目前 LED 普遍采用传统的交流转直流(AC—DC)驱动技术. 这种 AC—DC 驱动技术的功率因数和转换效率均比较低. 另外, 由于需要大容量的电解电容和电感元器件, 导致 LED 灯具的整体使用寿命缩短(受限于电解电容的使用寿命). 为了进一步降低 LED 灯具的价格, 希望使用单一芯片完成整个驱动系统的功能, 同时尽可能减少外围元器件的使用.

为了克服以上传统 LED 驱动技术的缺点, 最近几年, 人们提出了一种交流输入—交流驱动的方式

[1], 不需要复杂的 AC—DC 转换电路和大容量电容及电感器件, 因而具有转换效率和功率因数高、使用寿命长的优点. 但是, 文献[1]中采用复杂的数字电路实现功率因数校正(PFC), 需要在驱动芯片内部集成大量高精度的电路模块. 另外, 由于 PFC 实现电路经过的处理电路较多, 导致系统的响应延时比较大, 很难对外部电网的瞬间波动作出快速实时响应.

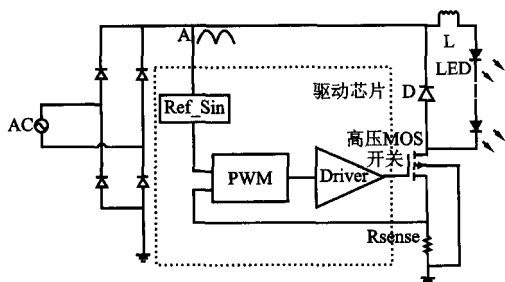
本文研究和设计一款新型交流直接输入的 LED 照明驱动芯片, 采用电阻分压的方式产生正弦基准电压, 简化 PFC 实现电路, 具有电路结构简单、系统实时响应快的特点. 采用脉宽调制、峰值电流检测的方式, 给 LED 提供与电压同相位的近似正弦驱动电流, 可以显著提高功率因数和转换效率.

收稿日期: 2012—05—25; 修回日期: 2012—06—28

基金项目: 陕西省科技统筹创新工程计划项目(2011KTCQ01-22); 西北工业大学研究生创业种子基金(Z2012123)

2 驱动原理

图 1 所示为具有 PFC 功能的交流直接输入 LED 照明驱动系统原理图. 它由桥式整流电路、驱动芯片以及外围功率器件(包括续流二极管 D、储能电感 L、LED 灯珠、高压 MOS 开关以及驱动电流检测电阻 Rsense)构成. 驱动芯片内部包含半正弦基准电压产生电路(Ref_Sin)、脉冲宽度调制电路(PWM)、输出驱动电路(Driver)等. 本系统采用 PWM 方式实现对 LED 电流控制.



1 交流直接输入的 LED 照明驱动系统原理图

220V 的交流市电经过桥式整流后,在 A 端产生半正弦交流电压 V_{in} . Ref_Sin 模块将 V_{in} 按比例缩小后得到半正弦基准电压^[2-3],输入到 PWM 模块. 流过高压 MOS 开关管的电流通过小检测电阻 R_{sense} 将其线性转换为反馈电压后也输入到 PWM 模块. PWM 模块比较半正弦基准电压和反馈电压的大小,产生占空比不同的脉冲信号,经过输出驱动电路后加载到高压 MOS 管的栅极,从而调节高压 MOS 管的通断时间,控制 LED 中的电流大小,以实现 LED 中的电压和电流近似同相位,达到提高功率因数的目的.

在 PWM 的一个周期内,当高压 MOS 开关管导通(闭合)时,经过整流后的交流电压通过电感、LED 灯珠以及检测电阻形成充电回路. 此时,电感被充电,LED 中的电流逐渐增大,续流二极管反偏处于截止状态.

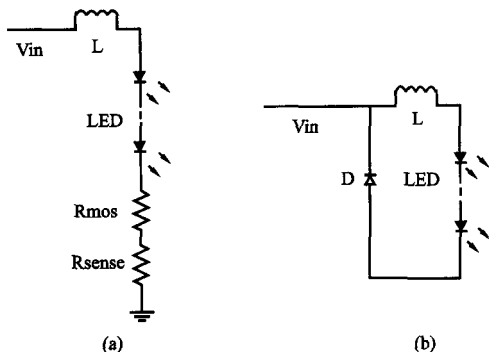


图 2 功率器件的等效电路模型

高压 MOS 开关管导通(闭合)时的等效电路如图 2(a)所示,其中高压 MOS 开关管的导通电阻为

R_{mos} . 根据电感的电压和电流关系,可得:

$$V_L = L di/dt \quad (1)$$

$$V_L = V_{in} - V_{LED} - V_{R_{mos}} - V_{R_{sense}} \quad (2)$$

由于电感上的电流以 V_L/L 的速率上升,电感电流变化量为:

$$\Delta i = \frac{V_L}{L} \times t_{ON} = \frac{V_L}{L} \times D \times T \quad (3)$$

其中 D 是占空比, T 是开关周期.

当高压 MOS 开关管关断时,由于电感的电流不能瞬时改变,为了保持电流不变,电感两端产生与图 2(a)极性相反的电压,该电压使续流二极管导通,使得 LED 灯珠中仍有电流流过,保证其处于发光状态. 此时的等效电路如图 2(b)所示. 这时外部电源不对电路进行供电,而由电感中的储能给 LED 灯珠提供电流,电感以 V_L/L 的速率放电. 由于:

$$V_L = V_D + V_{LED} \quad (4)$$

则电流变化量为:

$$\Delta i = \frac{V_L}{L} \times t_{OFF} = \frac{V_L}{L} \times (1-D) \times T \quad (5)$$

当下一个 PWM 周期开始后,高压 MOS 开关管被打开,系统比较检测电阻上的电压和基准正弦电压,当检测电阻中的电压大于基准正弦电压时,说明 LED 中电流大,此时系统减小开关管的占空比,减少充电时间使电流下降;反之,当检测电阻中的电压小于基准正弦电压时,系统产生一个较大的占空比,增加开关管导通时间使电流上升. 因此,通过这种反馈控制可使 LED 中的电流和电压波形近似相同,从而提高功率因数. 由于人眼的视觉暂留效应,LED 中电流的快速周期波动并不会使人眼感到闪烁,感觉到的亮度是电流的均方根值.

LED 中的电流和电压波形如图 3 所示,其中电压是半正弦波,尽管电流的平均值波形与电压接近,但电流波形中包含有纹波分量,这是由 PWM 控制引起的. 最理想的情况是电流与电压完全同相位,此

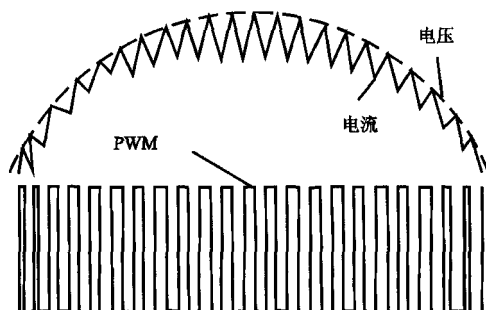


图 3 在开关控制下电流波形

时功率因数为1,但这需要较高的开关频率和大电感,考虑到功耗和体积等因素,这种情况难以实现.在实际电路实现中,要求对各方面进行折中考虑,以达到一个较高的功率因数.系统设计的重点就是如何控制开关管的占空比使电流接近正弦信号.

3 芯片结构

图4是芯片内部结构框图,芯片内部器件的供电需要15V和5V两种,由Regulator模块负责提供,Regulator模块的输入接续二极管D的正极,产生两个供内部芯片使用的电压VDD15V和VDD5V.

比较器的两个输入端分别是整流后通过Ref_Sin模块处理后的幅值较小的正弦电压和检测电阻上的电压,比较器的输出接在与门AND1上,AND1的另一个输入LEB是一个每周期开始的一个较短时间为低,随后变高的高占空比波形,因为外接的高压MOS管的输入电容很大,在开关管快速打开时由于输入电容的耦合作用,检测电阻上会出现电压尖峰,这会使比较器产生误动作.而LEB这个信号就是为了防止误动作,在每个周期开始的一段很短的时间内屏蔽掉比较器的输出结果,等待电压尖峰消失以后再把比较器的输出送给SR锁存器的R端,对SR锁存器的输出进行复位.SR锁存器的另一端是一个占空比很小的周期信号SET,是为了让SR触发器周期性的置位,同时又避免了S端一直输出为高,会和R端产生冲突,影响SR锁存器工作^[4].SR锁存器的输出和一个振荡器产生的100k的占空比为50%的信号经过与门AND2控制驱动器动作,这样AND2的输出占空比不会大于50%,整个系统不会出现震荡情况.

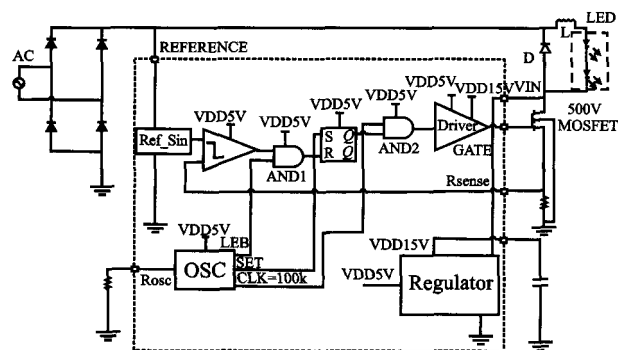


图4 LED驱动芯片架构框图

4 系统仿真结果及分析

本设计使用Cadence公司的Spectre软件进行

仿真,系统搭建时分别使用数量不同的LED作为负载来测量系统效率和功率因数.电感大小为10mH,检测电阻设为4Ω,高压MOS开关管采用ROHM公司的ZDS020N60型号的模型文件,可以为本设计提供合适的性能.同时为了给芯片提供稳定的工作电源,需要外接一个4.7μF的瓷片电容.

图5是比较器输入端的两个信号,上方为Ref_Sin模块产生的正弦信号,下方为通过检测电阻Rsense检测到的电压信号.可以看到两个信号都有很大的尖峰脉冲,这是由于耦合电容导致的结果,通过LEB信号对比较器输出的封锁,可以避免由于尖峰而使比较器产生误动作.其中Rsense上的电压,只有跟在尖峰后的信号才是真正要检测的电压,在图中观察到它的值在1V以下.

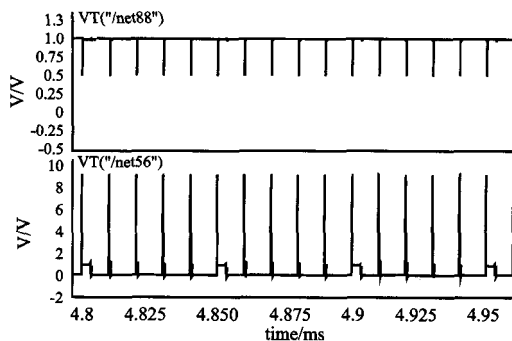


图5 比较器输入端的基准电压和检测电流波形

图6是LED上的电压及其电流的仿真波形,可以看出电流的总体形状是接近正弦的,同时电流的相位与电压相同,这样高功率因数得以实现.纹波的大小由开关频率和电感值来决定.

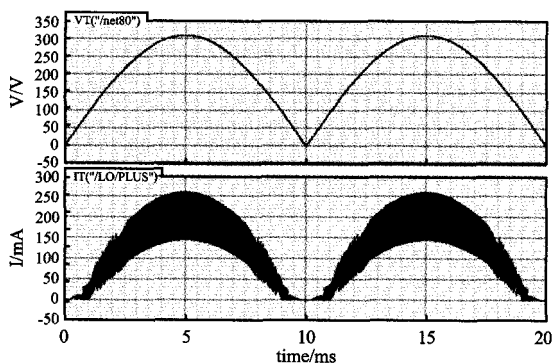


图6 LED所受电压及其电流仿真图

图7是图6在4.6ms到5ms附近的局部放大图,可以看到电流纹波的大小约为80mA.在本设计中开关频率为100kHz,所以相应的纹波周期为10μs.

由于负载的不同,LED中电流会出现变化,由图8可以看出在LED灯珠数量分别为5,10,15时

峰值电流基本恒定,而均方根电流会在负载增加时略有减小,但在 LED 灯珠数量为 10 个时,均方根电流就基本维持恒定了。

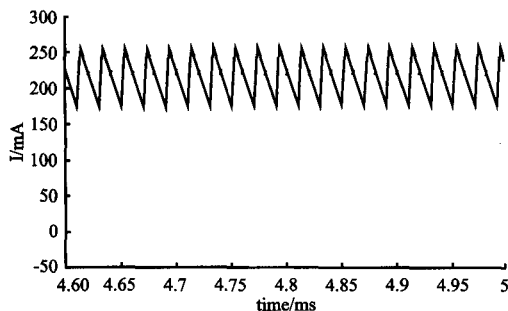
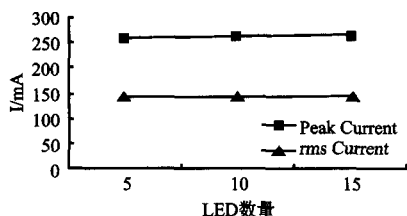


图 7 LED 电流的局部放大图



不同数量 LED 下峰值电流和均方根电流

由于 LED 发热量很大,整个系统的温度变化范围很大,图 9 表明随着温度的升高,峰值电流基本恒定,均方根电流会增大 10mA,变化率约为 7%。

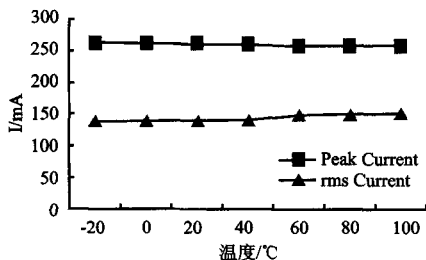


图 9 LED 中电流随温度变化量

图 10 到图 12 分别是整个系统在不同 LED 灯珠数量的情况下的效率、总谐波失真和功率因数。系统效率是 LED 所消耗的功率与交流电源输入功率的比值,即

$$\text{Efficiency} = \frac{P_{\text{LED}}}{P_{\text{in}}} \quad (6)$$

为了得到这个值,使用 Cadence 中的 Calculator 对每个模块的电压和电流的乘积进行积分,求出每秒消耗的能量就得到每个模块的功率,最后用 LED 的功率除以整个系统的功率就得到了系统的效率。由图 10 可以看到随着 LED 的增加,系统的效率也处于一个逐渐增加的趋势,这是因为更多的输入电压落在了 LED 负载上,使得 LED 在总功率消耗上所占百分比提高。

总谐波失真可以通过 Calculator 中的 THD 函

数来求出,其中基波为整流后的电压频率 100Hz。由图 11 可以看出总谐波失真基本恒定在 30% 左右。

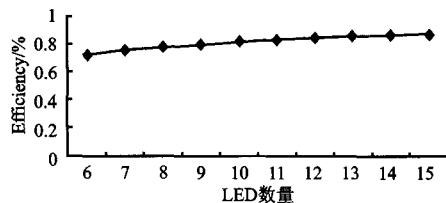


图 10 不同 LED 数量下的电路效率

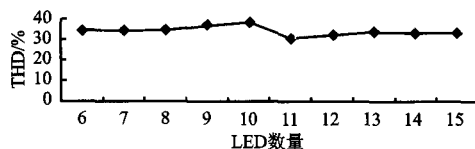


图 11 不同 LED 数量下的总谐波失真

功率因数的计算由式(7)给出:

$$\text{Powerfactor} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\text{THD}}{100}\right)^2}} \times \cos\theta \quad (7)$$

其中 θ 为 LED 电流中频率为 100Hz 的基波与其交流电压的相位差,由图 6 可以看到电流的和电压基本保持同相位,所以基波与电压波形的相位差约为 0, $\cos\theta$ 约等于 1。功率因数主要由 THD 来决定。图 12 显示出本系统功率因数的整体趋势基本稳定,基本维持在 95% 的水平。

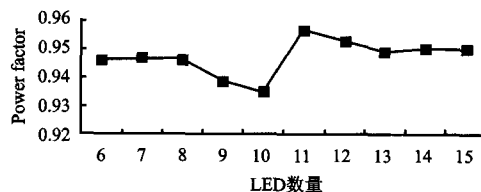


图 12 不同 LED 数量下的功率因数

5 结束语

本文采用高压 BCD 工艺,设计了一种采用峰值电流控制的脉宽调制型 LED 照明驱动系统及电路。该系统具有功率因数校正功能,无需 AC-DC 转换器,可以直接由交流市电来驱动,减小了整个系统的体积和成本。另外由于无需使用大电解电容,可以延长整个 LED 照明系统的使用寿命。仿真结果表明,本系统实现了 LED 电流跟随电压的目的,系统的效率在 LED 个数为 15 时达到 85%,同时功率因数达到 95%。

参考文献:

- [1] Jong Tae Hwang, Kunhee Cho, Donghwan Kim, et al. A simple LED lamp driver IC with intelligent power-factor correction[C]//ISSCC, [s. l.]: IEEE, 2011: 236-238. (下转第 123 页)

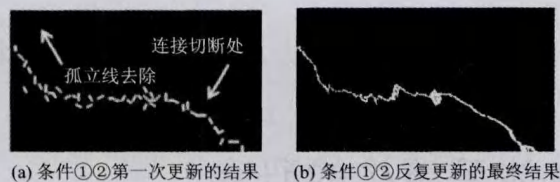


图5 在图3基础上的更新结果

地选取的一张隧道裂缝图(由于隧道阴暗,图片的对比度相对较差)的实验说明,并和传统的直接二值化方法^[1]、动态阈值法^[1]作了对比。

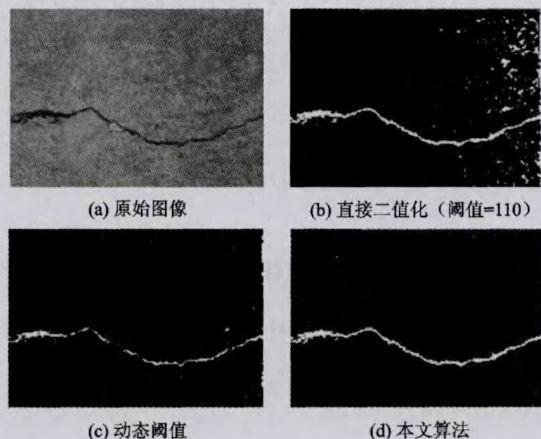


图6 实验结果

从图6(b)中可以清楚的看到经直接二值化法处理后的图像受噪声和背景的影响严重;图6(c)动态阈值虽然消除了部分影响,但裂缝同时也出现了断裂;图6(d)经本文方法处理后,已基本消除干扰,裂缝清晰可见。

4 结束语

本文阐述了基于裂缝方向特征的提取算法的处理流程,相较于传统的图像阈值分割法,本算法能更

好的消除噪声和背景的影响,提取出清晰裂缝,稳定性和精度明显提高,展示了较好的应用前景。

此外,对于公式(2)中的 δ 和公式(3)中的 d 的选取还是手动选取,需不断尝试,才能得到最佳值,这就使得算法不够流畅,因此在检验阈值的自动选取上还有待进一步研究改进。

参考文献:

- [1] 何斌. Visual C++ 数字图像处理[M]. 第二版. 北京:人民邮电出版社, 2002.
- [2] 高超. 基于 Eamlet 的岩心裂缝提取算法[J]. 信息与电子工程, 2010, 8(2): 186-189.
- [3] 傅德胜. 图形图像处理学[M]. 南京: 东南大学出版社, 2001.
- [4] 王新成. 高级图像处理技术[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 2001: 20-26.
- [5] 胡厚田, 吴继敏. 土木工程地质[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [6] JTG D70-2004, 公路隧道设计规范[S]. 北京: 人民交通出版社, 2004.
- [7] 王任一. 基于图像处理技术的岩心裂缝图像提取[J]. 新疆地质, 2006, 24(4): 458-459.
- [8] 范留明, 李宁. 基于数码摄影技术的岩体裂隙测量方法初探[J]. 岩石力学与工程学报, 2005, 24(5): 792-796.
- [9] 王凤艳, 陈剑平. 应用数字近景摄影测量提取岩体裂隙迹长信息方法研究[J]. 世界地质, 2006, 25(1): 39-42.

作者简介:

罗佳女, (1981-), 硕士, 讲师. 研究方向为图像处理与模式。

(上接第120页)

- [2] Sanghyun Cha, Deukhee Park, Yuenjoong Lee, et al. AC/DC converter free LED driver for lightings[C]// ICCE. [s. l.]: IEEE, 2012: 706-708.
- [3] 潘文捷, 葛康康, 何乐年. 高压、高效率白光 LED 驱动电路的研究与设计[J]. 电子器件, 2008(6): 1899-1902.
- [4] 王丽. 基于峰值电流模式白光 LED 驱动芯片的研究与

设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2011.

作者简介:

陈奇萌男, (1986-), 硕士研究生. 研究方向为模拟与混合集成电路设计。