

# 一种用于 TFT-LCD 液晶显示的片内门宽调制控制器的设计

叶 强<sup>†</sup> 来新泉 陈富吉 李演明 袁 冰

(西安电子科技大学电路 CAD 所, 西安 710071)

**摘要:** 为了防止在液晶显示面板上发生闪烁和减小栅驱动器的馈通现象,设计了一种基于升压型 DC-DC 和电荷泵的用于 TFT-LCD 液晶显示的片内门宽调制控制器. 该控制器能减小液晶显示功耗,减少栅走线和液晶面板之间的耦合效应,其输出延时可调并输入到栅驱动器中,从而避免液晶显示设备错误的显示. 采用该门宽调制器的基于电流模 PWM 升压型 DC-DC 和电荷泵的芯片已在 UMC 0.6 $\mu\text{m}$  BCD 工艺线投片,DC-DC 的效率高达 93%,可调电荷泵输出电压为 10~30V,测试结果证明该门宽调制控制器电路工作良好,其面积为 0.3mm<sup>2</sup>,静态电流小于 1 $\mu\text{A}$ .

**关键词:** DC-DC 转换器; 电荷泵; 门宽调制; 可调延时

**EEACC:** 2570P; 2570A; 2560P

**中图分类号:** TN433

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0253-4177(2008)08-1620-07

## 1 引言

随着液晶显示技术的迅速发展,由于薄模晶体管有源矩阵液晶显示器(TFT-LCD)具有出色的色彩饱和度、色还原能力和较高的对比度,画质好,响应速度快等优点,使得液晶产品占据了市场,关于液晶方面的研究越来越受关注.

当采用 Common 电压固定的方式来驱动 TFT-LCD 液晶显示设备时,Common 电压的误差会使得正负极性的同一灰阶电压产生误差,在不停切换画面的情况下,正负极性画面的交替,使人感觉到明显的闪烁现象,为了防止这种现象的发生,减小栅驱动器的馈通现象以及栅走线与液晶显示面板的耦合效应<sup>[1]</sup>,通过引入门宽调制控制器电路来解决上述问题.

该设计方法使门宽调制控制器电路的输出下降延时可调,并且下降斜率可调,其输出输入到栅驱动器中,减小了液晶显示的功耗,避免了液晶显示设备的错误显示. 采用该门宽调制控制器的基于电流模 PWM 升压型 DC-DC 和可调电荷泵的芯片已在 UMC 0.6 $\mu\text{m}$  BCD 工艺线投片,测试结果表明该门宽调制控制器电路工作良好.

## 2 TFT-LCD 液晶显示驱动拓扑结构

图 1 是 TFT-LCD 液晶显示驱动拓扑结构,DC-DC、电荷泵和门宽调制控制器电路集成于片内, $V_{\text{GH}}$ 是可调电荷泵电路产生的电压,其作为门宽调制控制器电路的电源; $V_{\text{ADD}}$ 是 DC-DC 的输出,其作为门宽调制控制器电路的输出  $V_{\text{GHLM}}$ 的低电平,同时作为电荷泵和栅

驱动器的电源. Timing & logic 模块产生使能信号(enable)和时钟信号  $V_{\text{FLK}}$ , Enable 使能门宽调制控制器电路, $V_{\text{FLK}}$ 为高电平“1”时,门宽调制控制器的输出  $V_{\text{GHLM}}$ 为  $V_{\text{GH}}$ ,栅驱动器打开 TFT-LCD;当  $V_{\text{FLK}}$ 为低电平“0”时, $V_{\text{GHLM}}$ 为  $V_{\text{ADD}}$ ,栅驱动器关闭 TFT-LCD.

在 TFT-LCD 液晶显示设备中,等效架构图如图 1 所示,TFT 管作为选择开关串接在每一个子像素液晶单元的一个电极上,其栅极与行驱动线相连,源极与列驱动线相连. 其中行扫描线由栅驱动器电路控制,列驱动线由源驱动器电路控制. 当栅驱动器的输出波形中有一行为高电平时,这一行的 TFT 管全部导通,同时源驱动器将准备好的驱动电压通过导通的 TFT 加载到液晶显示电极上,对各像素点的等效电容和存储电容进行充电到相应的灰度等级电压,并由存储电容存储该电压直到下一次 TFT 管打开时才被改变.

### 2.1 芯片系统构成

芯片系统功能框图如图 2 所示,主要包含升压型 DC-DC、输出可调电荷泵、门宽调制控制器电路. 升压型 DC-DC 的输出  $V_{\text{ADD}}$ 作为栅驱动器、电荷泵的电源,同时作为门宽调制控制器的输出低电平;输出可调电荷泵的输出  $V_{\text{GH}}$ ,作为门宽调制控制器的电源和输出  $V_{\text{GHLM}}$ 的高电平. 门宽调制控制器电路,通过延时控制和可调下降斜率,输入到栅驱动器从而驱动 TFT-LCD 液晶显示设备,有效地抑制闪烁现象.

### 2.2 升压型 DC-DC

图 2 中升压型 DC-DC 主要由基准、振荡器、斜坡补偿、启动和故障控制(包括软启动、欠压锁定、过流保护、过温保护、过压保护等)、误差放大器、PWM 比较器和

<sup>†</sup> 通信作者. Email: yeqiang4213@126.com

2008-01-22 收到,2008-03-09 定稿

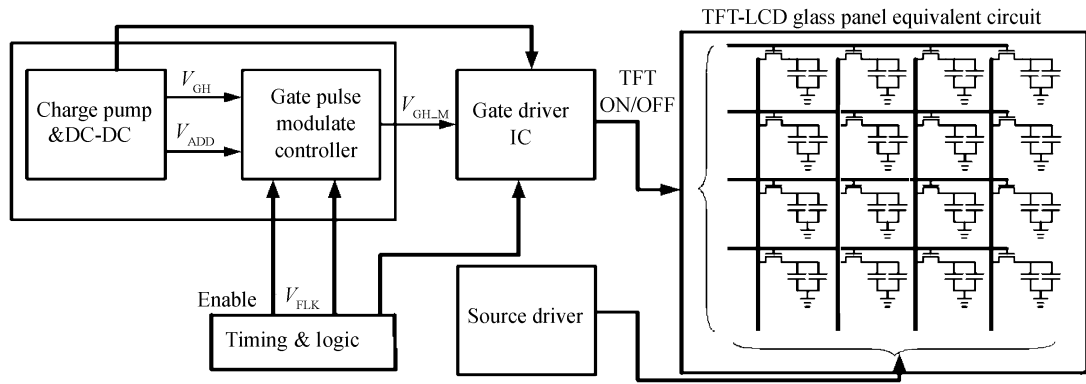


图 1 TFT-LCD 液晶显示驱动拓扑结构

Fig.1 Topology of driver for TFT-LCD

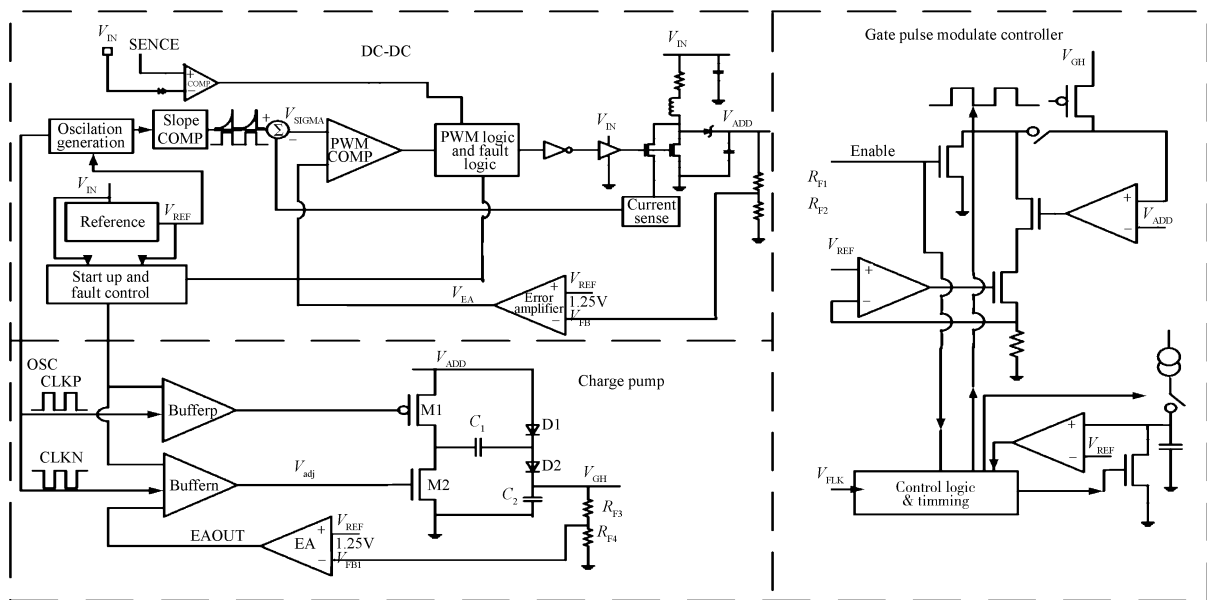


图 2 芯片系统功能框图

Fig.2 Function block diagram of the chip

驱动电路<sup>[2]</sup>等主要模块组成.基准模块产生了 1.2, 0.8, 0.35, 0.3 和 0.15V 等 5 种基准电压.芯片的电流峰值限制值为 3A.振荡器的频率为 1MHz.在欠压锁定模块中,当电源电压  $V_{IN}$  低于 2.0V 时,关断芯片,避免芯片工作在不稳定的模式当中.斜坡补偿模块主要是产生斜坡补偿信号<sup>[3]</sup>,与电感电流采样信号进行叠加,进而与误差放大器产生的信号进行比较得到电感电流峰值检测信号.

反馈电压  $V_{FB}$  与基准信号  $V_{REF}$  比较得到差值放大信号  $V_{EA}$ , 电感电流峰值采样信号与斜坡信号叠加后产生信号  $V_{sigma}$ ,  $V_{EA}$  与  $V_{sigma}$  比较得到峰值监测信号,对每个周期信号进行监测.当电感电流在每个周期达到峰值时,电感电流峰值为  $I_{SW}$ ,主开关管导通电阻为  $R_{DSON}$ ,电感电流峰值限制为  $I_{LIM}$ ,则

$$V_{EA} = V_{sigma} = I_{SW} R_{DSON} + m_{slope} DT (R_{LV} + R_{sense}), \quad 0 \leq I_{SW} \leq I_{LIM} \quad (1)$$

DC-DC 最大负载电流为:

$$I_{OMAX} = \left( I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \frac{V_{IN}}{V_{ADD}}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN}}{L} \times \frac{D}{f_s}, D = \frac{V_{ADD} - V_{IN}}{V_{ADD}} \quad (2)$$

DC-DC 的输出为:

$$V_{ADD} = \frac{V_{IN}}{1 - D} = V_{REF} (1 + R_{F1} / R_{F2}) \quad (3)$$

### 2.3 可调输出电荷泵

图 2 中可调输出电荷泵<sup>[4~6]</sup>主要由振荡器、误差放大器 EA, Bufferp, Buffern, M1, M2,  $C_1, C_2, D1, D2, R_{F3}, R_{F4}$  等组成,设计中采用饱和区 MOS 管 M2 作为输出调节.反馈网络由反馈电阻  $R_{F3}, R_{F4}$ 、误差放大器 EA 组成.开关管 M1 和 M2 由占空比为 50% 的振荡器信号 CLKP, CLKN 控制.误差放大器 EA 的输出为 EAOUT, Buffern 和 CLKN 信号将误差放大器的输出 EAOUT 转化为占空比为 50% 的  $V_{adj}$ ,  $V_{adj}$  振幅由误差放大器的输出电压控制.

CLKP 和 CLKN 是振荡器产生的时钟信号,时钟周期为  $T_{OSC}$ ,幅度为  $V_{IN}$ .对于任意一个  $m$  时钟周期,

当  $mT_{OSC} < t < mT_{OSC} + T_{OSC}/2$  时, CLKP 为低电平“0”, CLKN 为高电平“1”时, M1 关断, M2 导通, 二极管 D1 导通, D2 截止,  $V_{ADD}$  开始对泵电容  $C_1$  充电, 充电时间为  $\Delta T$ , 充电电流为  $I_1$ ,  $C_1$  两端的电压差为  $V_{C1}$ , 饱和区 MOS 管 M2 的导通电阻  $R_{ONM2}$ , 其大小由  $V_{adj}$  控制,

$$R_{ONM2} = f(V_{adj}) = \frac{\partial V_{DSM2}}{\partial I_1} = \frac{2}{\mu n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{M2} (V_{adj} - V_{THN})^2 \lambda} \quad (4)$$

$$V_{C1} = V_{ADD} - V_{D1} - I_1 R_{ONM2} \quad (5)$$

当  $mT_{OSC} + T_{OSC}/2 < t < mT_{OSC} + T_{OSC}$  时, CLKP 为高电平“1”, CLKN 为低电平“0”时, M1 导通, M2 关断, 二极管 D1 截止, D2 导通, 泵电容  $C_1$  开始向负载电容  $C_2$  放电, 放电电流大小为  $I_2$ , 放电时间为  $\Delta T$ , 此时负载电容  $C_2$  上的电压为  $V_{GH}$ , 线性区 MOS 管 M1 的导通电阻为  $R_{ONM1}$ , 其大小由  $V_{IN}$  决定.

$$R_{ONM1} = f(V_{IN}) = \frac{\partial V_{DSM1}}{\partial I_2} = \frac{1}{\mu n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{M1} (V_{IN} - V_{THP})} \quad (6)$$

$$V_{GH} = V_{ADD} - V_{C1} - I_2 R_{ONM1} \quad (7)$$

在泵电容  $C_1$  充电阶段, 当  $mT_{OSC} < t < mT_{OSC} + \Delta T$ , 泵电容  $C_1$  两端的电荷变化量为  $|\Delta Q_{C1}|_{\text{充电}}$ ; 在泵电容  $C_1$  放电阶段, 当  $mT_{OSC} + T_{OSC}/2 < t < mT_{OSC} + T_{OSC}/2 + \Delta T$ , 泵电容  $C_1$  两端电荷变化量  $|\Delta Q_{C1}|_{\text{放电}}$ , 在稳定状态, 泵电容  $C_1$  两端的电压  $V_{C1}$  保持恒定, 由此可知,

$$|\Delta Q_{C1}|_{\text{充电}} = |\Delta Q_{C1}|_{\text{放电}} \quad (8)$$

在稳定状态的时间远大于充电和放电时间  $\Delta T$  时, 即

$$C_1 R_{ONM2} \geq N \Delta T, C_1 R_{ONM1} \geq N \Delta T, N \geq 10 \quad (9)$$

$$|I_1| = |I_2| \quad (10)$$

M1 和 M2 周期性导通, 通过对泵电容  $C_1$  的充放电控制, 能量从电源电压  $V_{ADD}$  传输到负载电容  $C_2$  上. 在任意一个时钟周期, 在对泵电容  $C_1$  充电阶段, 负载电容  $C_2$  向负载供电; 泵电容  $C_1$  放电阶段, 向负载电容  $C_2$  充电. 在电荷泵闭环负反馈系统中, 电荷泵充电能量等于负载消耗能量, 使得输出电压  $V_{GH}$  为一个稳定值. 在泵电容  $C_1$  放电阶段, 若负载消耗的电流为  $I_{load}$ , 则,

$$2\Delta T I_{load} = \Delta T I_2 = \Delta T |I_1| \quad (11)$$

由 (7) 和 (11) 式可得,

$$V_{GH} = V_{REF} (1 + R_{F3}/R_{F4}) = 2V_{ADD} - V_{D1} - V_{D2} - 2I_{load} (R_{ONM1} + R_{ONM2}) \quad (12)$$

饱和区 MOS 管 M2 由振幅受误差放大器控制的振荡信号  $V_{adj}$  控制, 其导通电阻通过反馈环路来调节. 当电源电压或负载电流变化时, 由 (12) 式可以看出, 通过调节反馈电阻  $R_{F3}$  和  $R_{F4}$  的比例, 可以改变输出电压  $V_{GH}$ , 电荷泵反馈环路通过调节 M2 的导通电阻使得输出电压稳定在一个固定值.

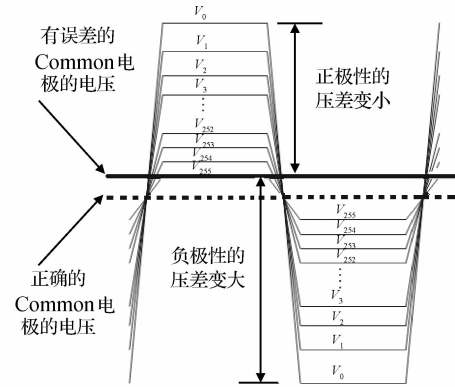


图 3 闪烁现象成因示意图  
Fig.3 Sketch map of cause of flicker

### 3 门宽调制控制器电路设计

#### 3.1 TFT-LCD 液晶显示闪烁现象和栅驱动器的馈通现象分析

TFT-LCD 液晶显示<sup>[7]</sup>的显示电压分成了两种极性, 一个正极性, 另一个负极性, 当显示电极的电压高于 Common 电极电压时, 显示电压成正极性, 而当显示电压低于 Common 电极的电压时, 显示电压为负极性. 在使用 Common 电压固定的方式来驱动 TFT-LCD 液晶显示设备时, 当 Common 电压有一点误差时, 如图 3 所示, 正负极性的同一灰阶电压会产生差别, 在不停切换画面时, 由于正负极性画面交替出现, 就会产生闪烁现象.

馈通电压的产生主要是因为 TFT-LCD 液晶显示面板上其他电压的变化, 经由寄生电容或存储电容, 影响到显示电极电压的正确性. 在 TFT-LCD 面板上主要变化来源有 3 个, 分别是: (1) 栅驱动电压的变化; (2) 源驱动电压的变化; (3) Common 电压的变化. 图 4 是馈通电压形成的示意图. 当栅走线打开或关闭的一瞬间, 电压的变化是最激烈的, 大约有 30~40V, 在经由寄生电容  $C_{gd}$ , 影响到显示电极的电压. 在图 4 中, 帧 N 的栅驱动电压打开时, 会产生一个向上的馈通电压到显示电极上, 源驱动器仍将显示电极充到正确的电压上,

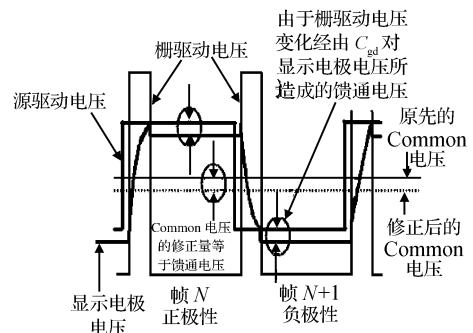


图 4 馈通电压形成示意图  
Fig.4 Illustration of feed through voltage

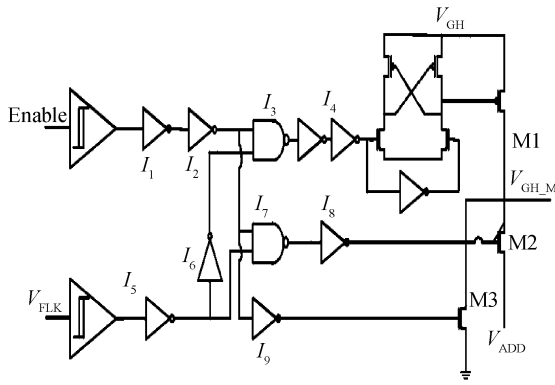


图 5 传统的门宽调制控制器电路

Fig. 5 Traditional gate pulse modulate controller

影响便不会太大；当栅驱动走线关闭的时候，由于源驱动器不再对显示电极充电，所以栅驱动器关闭时的电压降，经由寄生电容  $C_{gd}$  馈通到显示电极上，造成显示电极电压有一个馈通的压降，而影响到灰阶显示的正确性，由于此时源驱动器已经不再对显示电极充电，馈通电压压降会一直影响显示电极的电压，直到下一次栅驱动走线再打开的时候，所以这个馈通电压对于显示画面的灰阶的影响，人眼可以明显感觉到它的存在。

为解决闪烁现象，设计了一种门宽调制控制器电路，能有效解决闪烁现象和栅驱动器馈通问题，通过延时控制避免 TFT-LCD 液晶设备的错误显示，该门宽调制控制器电路易于在芯片内集成，提高了芯片的集成度，减小了 TFT-LCD 外围电源电路的 PCB 面积，静态电流小于  $1\mu A$ ，有效降低了系统的功耗。

### 3.2 门宽调制控制器电路的实现

图 5 所示为传统的门宽调制控制器电路，由于传统的门宽调制电路输出是个完整的方波，其输出到栅驱动器从而驱动 TFT-LCD 会引起闪烁现象的发生。图 6 是新设计的门宽调制控制器电路<sup>[8,9]</sup>，与传统门宽调制控制器相比，延时可调且下降斜率可调，能有效地避免传

统的门宽调制控制器电路所引起的闪烁现象，它由使能单元、延时控制单元、放电控制单元、时序逻辑控制、电平移位、缓冲器 Buffer1、缓冲器 Buffer2 等组成。延时控制单元由 M1, M2, M3, M4, M5,  $C_E$ , COMP,  $I_4, I_6, M20$  等组成。当 Enable 信号为低电平“0”时，门宽调制控制器电路停止工作， $I_{REF1}$  为零温度系数电流， $V_{FLK}$  为占空比为 50% 的方波信号， $V_{GH_M}$  的容性负载  $C_{load}$  大小为 1nF，此时门宽调制电路的输出为  $V_{GH_M}$ ，电容  $C_E$  上的电压为  $f(V_{CE})$ ，对于任意一个时钟周期，当  $nT < t < nT + T/2$  时，

$$V_{GH_M} = 0, f(V_{CE}) = 0 \quad (13)$$

当 Enable 信号为高电平“1”， $V_{FLK}$  为低电平“0”时，电容  $C_E$  开始充电，当电容  $C_E$  的电压达到  $V_{REF}$  时，比较器输出高电平“1”，经过逻辑关断 M4，停止对电容  $C_E$  充电，由此可得，当  $nT + T/2 < t < nT + T/2 + C_E V_{REF}/KI_{REF1}$  时，经由控制逻辑和 M6, M7, M8, M9, M10,  $R_1, R_2, R_3$  组成的电平转换电路，M11 保持导通，电容  $C_E$  充电到  $V_{REF}$  的延时时间为  $T_{delay}$ ，输出  $V_{GH_M}$  的负载电容  $C_{load}$  的电压保持为  $V_{GH} \cdot (W/L)_{M1} : (W/L)_{M2} = 1 : 1, (W/L)_{M3} : (W/L)_{M4} = 1 : K_1$ ，此时有，

$$T_{delay} = \frac{C_E V_{REF}}{K_1 I_{REF1}} \quad (14)$$

$$V_{GH_M} = V_{GH}, f(V_{CE}) = \frac{K_1}{C_E} \int I_{REF1} dt \approx K_1 \frac{I_{REF1}}{C_E} [t - (nT + T/2)] \quad (15)$$

当在下一个时钟周期到来之前，即  $nT + T/2 + C_E V_{REF}/KI_{REF1} < t < (n+1)T$  时，电容  $C_E$  上的电压保持为  $V_{REF}$ ，控制逻辑和电平转换电路关断 M11 和 M19，通过由 Buffer1, Buffer2,  $R_1, R_E, M12, M14, M15, M16, M17, M18$  组成的放电控制单元放电，负载电容放电至  $V_{ADD}$ ，放电电流大小为  $I_{dch}$ ，斜率为 Slope，下降时间为  $T_f, (W/L)_{M17} : (W/L)_{M16} = 1 : 1, (W/L)_{M15} : (W/L)_{M14} = 1 : K_2$ ，此时，

$$I_{dch} = K_2 \frac{V_{REF}}{R_1 + R_E}, Slope = \frac{dv}{dt} = \frac{V_{GH} - V_{ADD}}{\Delta t} = \frac{C_{load}}{I_{dch}}, T_f = \frac{V_{GH} - V_{ADD}}{I_{dch}} \quad (16)$$

$$V_{GH_M} = V_{ADD}, f(V_{CE}) = V_{REF} \quad (17)$$

当 Enable 信号为高电平“1”， $V_{FLK}$  为高电平“1”时，电容  $C_E$  放电到“0”，比较器 COMP 输出为 0，控制逻辑和电平转换电路打开 M11，关断 M12 和 M19，完成对负载电容  $C_{load}$  的快速充电，此时，

$$V_{GH_M} = V_{GH}, f(V_{CE}) = 0 \quad (18)$$

最终设计的门宽调制控制器电路的输出  $V_{GH_M}$  为三态输出，通过下降延时有效地避免了栅驱动器的馈通现象，从而抑制了 TFT-LCD 液晶显示设备的闪烁现象和错误显示，则系统在任意一个时钟周期内有，

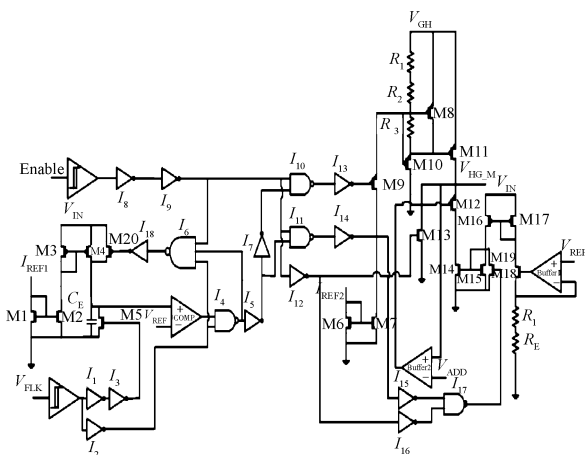


图 6 延时可控的门宽调制控制器电路

Fig. 6 Gate pulse modulate controller with adjustable delay time

$$f(V_{CE}) = \begin{cases} 0, & nT < t < nT + T/2 \\ K_1 \frac{I_{REF1}}{C_E} [t - (nT + T/2)], & nT + T/2 < t < nT + T/2 + \frac{C_E V_{REF}}{KI_{REF1}} \\ V_{REF}, & nT + T/2 + \frac{C_E V_{REF}}{KI_{REF1}} < t < nT + T \end{cases} \quad (19)$$

$$V_{GH,M} = \begin{cases} 0 & \text{Enable} = 0 \\ V_{GH}, & \text{Enable} = "1", V_{FLK} = "1" \\ V_{ADD}, & \text{Enable} = "1", V_{FLK} = "0" \end{cases} \quad (20)$$

### 4 实验测试结果

#### 4.1 整体电路仿真结果

基于 UMC 0.6μm BCD 模型,用 Hspice 仿真本电路(V<sub>IN</sub> = 5V, V<sub>GH</sub> = 25V, V<sub>ADD</sub> = 14V, R<sub>E</sub> = 33kΩ, C<sub>E</sub> = 470pF),仿真结果表明门宽调制控制器电路瞬态特性

良好,与传统门宽调制电路相比,该门宽调制控制器电路输出下降延时可调,下降斜率可调.仿真结果如图 7 和图 8 所示,图 8 中虚线之间部分为 V<sub>GH,M</sub> 下降延时 T<sub>delay</sub> 和可调下降斜率 Slope.图 9 是在 R<sub>E</sub> = 33kΩ, C<sub>E</sub> = 470pF; R<sub>E</sub> = 100kΩ, C<sub>E</sub> = 1pF; R<sub>E</sub> = 100kΩ, C<sub>E</sub> = 1nF; R<sub>E</sub> = 100kΩ, C<sub>E</sub> = 10pF, R<sub>E</sub> = 150kΩ, C<sub>E</sub> = 10pF; 下降斜率 Slope 和 T<sub>delay</sub> 随温度变化的实测曲线.表 1 为芯片的 DC-DC 和电荷泵主要电特性.表 2 为门宽调制控制器的下降斜率和可调延时的仿真测试对照表,该控制器电路能有效地避免闪烁现象的发生,提高了 TFT-LCD 液晶显示设备的画面质量.

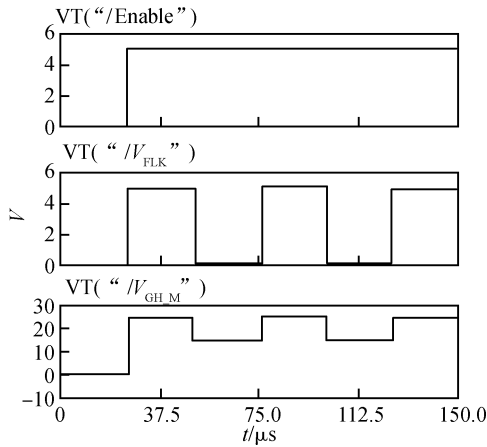


图 7 传统门宽调制控制器的电路波形

Fig.7 Input and output of traditional gate pulse modulate controller

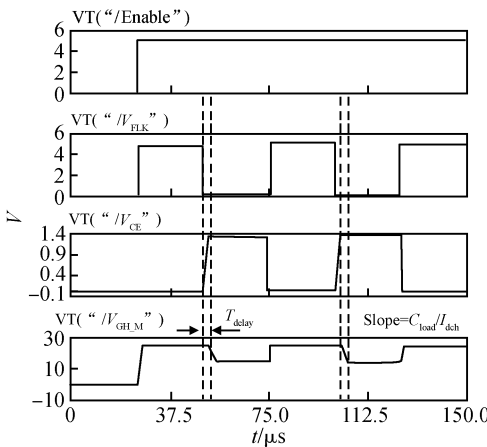


图 8 延时可调的门宽调制控制器的电路波形

Fig.8 Input and output of gate pulse modulate controller with adjustable delay time

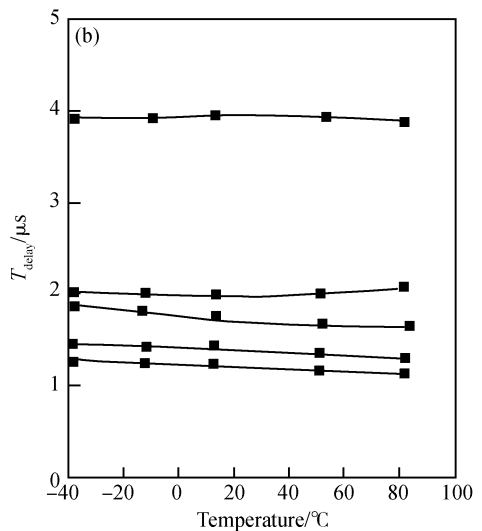
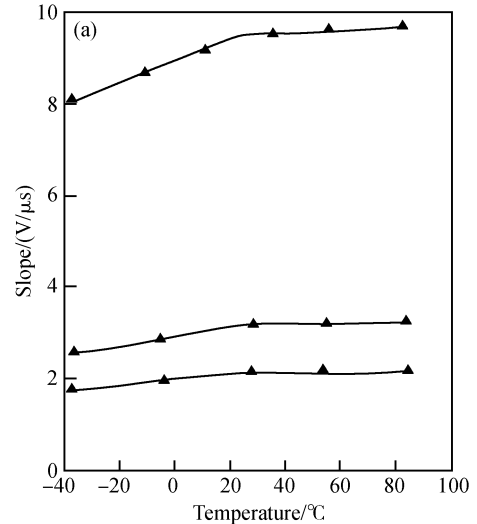


图 9 下降斜率和可调延时随温度的变化曲线

Fig.9 Slope and T<sub>delay</sub> versus temperature

表 1 升压型 DC-DC 和可调电荷泵的主要电特性

Table 1 Electrical characters of DC-DC and charge pump

电源电压 $V_{IN}/V$	2.5	3.6	5.5	
频率 $f_s/kHz$	950	1000	1050	
DC-DC 峰值电流/A	1.5	2.1	3	
DC-DC 效率/%	90	92	93	
DC-D 输出 $V_{ADD}/V$	5~20			
电荷泵	电源电压 /V	输出电压 /V	工作电流 /mA	实现工艺
本文	2.5~5.5	10~30	0.4	0.6 $\mu m$ BCD
文献[4]	3~6	4~45	1.1~2.9	无投片
文献[5]	1.6~2.4	2.22~2.31	无说明	0.25 $\mu m$ CMOS
文献[6]	1.8	6.5	无说明	0.18 $\mu m$ CMOS

表 2 门宽调制控制器的斜率、延时仿真和测试对照

Table 2 Comparison of simulation results with experimental results for slope and delay time

门宽调制控制电路	仿真结果		测试结果	
	下降斜率 / $(V/\mu s)$	延时 / $\mu s$	下降斜率 / $(V/\mu s)$	延时 / $\mu s$
$R_E = 33k\Omega, C_E = 470pF$	9.51	1.98	9.42	1.94
$R_E = 100k\Omega, C_E = 1pF$	3.17	1.20	3.13	1.12
$R_E = 100k\Omega, C_E = 10pF$	3.15	1.40	3.12	1.32
$R_E = 100k\Omega, C_E = 1nF$	3.17	3.94	3.14	3.87
$R_E = 150k\Omega, C_E = 10pF$	2.1	1.68	2.03	1.64

文献[7]介绍了 TFT-LCD 液晶显示单元的动态分析模型方法,其中分析了栅走线和液晶面板之间的耦合效应,文献[8]给出了 TFT-LCD 液晶显示的低功耗应用,文献[9]介绍了一种手提嵌入系统的低功耗 LCD 液晶显示方法,本文在对文献[7~9]研究的基础上,分析了 TFT-LCD 液晶显示的闪烁现象和馈通电压的产生原因,设计了一种集升压型 DC-DC、输出可调低纹波电荷泵和门宽调制控制器于一体的芯片,利用可调延时和下降斜率的控制来抑制 TFT-LCD 液晶显示的闪烁现象,提高了液晶显示的质量,其静态电流小于  $1\mu A$ ,芯片集成度和效率均得到提高,满足了 TFT-LCD 液晶显示的低功耗应用要求。

#### 4.2 投片测试结果及版图

上述含有可调延时的门宽调制控制器电路的芯片已在 UMC 0.6 $\mu m$ -BCD 工艺线投片,对投片结果进行实测验证.图 10 是 DC-DC 的实测波形,测试条件为

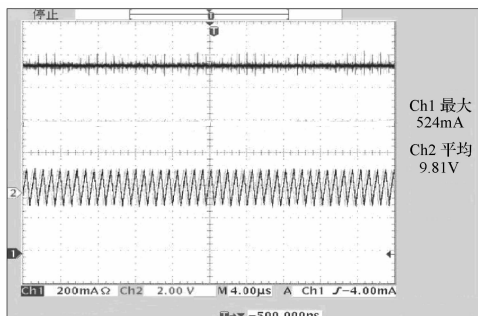


图 10 DC-DC 输出与电感电流实测波形

Fig.10 Output and inductor current of DC-DC converter

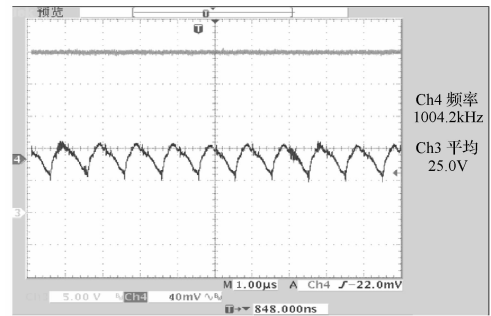


图 11 电荷泵输出直流电压和交流纹波

Fig.11 DC output and ripple of charge pump

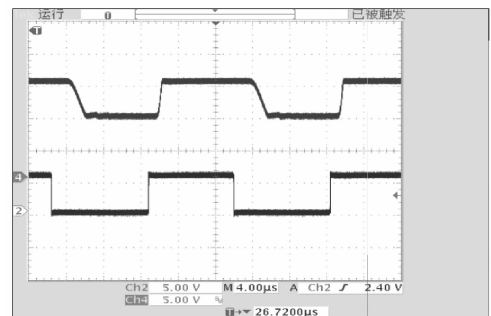


图 12 可调延时门宽调制控制器的时钟和输出

Fig.12 Clock and output of the gate pulse modulator with adjustable delay time

DC-DC 输出滤波电容为  $47\mu F$ ,电感为  $10\mu H$ ,  $V_{IN} = 5V$ ,测得  $V_{ADD} = 9.81V$ ,其中 Ch1 是电感电流波形,Ch2 是 DC-DC 输出  $V_{ADD}$  的电压.图 11 是电荷泵的实测波形,测试条件为泵电容  $C_1$  为  $0.1\mu F$ ,输出负载电容  $C_2$  为  $1\mu F$ , $f_{osc} = 1004kHz$ ,测得电荷泵输出电压 Ch3 为  $25V$ ,交流纹波 Ch4 为  $40mV$ (负载电流为  $50mA$ ).图 12 为可调延时门宽调制控制器的实测波形,测试条件为  $R_E = 33k\Omega, C_E = 470pF, C_{load} = 1nF$ ,测得可调延时为  $1.94\mu s$ ,其中 Ch2 为门宽调制控制器输出  $V_{GHM}$  的波形,Ch4 为  $V_{FLK}$  时钟信号波形.图 13 为具有可调延时和可调下降斜率的门宽调制控制器芯片显微照片,框内为门宽调制控制器电路,其面积为  $0.3mm^2$ ,静态电流小于  $1\mu A$ .

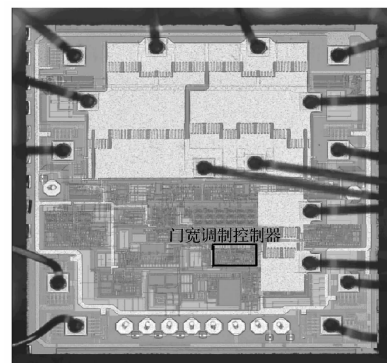


图 13 含有可调延时门宽调制控制器的芯片的显微照片

Fig.13 Microphotograph of the chip with the proposed gate pulse modulate controller

## 5 结 论

通过分析闪烁现象发生的原因和栅驱动器的馈通现象,设计了一种基于 DC-DC 和可调电荷泵的可调延时的门宽调制控制器电路. 投片测试结果表明,基于 DC-DC 和电荷泵的可调延时门宽调制控制器电路工作良好,能有效地抑制 TFT-LCD 液晶显示的闪烁现象,静态时消耗电流小于  $1\mu\text{A}$ ,大大减小了芯片系统功耗,其易于片内集成,有利于减少 TFT-LCD 外围驱动的 PCB 面积.

### 参 考 文 献

- [1] Wei Tingcun, Ding Xingbo, Gao Deyuan, et al. Out buffer circuits for medium or small size TFT-LCD driver IC. Chinese Journal of Semiconductors, 2006, 27(12): 2214 (in Chinese) [魏廷存, 丁行波, 高德远, 等. 中小屏幕 TFT-LCD 驱动芯片的输出缓冲电路. 半导体学报, 2006, 27(12): 2214]
- [2] Ye Qiang, Lai Xinquan, Dai Guoding, et al. Novel driver for class-D audio power amplifier. Chinese Journal of Semiconductors, 2007, 28(9): 1477 (in Chinese) [叶强, 来新泉, 代国定, 等. 一种新颖的 D 类音频功率放大器驱动电路. 半导体学报, 2007, 28(9): 1477]
- [3] Ye Qiang, Lai Xinquan, Li Yanming, et al. A design of piecewise slope compensation circuit for DC-DC converters. Journal of Semiconductors, 2008, 29(2): 281 (in Chinese) [叶强, 来新泉, 李演明, 等. 一种 DC-DC 全区间分段线性斜波补偿电路设计. 半导体学报, 2008, 29(2): 281]
- [4] Tanzawa T, Tanaka T. A dynamic analysis of the Dickson charge pump. IEEE J Solid-State Circuits, 1997, 32: 1231
- [5] Soldera J, Boas A V, Olmos A. A low ripple fully integrated charge pump regulator. Proc 16th Symp Integrated Circuits and Systems Design, 2003: 1777
- [6] Pelliconi R, Iezzi D, Baroni A, et al. Power efficient charge pump in deep submicron standard CMOS technology. IEEE J Solid-State Circuits, 2003, 38(6): 1006
- [7] Aoki H. Dynamic characterization of a-Si TFT-LCD pixels. IEEE Trans Electron Devices, 1996, 43(1): 31
- [8] Kim K J, Kim C H, Roy K, et al. TFT-LCD application specific low power SRAM using charge-recycling technique. Proceedings of the Sixth International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED'05), 2005: 59
- [9] Choi I, Shim H, Chang N. Low power color TFT-LCD display for hand held embedded systems. Proc ISLPED, 2002: 112

## Design of an On-Chip Gate Pulse Modulate Controller for a TFT-LCD

Ye Qiang<sup>†</sup>, Lai Xinquan, Chen Fuji, Li Yanming, and Yuan Bing

(Institute of Electronic CAD, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** To prevent the flicker phenomenon on a liquid crystal and the feed through phenomenon in a gate driving unit of a liquid crystal display device, a gate pulse modulate controller is designed. It can minimize power consumption and reduce the coupling effect between gate line and pixel. It applies an output voltage with a time delay to the gate driving unit, thereby preventing erroneous operation of the liquid crystal display device. A current mode PWM Boost DC-DC converter and a charge pump employing this gate pulse modulate controller circuit have been implemented in a UMC 0.6 $\mu\text{m}$ -BCD process. The efficiency of the DC-DC converter is up to 93%, the output of the adjustable charge pump is 10~30V, and the results indicate that the circuit works well and effectively. The chip area of the gate pulse modulator circuit is 0.3mm<sup>2</sup> and it consumes less than  $1\mu\text{A}$  of quiescent current.

**Key words:** DC-DC converter; charge pump; gate pulse modulate; adjustable delay time

**EEACC:** 2570P; 2570A; 2560P

**Article ID:** 0253-4177(2008)08-1620-07

<sup>†</sup> Corresponding author. Email: yeqiang4213@126.com

Received 22 January 2008, revised manuscript received 9 March 2008