

LED 移频键控信号驱动电路的设计

李绍铭, 刘晓东

(安徽工业大学 电气信息工程系, 安徽 马鞍山 243000)

摘要: 提出了一种新的推挽功率管驱动信号的死区加入方法, 并结合负压电荷泵理论设计了一种通过移频键控控制信号实现 LED 准恒流调节的方法。该方法可以实现对电流的线性调节, 满足中小功率 LED 对于能量利用效率和延长使用寿命的要求。

关键词: 电荷泵; 移频键控; 死区; 正反馈; LED 恒流驱动

中图分类号: TM02

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2012)04-0074-04

A design for LED's frequency shift keying drive circuit

Li Shaoming, Liu Xiaodong

(Electrical Information Engineering Faculty, Anhui University of Technology, Maanshan 243002, China)

Abstract: This paper proposes a new kind of method to insert dead time to the signals which control the push-pull tube. Combining with the charge pump theory and frequency shift keying, a new method to realize LED constant-current drive is designed. The circuit can realize nonlinear control to the current efficiently without the feedback branch. The circuit can realize linear control to the current. So it can meet the requirements that energy should be used efficiently and that the LED's using life should be extended effectively.

Key words: charge pump; frequency shift keying; dead time; positive feedback; LED constant-current driver

LED 照明被视为最有前途的固态半导体照明^[1], 灯具质量和使用寿命在很大程度上取决于其驱动电路的设计。LED 发光的强度由流过 LED 的电流决定, 电流过强会引起 LED 的光衰, 过弱会影响其亮度, 因此, LED 的驱动需要提供恒流电源, 以保证功率 LED 使用的安全性, 同时达到理想的发光强度^[2]。但由于恒流驱动要求驱动管工作在放大状态, 所以自身发热严重, 且很难提高其能量利用效率^[3]。由于脉宽调制(PWM)驱动方式中驱动管工作于开关状态, 自身发热大大降低, 其优点在一些设计中得到了充分利用^[4], 但 LED 承受频繁的浪涌电流冲击的代价是加速了 LED 灯珠的光衰, 大大降低了使用寿命。针对这一矛盾, 本文提出基于移频键控和负压电荷泵技术相结合的 LED 准恒流驱动方案。采用一种新方式为驱动电路内部的推挽场效应对管提供一定的死区, 有效地避免了驱动管瞬间同时导通所带来的尖峰脉冲。通过 Protel99se 制板及调试, 对该方案相关问题进行了研究。

1 电路总体设计方案

系统由基准电压信号发生器、受控电源、驱动缓冲

器、负压电荷泵 LED 驱动器、电压检测变换器组成。整体系统框图如图 1 所示。其中受控电源通过内部负反馈控制输出与基准电压相等, 输出 V_{CC} 为后级供电; 驱动缓冲器接收调光控制器输出的移频键控信号并进行缓冲, 提升其带负载能力; 负压电荷泵通过对电容的高速充放电, 实现对 LED 的准恒流驱动; 电压检测变换器检测处理前级电压 Feedback 并对开关电源进行反馈控制, 以修正输出电压值 V_{CC} , 提升调光准确性。

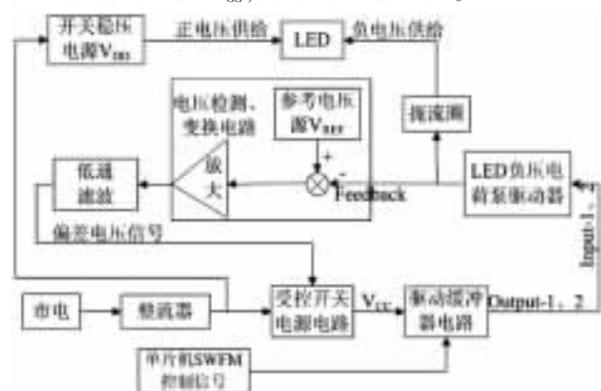


图 1 整体系统框图

技术与方法 Technique and Method

2 电路设计

电路中的参考电压源 V_{REF} 采用输出电压精准的能隙电压源;调光控制信号由单片机中断产生,为保证调光精度,单片机的晶振频率不低于 12 MHz;受控电压源应采用高效率的小功率开关电源^[5]。本设计重点对缓冲器、电荷泵 LED 驱动器、电压检测变换器进行设计介绍,通过 Protel99se 进行电路板设计。

2.1 驱动缓冲器设计

驱动缓冲器电压要求能够满幅输出、响应速度快、电压上升和下降过渡时间短,同时要求推挽输出管要有一定的死区,以避免功率场效应管因瞬间同时导通产生尖峰脉冲和不必要的功耗。为了降低信号夹杂的噪声和成本,驱动缓冲器采用分立元件构成,采用互补推挽晶体管及功率场效应对管构成,由硬件形成必要的死区,由于没有应用电容元件,电路响应速度较快。整体结构如图 2 所示。

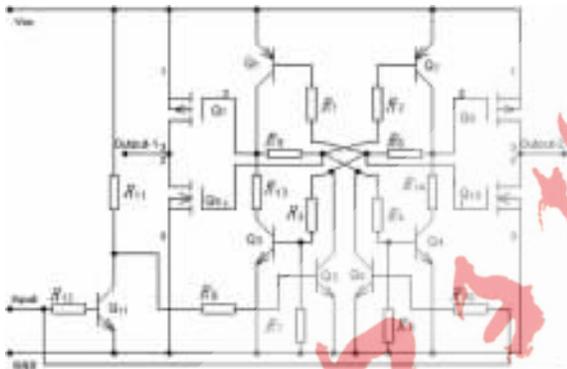


图 2 驱动缓冲电路

Input 端接收控制器的移频键控信号,电路对其波形进行处理,加入死区,GND 为地线。电路通过两个正反馈环路加速三极管的导通和截止。功率场效应管推挽输出结构,增大电路负载能力。当 Input 端输入信号电平经过驱动缓冲电路后控制输出端 Output-1 和 Output-2 的输出,Output-1 与 Output-2 输出电平相反。

当 Input 端输入高电平驱动信号时, Q_{11} 饱和导通, Q_5 截止, Q_6 导通,驱动缓冲电路原理如图 3 所示,左端的 Output-1 端由 Q_7 输出电源电压,右端的 Output-2 端由 Q_{10} 输出 0 V

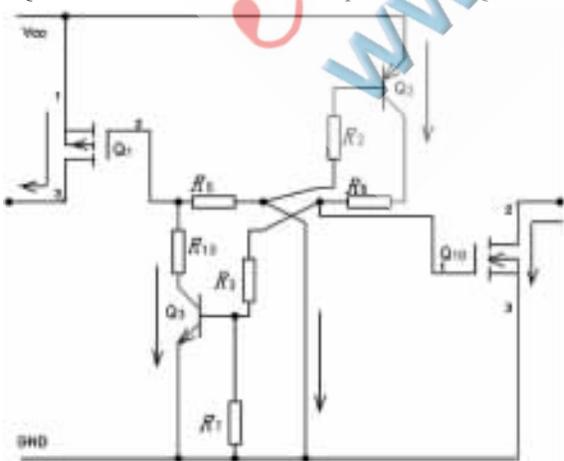
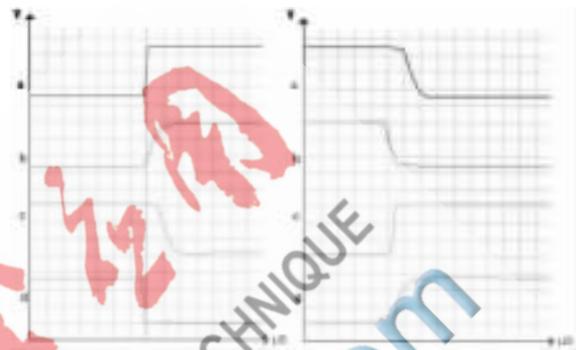


图 3 Input 输入信号正半周时,电路原理图

电压;当 Input 输入低电平信号时,过程与前者相似。

电路设计中充分利用驱动管及正反馈发生时各三极管不同时动作这一特点,利用其异步动作时序为两组推挽场效应管提供了一个短暂的死区,保证每组推挽功率管在同一时刻都不会同时处于导通状态。

实验结果表明,这种方法有效地抑制了推挽管产生尖峰脉冲,对电源冲击小。当 $V_{CC}=6V$ 时,各场效应管栅极驱动电压时序波形如图 4 所示。



a: Q_9 栅极 b: Q_{10} 栅极 c: Q_7 栅极 d: Q_8 栅极
(横轴每格为 $0.5 \mu s$,纵轴每格为 $2 V$)

图 4 场效应管各栅极电压波形图

将此驱动缓冲电路与同种 NPN 三极管构成的单级反相器电路相比较,在功耗相同的条件下,前者输出端高电平和低电平的建立时间比后者小得多,因此信号传输的相移较小;当输出端接大负载时,其输出电压仅比空载时的电压略有下降,证明其有很小的输出电阻和较强的负载能力;推挽管输出端无尖峰脉冲出现,减小了对电源的冲击干扰;当 V_{CC} 为 10 V 时,缓冲器静态空载电流消耗约为 1.5 mA,因而具有很小的功耗。此驱动缓冲电路具有较好的性能:高效率、高功率因数、向电网注入的谐波电流小以及较低的成本和较小的体积重量^[6]。

2.2 负压电荷泵 LED 驱动器

驱动器由两组对称的电荷泵组成, V_{DD} 为电路提供电源,输入端 Input-1、Input-2 分别与图 1 中的 Output-1、Output-2 连接,Feedback 端为电压反馈控制端口。电路结构如图 5 所示。

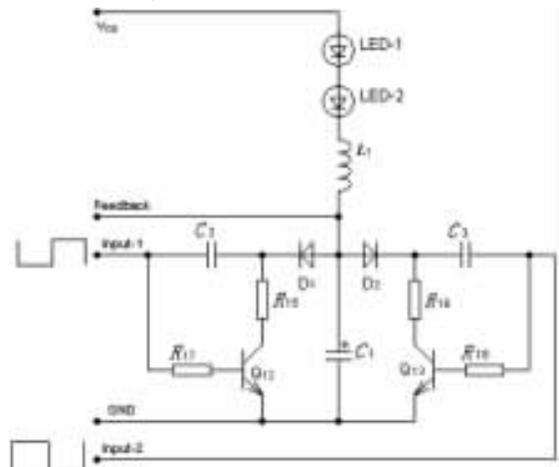


图 5 电荷泵驱动电路

技术与方法 Technique and Method

V_{DD} 端为恒压电源, 其值小于 LED 串联导通电压, 因此在电路上电时, LED 不会立即导通, 随着 C_1 负极板电压的降低, LED 实现软启动, 避免了电流的冲击。当 Input-1 和 Input-2 输入为高电压时, Q_{12} 和 Q_{13} 饱和导通, 电容 C_2 通过电阻 R_{15} 充电, C_3 通过电阻 R_{16} 充电; 当 Input-1 和 Input-2 输入为低电压时, C_2 、 C_3 分别通过 D_1 、 D_2 给电解电容 C_1 反向充电, C_1 的负极板上呈现负电压, 当这个电压值达到使得 LED 导通的临界电压值时, 电容 C_1 电压进入动态平衡状态。单位时间内 V_{DD} 供给 LED 的电荷量与电荷泵通过 C_2 、 C_3 抽走的电荷量相等, 由于电感 L_1 的滤波作用, 使得 LED 两端电压变化极小, 电流近似恒流流过。Feedback 端将 C_1 电压反馈回电源控制端, 与基准电压输入端相连, 经比较、放大及滤波平滑后实现对电源 V_{CC} 的实时控制, 保证 V_{CC} 与 Feedback 电势差的恒定。

下面就 LED 负压电荷泵驱动电路的工作原理及工作过程进行分析。

C_2 、 C_3 充放电满足式(1):

$$T = RC \ln \frac{V_{CC} - V_{T-}}{V_{CC} - V_{T+}} \quad (1)$$

电容两端电压与总电荷量的关系满足式(2):

$$Q = CU \quad (2)$$

由于在一个驱动周期 ΔT 内, 电路分别通过 C_2 和 C_3 完成两次对电容 C_1 的充电, 即一次充电时间为 $\Delta T/2$, 结合式(1)及式(2)可知, 在一个周期内流过 LED 的电荷量如式(3)所示:

$$Q = \frac{2C_1 C_2 (V_{T+} - V_{T-})}{C_1 + C_2} = 2C_1 C_2 \times \frac{V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{T-}}{e^{\frac{\Delta T/2}{R_{15} C_2}}} - V_{T-}}{C_1 + C_2} \\ (V_{CC} - V_{T-}) \left(1 - \frac{1}{e^{\frac{\Delta T/2}{R_{15} C_2}}}\right) \\ = 2C_1 C_2 \times \frac{e^{\frac{\Delta T/2}{R_{15} C_2}} - 1}{C_1 + C_2} \quad (3)$$

当 ΔT 远大于充电时间常数 $R_{15} C_2$, 且 C_1 远大于 C_2 时, 有:

$$\frac{1}{e^{\frac{\Delta T/2}{R_{15} C_2}}} \approx 0$$

所以式(3)可化简为:

$$Q = \frac{2C_1 C_2 (V_{T+} - V_{T-})}{C_1 + C_2} = \frac{2C_1 C_2}{C_1 + C_2} \times (V_{CC} - V_{T-}) \quad (4)$$

因为 C_1 远大于 C_2 , 因此有:

$$Q \approx 2C_2 \times (V_{CC} - V_{T-}) \quad (5)$$

流过 LED 的平均电流如式(6)所示:

$$\bar{I} = \frac{Q}{\Delta T} = 2C_1 C_2 \times \frac{V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{T-}}{e^{\frac{\Delta T/2}{R_{15} C_2}}} - V_{T-}}{(C_1 + C_2) \times \Delta T} \approx \frac{2C_2 \times (V_{CC} - V_{T-})}{\Delta T} \quad (6)$$

由式(6)可知, 在保证 $V_{CC} - V_{T-}$ 等于定值 V_{REF} 的条件下, 流过 LED 的平均电流 \bar{I} 与调光周期 ΔT 成反比, 亦

即 $\bar{I} \times \Delta T$ 恒定。因此只要调节驱动方波的周期 ΔT 即可对流过 LED 的平均电流进行线性控制。

在 $\Delta T/2$ 时间内, C_1 上的电压波动幅度如式(7)所示:

$$\Delta V_{C_1} = \frac{V_{T+} - V_{T-}}{C_1 + C_2} \times C_2 = \frac{V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{T-}}{e^{\frac{\Delta T/2}{R_{15} C_2}}} - V_{T-}}{C_1 + C_2} \times C_2 \\ \approx \frac{V_{CC} - V_{T-}}{C_1 + C_2} \times C_2 \quad (7)$$

因此 LED 两端电压波动极小, 又由于 L_1 的存在, 使得 LED 电流近似恒定, 其值由 ΔT 决定。

2.3 电压检测变换电路

对于较小源电阻的微弱信号放大, 单级或多级并联双极型晶体管是最理想的前置放大器有源器件^[7]。考虑到此处要进行算术加减, 所以采用运放作为运算单元, 通过设置电阻阻值可以使其同时拥有倍数放大器的功能。该电路接收 Feedback 端反馈回的电压信号, 基准电压 V_{REF} 与该信号作减法运算, 再经过滤波平滑、缓冲输出一个缓变的电压信号送到受控电压源控的基准电压输入端, 控制电源输出电压与该信号保持一致。电路原理图如图 6 所示。

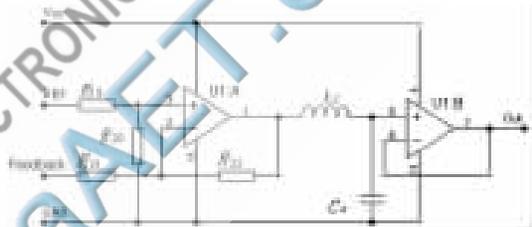


图 6 电压检测变换电路

其中 $R_{20} = R_{22}$, $R_{19} = R_{21}$, $R_{20} = 5R_{19}$ 。运放 A 及电阻 $R_{19} \sim R_{21}$ 完成对参考电压 (不小于 3 V) 和负电压 Feedback 的相减, 同时对差值进行了 5 倍放大。 L_2 、 C_4 对前级信号滤波平滑, 运放 B 实现电压跟随输出, 起到了缓冲作用, 增加电路驱动能力。即便在不对受控电源电压进行调节的情况下, 即 V_{CC} 设为定值时, 电路依然能够高效运行, 但不能保证调光线性度。在对调光线性要求不高的场合完全可以满足其需求。

连接上述电路, 设置 $V_{DD} = 10 \text{ V}$, $V_{CC} = 7 \text{ V}$, 上电完成软启动后, LED 电流动态平衡。当方波驱动信号周期 $\Delta T = 100 \mu\text{s}$ 时, 二极管 D_1 、 D_2 的阴极电压 V_{D1-} 、 V_{D2-} , C_1 负极板电压 V_{C_1-} 及 LED-2 负极电压 V_{LED-} 波形如图 7 所示。

LED 电流波形如图 8 所示, 横轴每格为 $10 \mu\text{s}$, 纵轴每格为 2 mA 。

2.4 受控电压源

要达到线性调光, 驱动缓冲器电源电压必须受控。受控开关电源中开关管的每一个开关动作都在极短时间内完成, 瞬间产生的脉冲电压和脉冲电流将引起 EMI 干扰, 因此 V_{CC} 中存在开关管产生的一次和高次谐波干扰, 有必要在输出端加电容滤波电路, 但电容值不宜过大, 以防止整个系统振荡。同时必须将其在工作中产生

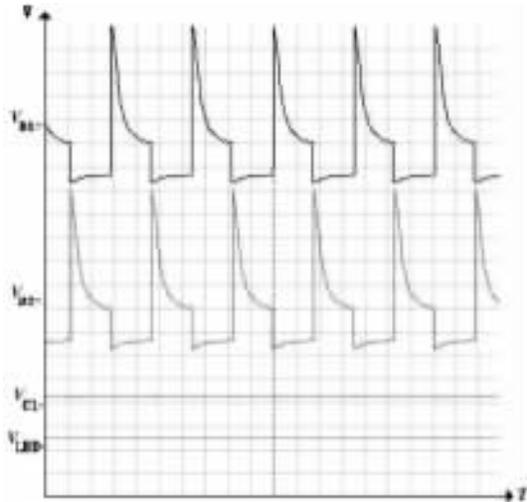


图7 电荷泵各节点电压波形图

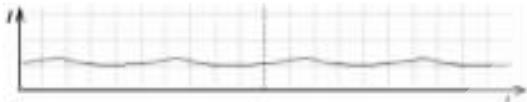


图8 LED 电流波形

的电磁辐射限制在一定水平内,抑制开关电源产生的干扰,并且电源本身要有一定的抗干扰能力,这些对保证电子系统的正常稳定运行具有重要意义。另外小功率开关电源的元件需用尽量小的封装,如采用平面变压器、表贴元件、厚膜工艺、多层陶瓷布线等。要实现高效率,则需采用提高变压器效率、降低开关损耗及其他元件损耗、减小电磁干扰等措施。

电路连接完成后,当移频键控信号频率受控产生阶跃时,由于 C_1 容量很大,其两端电压是缓变的。受控电压源阶跃响应,相对较快的响应速度使其完全可以及时响应 C_1 的变化,避免了系统振荡。

电路设置恒压源 $V_{DD}=10\text{V}$,LED 串联数为 3,单颗 LED 导通压降约为 3.6V 。当 $V_{REF}=5\text{V}$ 时,电压检测变换电路输出为 $V_{out}=V_{REF}-\text{Feedback}$,因此受控电压源基准电压输入为 $V_{REF}-\text{Feedback}$, V_{CC} 电压在 $V_{REF}-\text{Feedback}$ 处动态平衡。因而 C_2 、 C_3 每次充放电电量均如式(8)所示:

$$Q' \approx C_2 \times (V_{CC} - V_{T_2}) = C_2 \times (V_{CC} - (V_{CC} - 5 + V_{D_1})) \\ = 2.2 \times 10^{-6} \times (5 - 0.6) = 9.68 \times 10^{-6} \quad (8)$$

其中 V_{D_1} 为二极管 D_1 、 D_2 的导通压降。

此时 LED 的电流如式(9)所示:

$$I = \frac{2Q'}{\Delta T} = \frac{1.936 \times 10^{-5}}{\Delta T} \quad (9)$$

即: $\Delta T \times I = 19\ 360\ \text{mA} \times \mu\text{s}$

其中, ΔT 为移频键控信号的方波周期, I 为流过 LED 的直流电流。

对调光控制信号分别取以下 16 组不同的 ΔT , 实测流过 LED 的电流 I , 统计 $\Delta T \times I$ 的值, 结果如表 1 所示。

由表 1 可知, 当 ΔT 取 $120\ \mu\text{s}$ 以下时, $\Delta T \times I$ 的值与理论值误差相对较大, 最大相对误差为 6.51% 。造成误差较大的原因是充电时间过短, 导致 C_2 、 C_3 未完全充

表 1 $\Delta T \times I$ 检测统计表

$\Delta T/\mu\text{s}$	I/mA	$\Delta T \times I$	$\Delta T/\mu\text{s}$	I/mA	$\Delta T \times I$
100	181	18 100	260	75	19 500
120	156.2	18 744	280	69.8	19 544
140	136	19 040	300	64.8	19 440
160	119.9	19 184	320	60.9	19 488
180	107	19 260	340	57.3	19 482
200	96.5	19 300	360	54	19 440
220	88.1	19 382	380	51.2	19 456
240	81	19 440	400	48.6	19 440

电,造成 LED 电流减少。可以通过适当减小充电电流电阻 R_{15} 、 R_{16} 来减小误差;当 $\Delta T > 140\ \mu\text{s}$ 时,测量数据与理论值最大误差为 0.91% 。

由此可知,在工程允许误差范围内, I 与 ΔT 成反比关系,根据此函数关系适当控制输入方波周期 ΔT ,即可实现对 LED 的线性调光,且调光具有较好的线性度。

本设计为驱动方法的研究和实际应用提供了参考。推挽功率管输出端没有尖峰脉冲出现,体现出推挽管死区电压加入方案的有效性;由实验结果可知,根据 I 与 ΔT 的函数关系适当改变调光方波驱动信号的周期 ΔT 可以线性控制流过 LED 的电流,且当调光控制信号频率在 $2.5\text{kHz} \sim 7\text{kHz}$ 之间时,调光可达到较好的线性度,且电流波动小,可有效减小 LED 光衰,延长使用寿命。单颗 LED 输出功率大于 0.5W ,效率可达约 90% ,可将多个 LED 灯珠串联,总功率足以满足照明需求,因而有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] 胡建人,秦会斌,王卉,等.我国 LED 照明工程技术与发展战略研究[J].仪器仪表学报,2007,28(4):196-199.
- [2] 陈元灯.LED 制造技术与应用[M].北京:电子工业出版社,2007.
- [3] 江磊,江程,陈郁阳,等.LED 恒流驱动电路效率研究[J].光源与照明,2008(1):6-8.
- [4] 陈春艳.模拟路灯控制系统的设计与实现[J].电子设计工程,2010,18(8):162-164.
- [5] Yu Weiqing, Wang Jianguo. The development of small power switch power supply[J]. Industrial power, 2006(6): 72-74.
- [6] 曲振江,周贵德.照明用无桥 LED 驱动电路及其输入电流谐波分析[J].电工技术学报,2008,25(6):137-143.
- [7] 郭玉,赵顺平.低噪声前置放大器有源器件的选择[J].电测与仪表,2007,44(6):62-64.

(收稿日期:2011-10-17)

作者简介:

李绍铭,男,1965 年生,教授,硕士生导师,主要研究方向:电力电子技术应用及自动控制。

刘晓东,男,1983 年生,硕士研究生,主要研究方向:控制理论与控制工程。