

文章编号:1007-2780(2012)05-0666-05

用于场致发光灯稳定驱动的 Boost 电路

唐莉芳, 黎 俐, 杨毓俊, 方 健*, 张 波

(电子科技大学 集成电路设计中心, 四川 成都 610054, E-mail: tangli_fang@126.com)

摘 要: 稳定性是开关电源设计的技术指标之一。电压拓扑中影响稳定性的因素主要由误差放大器引入, 电流拓扑相对于电压拓扑虽有不少改进, 但也给电路稳定性带来了新的影响因素, 特别是次谐波振荡问题。为使输出电压稳定, 满足 EL 灯的使用要求, 文中提出了一种稳定的用于 EL 灯驱动的 Boost 电路, 该设计用带使能控制的电流比较器代替误差放大器, 提高了电路的稳定性。文中详细分析了电路的工作过程, 给出了电路的仿真结果。该电路响应时间为 $60 \mu\text{s}$, 基准电流源为 $4.3 \mu\text{A}$, 负载调整率为 6% , 电路稳定输出范围 $70 \sim 100 \text{ V}$, 适用于 $19.4 \text{ cm}^2 \sim 38.7 \text{ cm}^2$ ($3 \text{ in}^2 \sim 6 \text{ in}^2$) 的 EL 灯。该电路结构简单、稳定性好、响应快、功耗低、易于集成。

关 键 词: 场致发光灯驱动; Boost 电路; 稳定性; 负载调整率

中图分类号: TN43 文献标识码: A DOI: 10.3788/YJYXS20122705.0666

Stable Boost Circuit of Electroluminescent Lamp Driver

TANG Li-fang, LI Li, YANG Yu-jun, FANG Jian*, ZHANG Bo

(Integrated Circuit Design Center, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610065, China, E-mail: tangli_fang@126.com)

Abstract: Stability is an index to measure the quality of Switching Power Supply. The main factor that influences the stability of voltage-mode is caused by error amplifier. Compared to voltage-mode, current-mode improves a lot but introduces new factors, especially the sub-harmonic oscillation. This paper designed a Boost circuit which can insure the stability of output voltage and meet the requirements of EL lamp. A current comparator with enable signal is used in this paper to instead of error amplifier. Specific analysis and simulation results of the circuit are available in this paper. The circuit can achieve a response time about $25 \mu\text{s}$, a reference current source about $4.3 \mu\text{A}$, a load regulation rate about 6% , an output voltage from 70 V to 100 V , and this circuit can be applied to $19.4 \text{ cm}^2 \sim 38.7 \text{ cm}^2$ ($3 \text{ in}^2 \sim 6 \text{ in}^2$) EL Lamp. Above all, the circuit can act quickly, operate stably and be integrated conveniently.

Key words: electroluminescent lamp driver; Boost circuit; stability; load regulation

1 引 言

近年来, 场致发光 (Electronic Luminescence, EL) 灯在照明、标牌、键盘以及玩具中的应

用日益广泛, 由于其具有发光柔和、功耗低、亮度可调等特点^[1], 有着广阔的市场应用前景。目前, EL 灯驱动的高端电压主要采用 Boost 电路实现, 传统 Boost 电路有两种控制模式, 分别是电压型

收稿日期: 2012-06-06; 修订日期: 2012-07-10

基金项目: 国家科技重大 02 专项 (No. 2010ZX02201)

作者简介: 唐莉芳 (1987-) 女, 四川南充人, 硕士研究生, 研究方向: 新型 MOS 功率器件和智能功率集成电路。

* 通讯联系人, E-mail: fjuestic@uestc.edu.cn

和电流型,电压型控制模式中的误差放大器作为反馈环路重要的逻辑控制电路,带来了诸如纹波电压采样放大前后的误差、射频噪声等,使得电路的稳定性降低;电流控制模式相对于电压控制模式有不少改进,但给系统稳定性带来了新的影响因素,特别是次谐波振荡问题^[2-4],国内外虽已提出新的补偿方式^[5-6],但都以增加功耗和成本作为代价,而随着电子行业的发展,低功耗、便携式成为电子产品主要的技术指标。为了克服以上缺点,本文提出了一种适用于 EL 灯驱动的高端 Boost 电路,该电路工作于电压模式,但与传统脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)不同,该电路省去了电压误差放大器,采用带使能的电流比较器实现占空比的调节,提高了电路的稳定性,从而给 EL 灯的 H 桥驱动电路提供稳定的电压。该电路结构简单、成本低、功耗低、稳定性好、便于集成,同时,电路通过设定最大占空比实现对功率管限流的功能^[7]。

2 电路设计与分析

2.1 Boost 开关调整器的工作原理

开关变换电路是指用半导体功率器件作为开关,将一种电源形式转换成另一种电源形式的主电路,转换时采用自动控制的闭环电路来稳定输出并有各种保护环节的称为开关电源(Switch Power Supply)。Boost 调整器就是一种升压开关变换电路^[8]。

如图 1 所示,电阻 R_L 模拟 EL 灯。当功率管 LDMOS 导通时, D_0 截止,电感 L_0 上的电流线性上升到 I_p ,电感 L_0 储存能量,负载电流由电容 C_1 提供;当功率管截止时, D_0 导通,电源和电感给负载提供能量并补充 C_1 单独向负载供电时损耗的

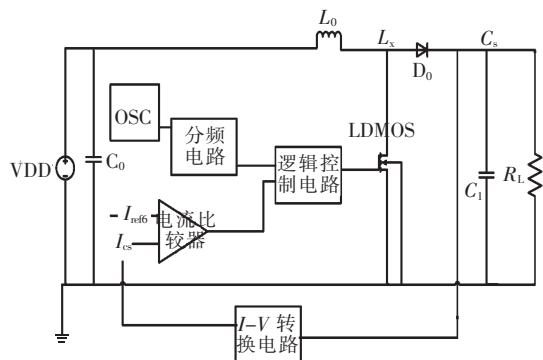


图 1 Boost 电路结构
Fig. 1 Boost circuit structure

能量。该设计中,当功率管下次导通之前,流过 L_0 上的电流下降到零,上次导通储存在 L_0 上的能量释放完毕,电路工作在非连续模式下。

流经电感电流用式(1)计算:

$$I_p = \frac{V_{DD} T_{ON}}{L_0} \tag{1}$$

2.2 传统 Boost 电路中影响稳定性的主要因素

基本的电压控制模式结构如图 2 所示,其中与电路的控制部分相关的模块很容易引起电路的不稳定,误差放大器作为 PWM 控制不可缺少的一个组成部分,是引起电压拓扑不稳定的主要因素,为满足开关频率不断提高的要求,误差放大器的增益带宽积也随之提高,然而,增益的提高会使电路变得更加复杂,而且,环路的相位裕度越来越小,从而影响整个电路的稳定性。另外,如文献[3]所述,高增益带宽的误差放大器很容易引入射频噪声,经过放大后耦合到放大器的输出端,而且这类噪声很难消除,严重影响整个系统的稳定性^[2,8]。

传统的电流控制模式如图 3 所示,电流拓扑采用双环控制,一个由接收输出电压采样信号的

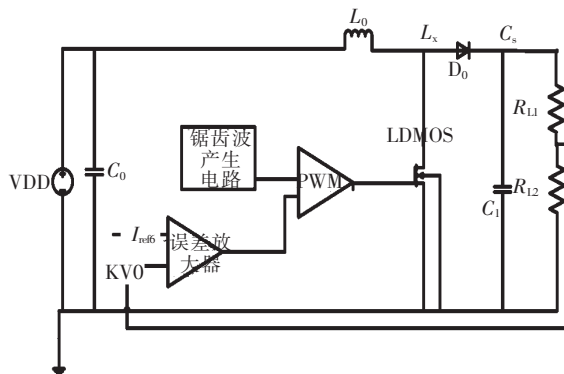


图 2 电压拓扑
Fig. 2 Voltage-mode control circuit

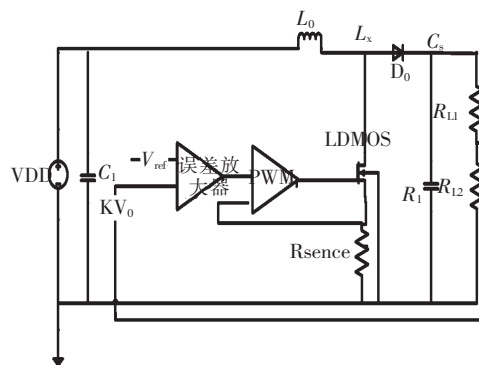


图 3 电流拓扑
Fig. 3 Current-mode control circuit

误差放大器构成的电压外环和一个由接收初级峰值电流采样信号的 PWM 比较器构成的电流内环, 电流拓扑相对于电压拓扑带来了很多的优点和改进, 特别是对输入网络的及时响应和对偏磁效应的防止, 但是电流拓扑也给电路的稳定性带来了新的因素, 特别是次谐波振荡问题, 即当占空比大于 50% 时, 每经过一个周期输出扰动比输入扰动更大, 干扰持续增加, 引起振荡, 影响电路的稳定性^[2,8]。

2.3 一种稳定的用于 EL 灯驱动的 Boost 电路

鉴于以上关于电压拓扑和电流拓扑的分析, 为满足电路低功耗的设计要求, 采用电压拓扑结构, 同时, 为提高电路的稳定性, 将误差放大器简化为带使能的电流比较器, 既提高了电路的稳定性, 也节约了电路成本。电路框图如图 1 所示。其中 I-V 转换电路如图 4 所示, 将高电压 VC_s 转换为小电流 I_{cs} , 图中稳压管采用高压稳压管和齐纳管实现。反馈控制环路如图 5 所示, 电路的工作过程如下所述, 设输出电压为 V_{out} , VC_s 是 $I_{cs} = I_{ref6}$ 时输出电压的平均值。从图 5 中可得到:

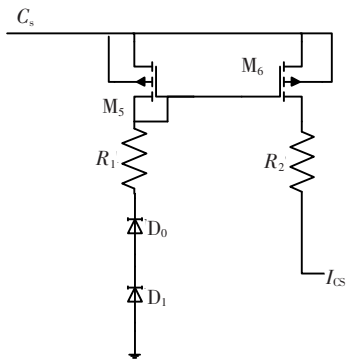


图 4 I-V 转换电路

Fig. 4 I-V conversion circuit

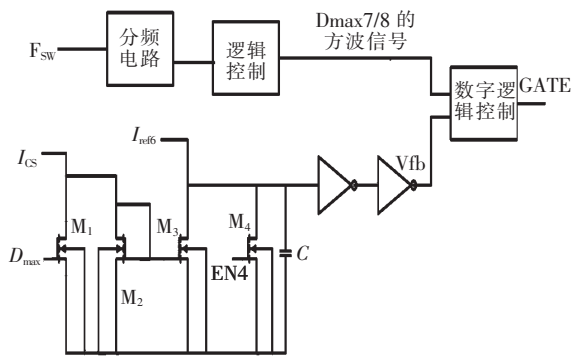


图 5 反馈环路

Fig. 5 Feedback circuit

$$I_{cs} = \frac{VC_s - nV_d - V_{gs}}{R_{D2}} \quad (2)$$

从而有

$$VC_s = R_{D2} I_{cs} + nV_d + V_{gs} \quad (3)$$

其中, V_d 是单只稳压管的稳压值, n 是稳压管的个数。

本文设计的 Boost 电路工作在非连续模式下, 有:

$$V_O = V_{DD} \sqrt{\frac{kR_L T_{ON}}{2L_0}} =$$

$$V_{DD} \sqrt{\frac{D}{2L_0}} \sqrt{R_L} \sqrt{T_{ON} + T_r}$$

其中 $T_r = \frac{V_{DD}}{V_O - V_{DD}} T_{ON}$ (5)

由上面公式可得:

$$V_O \propto V_{DD} \sqrt{\frac{D}{2L_0}} \sqrt{R_L} \sqrt{T_{ON}} \quad (6)$$

设 R_L 的变换范围为 $[R_{Lmin} \sim R_{Lmax}]$,

当 $D = D_{max}$ 时,

$$V_{omax} \propto V_{DD} \sqrt{\frac{D_{max}}{2L_0}} \sqrt{R_L} \sqrt{T_{ON}} \in [V_{max1} : V_{max2}] \quad (7)$$

当 $D = D_{min}$ 时,

$$V_{omin} \propto V_{DD} \sqrt{\frac{D_{min}}{2L_0}} \sqrt{R_L} \sqrt{T_{ON}} \in [V_{min1} : V_{min2}] \quad (8)$$

电路设定 VC_s 的值落在 $V_{min2} \sim V_{max1}$ 之间, 从而即使负载变化, 电路的输出电压都落在设定的范围内, 保证电路的正常工作。如图 5 所示, 电路的反馈环路调节过程如下。

(1) 当电路检测到 $V_{out} > VC_s$ 时:

① 当 $D_{max} = 0$ 时, $GATE = 0$, 此时, $I_{cs} > I_{ref6}$, C 以 $\delta I = I_{cs} - I_{ref6}$ 放电, $V_{fb} = 0$

② 当 $D_{max} = 1$ 时, M_1 导通, M_3 截止, 电容 C 以 I_{ref6} 充电, $V_{fb} = 1$, 延迟时间 δt 后, $GATE = 1$ 。通过对电路的参数设置, 保证在前一个 $D_{max} = 0$ 时间内, $V_{fb} = 0$, 当下一次 $D_{max} = 1$ 到来时, 电路再次以恒定电流 I_{ref6} 给 C 充电至反相器翻转电压 V_{THN} , 则 V_{fb} 相对于 D_{max} 的跳变有固定时间 δt 的延迟。设反相器的翻转电压为 V_{THN} , 则得延迟时间 δt 。

$$\delta\tau = \frac{CV_{THN}}{I_{ref6}} \quad (9)$$

占空比降低, 输出电压逐渐降低, 设最大占空

比为 7/8,则

$$D_{\min} = \frac{7}{8} - \frac{\delta t}{T} \quad (10)$$

(2)当电路检测到 $V_{\text{out}} < VC_s$ 时:

①当 $D_{\max} = 0$ 时, $GATE = 0$, 此时, $I_{cs} < I_{ref6}$, C 以 $\delta I = I_{ref6} - I_{cs}$ 继续充电, $V_{fb} = 1$ 。

②当 $D_{\max} = 1$ 时, M_1 导通, M_3 截止, 此时 $V_{fb} = 1$, $GATE = 1$, $GATE$ 信号随 D_{\max} 的变化而变化, 没有延迟, 电路工作在最大占空比, 逐渐增大输出电压。

综上所述, 当 $V_{\text{out}} < VC_s$ 时, 反馈环路的占空比为最大占空比 7/8, 逐渐增大 V_{out} ; 当 $V_{\text{out}} > VC_s$ 时, 反馈环路通过延时, 使电路工作在占空比为 D_{\min} 的条件下, 逐渐降低 V_{out} , 从而稳定 V_{out} 。

3 结果与讨论

基于 0.5 μm 标准 BCD 工艺模型, 通过 Hspice 和 Spectre, 对设计的电路进行仿真验证,

电源电压为 5 V。由文献[9]可知, EL 灯实际上是容性负载, 等效电容约为 0.2~0.9 nF/cm², 电容值越小, EL 灯所需要的驱动电流也越小, 一般的驱动电流为 0.02~1 mA/cm²。在本文中, 负载为 19.4 cm²~38.7 cm² (3 in²~6 in²) 的 EL 灯, 为方便电路分析, 当频率一定时, EL 可等效为阻性负载, 当电路频率为 300~430 Hz 时, EL 灯的等效阻性负载约为 30~45 k Ω , 为保证 EL 灯所需的驱动电流, 驱动电压范围约为 70~100 V。图 6 是当负载为 45 k Ω 时反馈环路各控制点的波形图, 图 7 是负载为 30 k Ω 、37.5 k Ω 、45 k Ω 的输出电压 V_{out} 的仿真波形。

从图 6 可知, 电路的工作过程如前所述, 当输出电压大于设定值 VC_s 时, 占空比为 D_{\min} , 降低输出电压, 当占空比小于设定值 VC_s 时, 占空比为 D_{\max} , 增大输出电压。最终输出电压稳定在 70~100 V, 平均电压为 84.8 V。

图 7 显示了负载为 30 k Ω 、37.5 k Ω 、45 k Ω

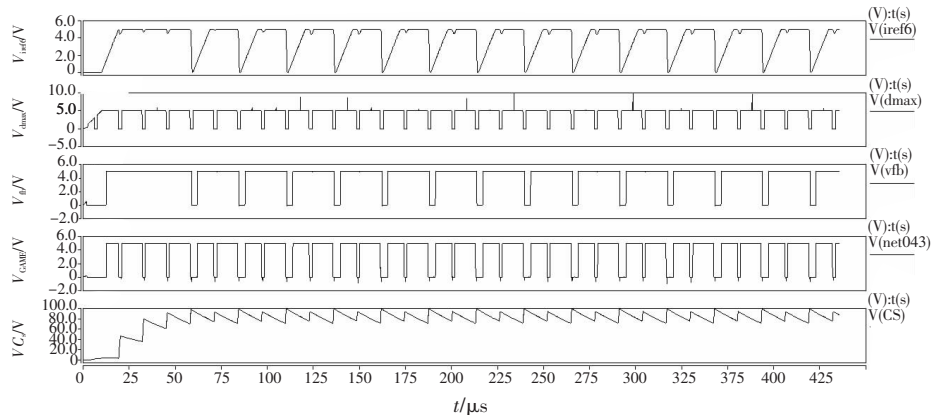


图 6 反馈环路各控制点的波形

Fig. 6 Control signal waveform

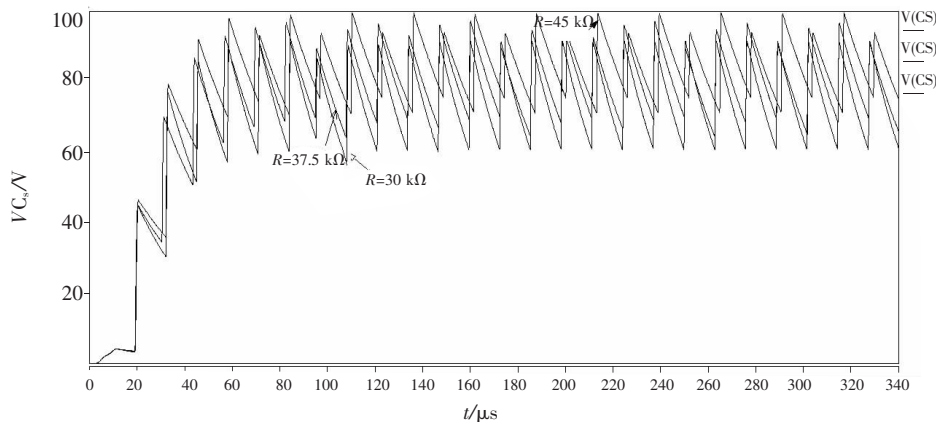


图 7 当 R_L 为 30 k Ω 、37.5 k Ω 和 45 k Ω 时 V_{out} 的波形图。

Fig. 7 The V_{out} waveform when $R_L = 30\text{ k}\Omega$, 37.5 k Ω and 45 k Ω .

时的输出电压的波形,输出电压的平均值分别为 84.8 V、79.2 V 和 75 V。

负载调整率是衡量开关电源的技术指标之一,在大部分电路中,都可通过对相位裕度进行补偿来提高负载调整率^[10],不同电路对其有不同的设计要求^[11],当然,负载调整率越低越好,但这也需要和其他的技术指标折中,可以采用多种方法降低电路的负载调整率,但会增加电路设计的复杂性和成本,本设计中负载调整率为:

$$\text{负载调整率} = \frac{\max[U_1 - U_0, U_0 - U_2]}{U_0} \times 100\% \approx 6\%$$

其中, $U_1 = 84.8 \text{ V}$, $U_0 = 79.2 \text{ V}$ 和 $U_2 = 75 \text{ V}$ 。

6%的负载调整率可以为 EL 灯驱动器提供稳定的电流电压。

4 结 论

提出了一种稳定的适用于 EL 灯驱动的 Boost 电路,并使用 0.5 μm 标准 BCD 工艺模型进行了 Hspice 和 Spectre 仿真,仿真结果表明,在负载的全变化范围内,输出电压都能稳定在 EL 灯正常工作范围内,负载调整率为 6%,输出电压的响应时间为 60 μs ,基准电流源 I_{ref6} 为 4.3 μA ,当负载为 45 $\text{k}\Omega$ 时,输出的平均电压为 84.8 V。该电路具有结构简单、稳定性好、响应快、功耗低、易于集成等特点。

参 考 文 献:

- [1] 郑喜凤,朴燕,刘维亚.电致发光显示屏原理、结构及驱动电路 [J]. 液晶与显示,2000,15(2):114-115.
- [2] 陈佳果,徐德鸿.影响开关电源稳定性的若干因素 [J]. 电源世界,2008,(7):21-24.
- [3] 王创社,乐开端,谭玉山,等.开关电源两种控制模式的分析与比较 [J]. 电力电子技术,1998,(3): 78-19.
- [4] Guo Y N, Cheng W B, Kang S M, *et al.* Stability criterion and parameter perturbation chaos control in boost circuit [C]//2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Application, Xi'an, China: IEEE Conference Publications, 2009:2886-2890.
- [5] Hiran Y. A MOS current-mode boost DC-DC converter with the cuty-ratio-independent frequency characteristics [C]//IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Jeju: IEEE Conference Publicootions, 2011:46-52.
- [6] 黄林秀,欧雪春,周泽坤,等.一种新型高精度斜坡补偿电路 [J]. 微电子学,2011,41(3):393-396.
- [7] Bryan K, 由一.开关电源中的电流模式控制 [J]. 电源技术应用,2010,13(3):55-56.
- [8] Pressman A I, Billings K, Morey T. 开关电源设计 [M]. 北京:电子工业出版社,2005:17-22.
- [9] 胡嗣云. EL 的特性及驱动电路研究 [J]. 国外电子元器件,2003,(5):27-28.
- [10] Buti B, Nagy I, Ohsaki H, *et al.* Novel approach in stability analysis presented in controlled boost converter [C]// Power Conversion Conference, Nagoya: IEEE Conference Publications, 2007:581-587.
- [11] Roberto G, Josep F, Luis M, *et al.* Self-oscillating boost converter with output filter for Ideal load regulation [C]// 1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Spain: IEEE Conference Publication, 1996:529-532.