

WLED 驱动器芯片升压控制电路设计

刘 振, 邵志标

(西安交通大学 电子与信息工程学院, 陕西 西安 710049)

摘 要: 设计了一种用于白光 LED(WLED)驱动器且具有 PWM 调光和模拟调光两种工作模式的升压控制电路. 电路中, 大电容补偿网络的引入和低电压提取电路的设计有效地提高了电路调光性能. 利用 $0.5\ \mu\text{m}$ -BCD 工艺库仿真, 结果表明: PWM 调光下, 控制电路在零负载与额定负载之间快速切换, 切换时间小于 $12\ \mu\text{s}$; 模拟调光下, 输出与调光电压实现自适应, 支路电流为 $20\ \text{mA}$ 时, WLED 阵列为 6×6 、 6×8 、 6×10 , 输出分别稳定在 $20.4\ \text{V}$ 、 $27.0\ \text{V}$ 和 $33.3\ \text{V}$. 该设计改善了 WLED 驱动器的调光比, 进而提升 LCD 显示质量.

关键词: WLED; 升压控制; 补偿网络; 低电压提取; 自适应

中图分类号: TN402

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)07-0042-05

Design of Step-up Controller for WLED Driver

LIU Zhen, SHAO Zhi-biao

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The paper presents a step-up controller that is used in WLED driver system and has two dimming modes: PWM dimming mode and Analog dimming mode. In the circuit, the introduction of large capacitor compensating network and the design of low voltage choose circuit effectively improve the circuit dimming performance. System simulation of the step-up controller is simulated in $0.5\ \mu\text{m}$ -BCD process. The simulation results show that: The step-up controller can switch between zero load and rated load in PWM dimming mode, the switching time is less than $12\ \mu\text{s}$; Output voltage is adaptive to the dimming voltages in analog dimming mode, when the load is 6×6 , 6×8 , 6×10 WLED array, the output stabilizes at $20.4\ \text{V}$, $27\ \text{V}$ and $33.3\ \text{V}$, and the LED current is set to $20\ \text{mA}$. This design improves the WLED driver dimming performance, and thus enhances the quality of the LCD display.

Key words: WLED; step-up controller; compensating network; low voltage choose; adaptive

1 引言

WLED 由于寿命长、环保、功耗低、体积小、画质好等优点正逐步取代冷阴极荧光灯成为 LCD 的背光源. 随着 LCD 的广泛应用, 画质成为 LCD 的一项重要指标^[1-2].

提高 LCD 的画质可以通过优化液晶材料或改进背光源驱动电路来实现. 但由于液晶材料本身的特性, 所得的性能是有限度的. 相对而言, 通过提高驱动电路开启电流瞬态响应速度或调节各输出支路电压, 则可以有效调整 LED 亮度, 提高调光能力, 实现高画质. 作为背光源驱动电路的重要部件, 升压控

制电路的设计至关重要.

本文设计一种工作在 PWM 调光和模拟调光两模式下的升压控制电路, 来改进背光源驱动电路的调光能力. PWM 调光模式下, 电路引入大电容补偿, 通过 BRT 调光信号控制该补偿网络, 在输出电压保持不变的前提下, 使输出电流可在零值与额定值之间快速切换, 从而实现电路在零负载和额定负载间快速切换, 缩短电流响应时间, 提高电路的调光比. 模拟调光模式下, 反馈环路电压跟随 WLED 调光控制电压变化, 利用低电压提取电路对各输出支路电压进行采样, 调节最低采样电压, 使输出电压与 WLED 调光电压之间实现自适应.

2 升压控制电路模型分析

本文设计的升压控制电路采用 Boost 结构,其拓扑电路如图 1 所示,电路利用电感 L 和电容 C 的储能特性为负载提供稳定工作电压^[3-4].

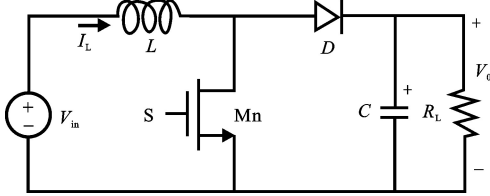


图 1 Boost 型电路拓扑结构

为提高电路的响应速度和回路稳定性,电路在电压反馈的基础上,引入了电流反馈环路,并采用 DCM 模式下的峰值电流比较法,如图 2 所示,电流在每个周期结束之前都会降落至零,可以有效地防止电路发生次谐波振荡^[5].

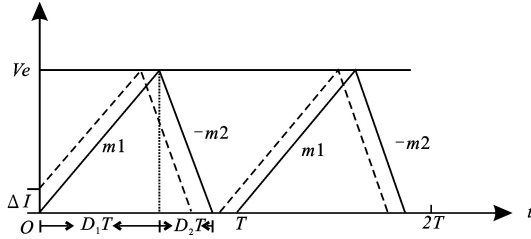


图 2 DCM 模式下峰值电流比较法

根据伏秒平衡理论得到非连续模式下的电压传输函数:

$$M_{V,DC} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(D_1 + D_2)T}{D_2 T} = 1 + \frac{D_1}{D_2} \quad (1)$$

电感电流的峰峰值:

$$\Delta I_{L,max} = \frac{V_{in} D_1 T}{L} = \frac{V_o D_1}{f L M_{V,DC}} \quad (2)$$

电感电流的平均值:

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt \\ &= \frac{(D_1 + D_2) \Delta i_L}{2} \\ &= \frac{D^2 V_o}{2 f L (M_{V,DC} - 1)} \end{aligned} \quad (3)$$

为了验证电路设计的合理性,根据电路的工作过程,利用 Simulink 对升压控制器建模仿真,其仿真结构如图 3 所示.其中,电流-电压传输模型可以表达为

$$K_1 \Delta I_L S_1 = S_2 (K_2 V_o - V_{ref}) \quad (4)$$

式中, S_1 、 S_2 分别为电流、电压采样比率, K_1 为电流环路增益, K_2 为电压环路增益, V_{ref} 是个常数,为电压环路参考电压.

电路将电流采样和电压采样的值进行比较,再由比较结果调节 MOS 开关方波控制信号的占空比,进而控制 ΔI_L 值.电路采用的是峰值电流比较法,由式(4)可知 ΔI_L 与 V_o 是一一对应的关系.

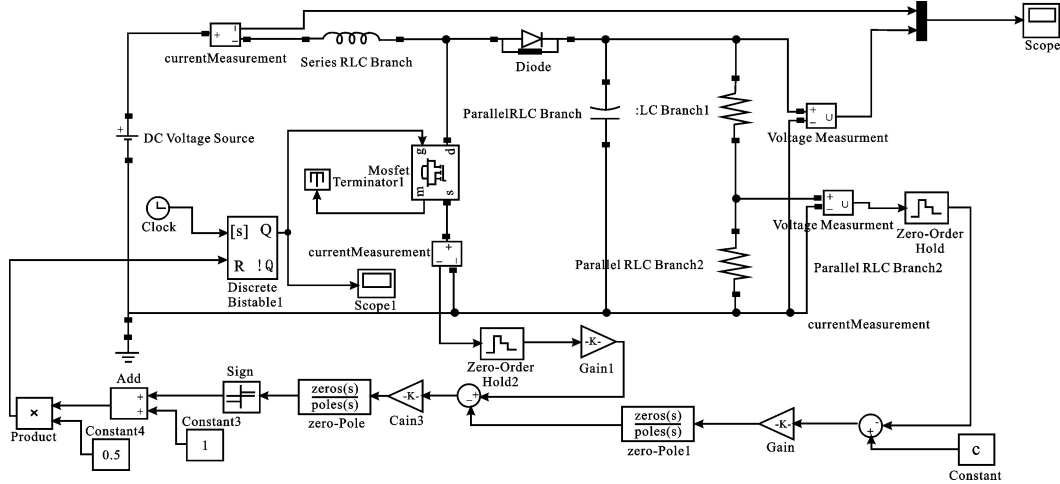


图 3 Boost 控制器电路分析 DCM 仿真模型

3 升压控制器电路设计

升压控制电路作为 WLED 驱动电路重要模块之一,主要为负载提供电压偏置,维持其正常发光.电路工作在 PWM 调光和模拟调光两种工作模式下,两种模式都是将调光信号 BRT 的占空比转换成

WLED 亮度. PWM 调光由 BRT 直接控制 WLED 的开启与关断,亮度取平均值;模拟调光是通过将 BRT 信号的占空比转换成一个调光参考电压值,以控制 WLED 的亮度.升压控制电路结构如图 4 所示,负载为串并联式的 WLED 阵列,每串 WLED 由独立的电流源同步驱动.

图 4 中, LVC 为低电压提取电路, 与误差放大器 EA 组成电压反馈环路. CS 为电流采样电路, 对功率管的尾电流进行采样, $I-V$ 为电流/电压转换电路, 两者组成电流反馈环路. 误差比较器 EC 将电

流反馈结果与电压反馈值进行比较, 再经逻辑控制单元, 输出具有一定占空比的信号, 控制功率管的通断. V_{dim} 为亮度调节电压, R_c 与 C_c 组成补偿网络.

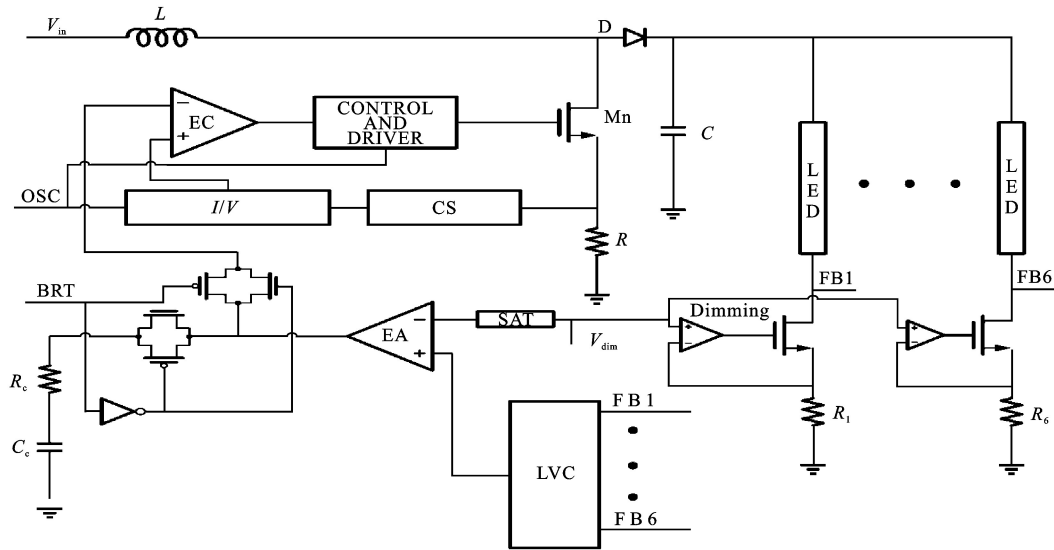


图 4 升压控制电路结构

3.1 升压控制器 PWM 调光模式

升压控制电路工作在非连续导通模式, 电感电流每一个周期都会降落到零值, 切换过程不需要重新建立稳态, 提高了电路对负载变化的响应速度. 升压控制电路中电感的取值决定了电路工作在连续模式或非连续模式. 其电感临界值可表示为

$$L_b = \frac{V_o D (1-D)^2}{2fI_o} \quad (5)$$

式中, V_o 、 I_o 为输出电压、电流, D 、 f 为开关 M_n 的方波控制信号占空比、频率.

升压控制电路的电流反馈环路采用峰值电流控制模式, 即将电流反馈信号的峰值与误差放大器的输出进行比较, 这对误差放大器稳定性要求很高, 因此在误差放大器的输出增加一个补偿网络. 该补偿网络采取一个滤波电容 C_c 串联一个电阻 R_c , 为升压控制器提供了一个稳定的工作点.

PWM 调光模式下, 调光信号 BRT 控制误差放大器输出与补偿网络之间的传输门, 可实现工作点的快速建立. 当 BRT 为高电平时, 传输门导通, 升压控制器正常工作, 补偿网络连接至误差放大器的输出端; 当 BRT 为低电平时, 升压控制器处于零负载状态, 传输门关断, 补偿网络与误差放大器隔离, 误差放大器的输出直接连接到比较器的负向端, 由于 C_c 很大, 误差放大器的输出电压变低, 使比较器输出高电平, 再经逻辑控制模块产生一个低电平信号,

驱使开关功率管 M_n 关断, 二极管 D 处于反偏状态, 电感电流为零, 输出保持额定工作电平. 同时, 补偿网络一侧由于没有泄放通路, 电容 C_c 上的电荷保持不变. 当电平控制电路要从零负载转换到正常负载时, 传输门开启, 将补偿网络接入电路, 比较器的负向输入端恢复到正常工作值, 使其输出产生正跳变, 电路重新开始正常工作.

3.2 升压控制器模拟调光模式

模拟调光是将调光信号 BRT 的占空比转换成亮度调节电压 V_{dim} , 用 V_{dim} 控制 WLED 电流. 流过 WLED 电流不同, 降落在 WLED 的电压也不同. 如果单纯采用 DC-DC 转换器提供电压偏置, 在低电流时, 独立电流源上的压降 V_{FB} 将会增大, 这使得独立电流源的功耗增大. 将亮度调节电压 V_{dim} 作为电压反馈环路的参考电压, LVC 将六路 WLED 中最低的 V_{FB} 反馈到误差放大器的同相输入端, 如图 4 所示, 其中:

$$V_{\text{FB}} = V_{\text{dim}} + V_{\text{SAT}} \quad (6)$$

而 V_{FB} 又有如下关系:

$$V_{\text{FB}} = V_{\text{OUT}} - N \ln \frac{V_{\text{dim}}}{I_s R} \quad (7)$$

电压控制器输出 V_{OUT} 为

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{dim}} + V_{\text{SAT}} + N \ln \frac{V_{\text{dim}}}{I_s R} \quad (8)$$

误差放大器的参考电压为 $(V_{\text{dim}} + V_{\text{SAT}})$, 反馈电压为 V_{FB} , 当升压控制器稳定时, 参考电压与反馈

电压相等,电流源中功率管处于饱和工作状态.由式(8)可知,输出电压随亮度控制电压 V_{dim} 而改变,当串联的 LED 管数 N 不同时,输出电压也会作相应改变,使之实现自适应.

LVC 结构如图 5 所示,包括电压偏置模块和六路电压比较模块 BK1~6,图 5 中 BK1 为电压比较模块的具体电路. EN 为整个电路的使能信号,当 EN 为高时,LVC 正常工作,当 EN 为低时,LVC 关断.功率 MOS 采取 LDMOS 管以免电路被反馈高压损毁. I_0 、 Q_{p1} 、 R 、 M_{n1} 构成 M_{n3} 的电压偏置,保证 M_{n3} 恰在临界饱和状态.其中, Q_{p1} 和 Q_{p3} 、电阻 R 和 R_2 、 M_{n1} 和 M_{n3} 均为对称设计.当六路反馈电压 $V_{\text{FB1}} \sim V_{\text{FB6}}$ 相等时,LVC 输出电压 $V_{\text{OUT_LVC}} = V_{\text{FB}} + |V_{\text{BE}}|$.若 V_{FB1} 减小, M_{n3} 的漏端电压减小,则 Q_{p3} 的 $|V_{\text{BE}}|$ 增大,由于双极晶体管的源极电流与 V_{BE} 成指数关系,所以 Q_{p3} 的射极电流将增大,输出电压则有一定程度的降低. M_{p2} 、 Q_{p2} 构成 M_{n4} 的电压偏置,当输出电压降低,则 M_{n4} 的栅极电压也降低, M_{n3} 的漏电流将进一步减小.可见 M_{p2} 、 Q_{p2} 形成正反馈环路,因此 I_{tot} 最终将全部流入 Q_{p3} ,此时的输出电压由最低的 V_{FB} 值决定.

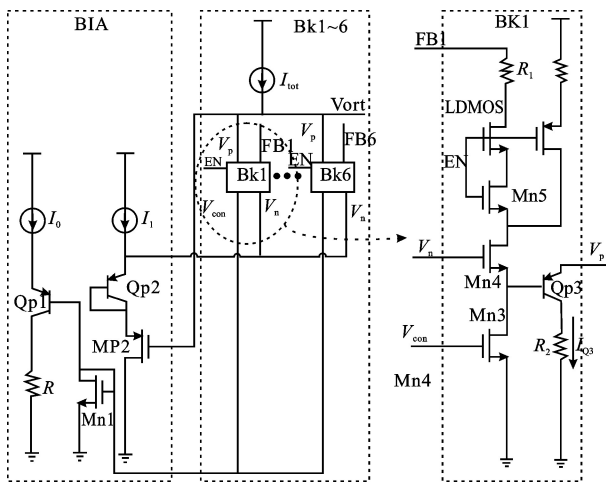


图 5 低电压提取电路

4 仿真结果

Simulink 建模分析的仿真结果如图 6 和图 7 所示.输出电压最终趋于稳定,电感电流工作在 DCM 模式,且电路的输出电压根据负载的变化实现自适应.

低电压提取电路的仿真结果如图 8 所示,由图 8 可见,当 $V_{\text{FB2}} \sim V_{\text{FB6}}$ 为 0.9 V, V_{FB1} 由 0 到 2 V 变化,其值低于 0.9 V 时,输出电压跟随 V_{FB1} 变化,大于 0.9 V,输出稳定在 1.27 V.

升压控制电路负载为 6×10 WLED 阵列,每串的额定电流为 20 mA,输出电压范围为 32~35 V.在 PWM 调光模式下的仿真结果如图 9 和图 10 所示,输出电流受 BRT 信号控制,在额定电流值 20 mA 与 0 mA 之间切换,输出电压稳定在 33.37 V.

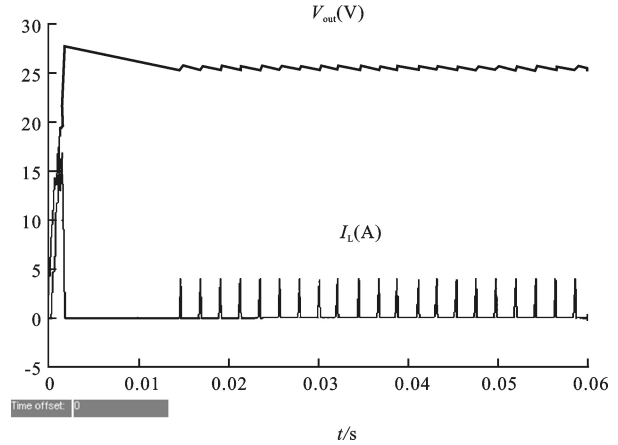


图 6 DCM 模型仿真结果

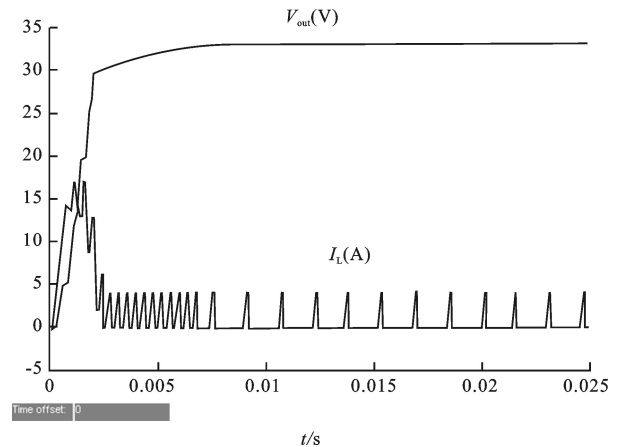


图 7 加大负载后仿真波形

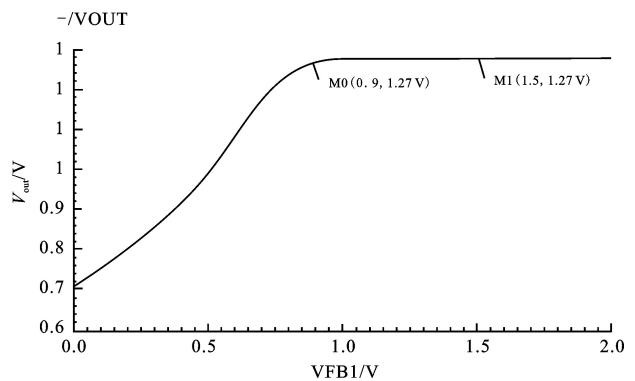


图 8 低电压提取电路的仿真

在 BRT 为低时,开关功率管关断,输出电压只有几十毫伏的降低,仍在额定电压范围之内.误差放大器的输出随 BRT 信号在 3 V 与 0 V 之间快速切换.图 10 中的仿真结果表明:升压控制器在零负载和满负载之间的转换时间小于 12 μs .

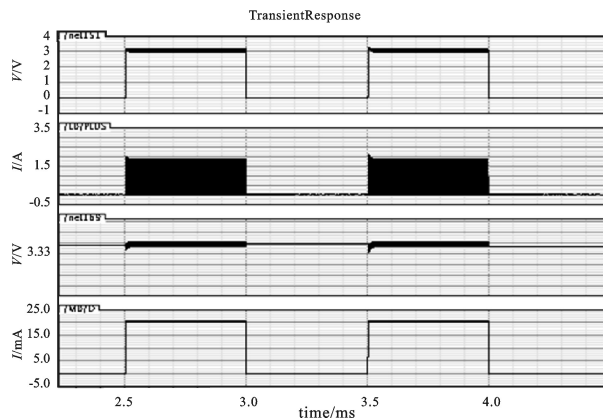


图 9 PWM 模式下电路仿真结果

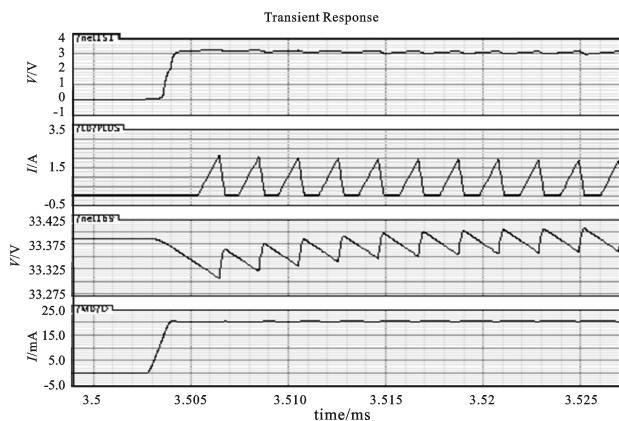


图 10 PWM 模式下切换过程

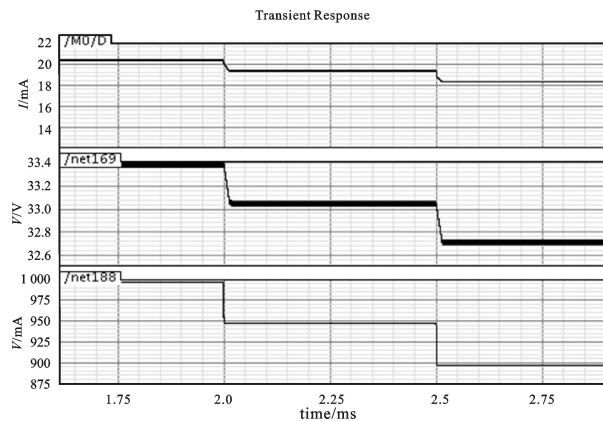


图 11 输出电压自适应仿真结果

模拟调光模式下,输出电压跟随 V_{dim} 值的变化,其仿真结果如图 11 所示。 V_{dim} 由 997 mV 阶跃到 947 mV,再到 897 mV,输出电压也随之由 33.3 V 跃迁到 33.1 V,再到 32.7 V。

在开关控制信号为 1 MHz 时,图 12、图 13 为输出负载不同时,升压控制电路表现出的输出自适应过程。电路负载为 6×6 、 6×8 、 6×10 阵列时输出电压分别稳定为 20.4 V、27 V 和 33.3 V,每串电流均为 20 mA。

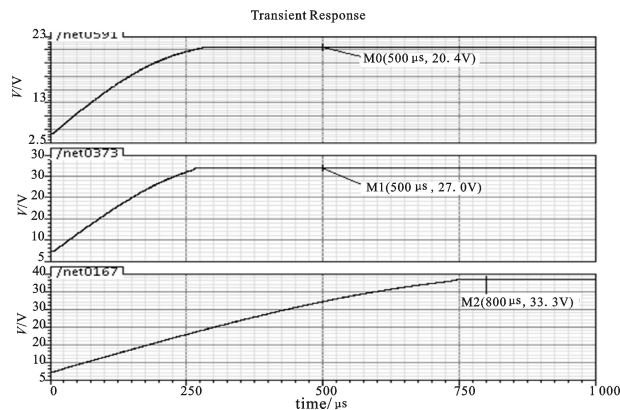


图 12 不同负载下输出电压自适应

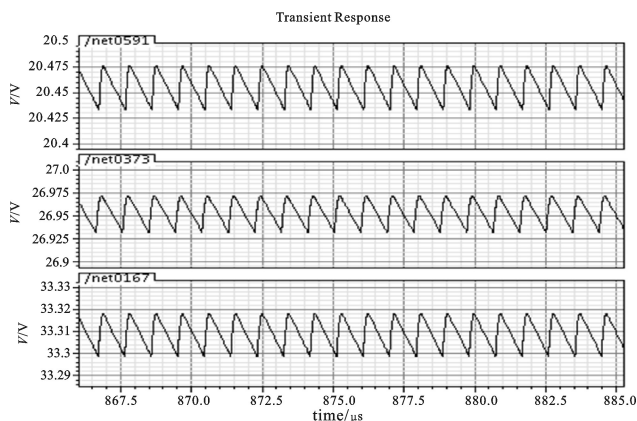


图 13 不同负载下的稳定电压

5 结束语

本文设计了一种用于改善背光源驱动系统的升压控制电路。为满足 LCD 对画面质量的要求,控制电路设计为 PWM 调光和模拟调光两种模式。PWM 调光模式时,采取大电容补偿网络,在开或关状态使输出电压保持恒定,提高了电路开启响应速度, WLED 负载快速进入正常工作状态。模拟调光时,调光信号转换成调光电压,通过调节各负载支路电压变化,控制亮度。负载改变时,根据负载变化自动调整相应的输出电压,确保每个支路工作正常,实现稳定的 WLED 亮度控制。

参考文献:

- [1] Bohler C. LEDs for Illumination: past, present and future[J]. Semiconductor Device Research Symposium, 2003(10):2-3.
- [2] Yuanta Hsieh, Binda Liu, Jianfu Wu, et al. A high-dimming - ratio LED driver for LCD backlights[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(11): 4562-4570.

(下转第 51 页)

表4所示.

表4 FPGA资源占用情况

资源	使用量	总量	占用比例
Slice Flip Flops	803	301 440	1%
occupied Slices	1 827	150 720	1%
4 input LUTs	2 872	26 624	10%
bondedIOBs	58	600	10%

5 结束语

本文设计了一种基于 dPMR 标准数字对讲机的呼叫控制层接口,利用 Verilog HDL 语言进行了硬件实现,并通过了 FPGA 的综合验证.最后,利用 Modelsim 软件进行了仿真验证,仿真结果证明硬件实现满足设计的呼叫控制流程,对于实现具有自主知识产权的数字对讲机的 SoC 设计具有一定的参考价值.

参考文献:

- [1] 中博报告.中国对讲机行业分析报告[EB/OL].(2011-08-27). [2013-04-10]. <http://www.cniir.com/a/>

20110827/23760.html.

- [2] ETSI. TS 102 490 V1. 4. 1 (2008-07). Peer-to-Peer digital private mobile radio using FDMA with a channel spacing of 6.25 kHz with e. r. p of up to 500 mW [S]. Electro -magnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM), Sophia Antipolis Cedex: ETSI, 2008.
- [3] 田耘,徐文波,张延伟.无线通信 FPGA 设计[M].北京:电子工业出版社,2008.
- [4] 张超,林孝康.数字对讲机基带 SoC 中央处理模块的设计[J].电声技术,2012(1):26-28.
- [5] 陈海飞,陈曦,林孝康. dPMR 标准调制解调器设计[J].电声技术,2013(2):30-32.
- [6] 陈曦,陈海飞,林孝康.基于FPGA的dPMR标准信道编码的设计与实现[J].电声技术,2011(10):65-67.

作者简介:

杨震男,(1988-),硕士研究生.研究方向为数字对讲机呼叫控制及基频调制.

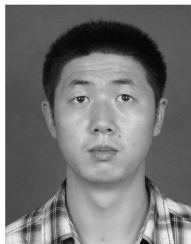
赵玮女,(1991-),硕士研究生.研究方向为数字对讲机语音编码.

林孝康男,(1947-),教授,博士生导师.研究方向为移动通信.

(上接第46页)

- [3] Chi Yat Leung, Mok P K T, Ka Nang Leung. A 1-V integrated current-mode boost converter in standard 3.3/5-V CMOS technologies[J]. IEEE Trans on Solid - State Circuits, 2005,40(11): 2265-2274.
- [4] 程梦璋,凌朝东,李国刚. 升压型 DC-DC 转换器的设计与研究[J]. 微电子学与计算机, 2013, 30(7):99-102.
- [5] Hong Seokin, Han Jinwook, Kim Dooghee, et al. A double-loop control LED backlight driver IC for medium-sized LCDs[C]//Solid-state Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC). San Francisco, 2010: 116-117.

作者简介:



刘振男,(1987-),硕士研究生.研究方向为WLED驱动电路设计.

邵志标男,(1941-),教授,博士生导师.研究方向为模拟集成电路.