

全集成全桥直流马达驱动芯片的设计

郭振宗, 何 进, 罗 将, 王 豪, 常 胜, 黄启俊

(武汉大学 物理科学与技术学院, 湖北 武汉 430072)

摘 要: 基于 CSMC 0.5 μm HV CMOS 工艺, 实现了一款具有优良动态性能和全面失效保护功能的全集成全桥直流马达驱动芯片。芯片提供了待机、正转、反转和制动四种基本驱动模式, 以及脉冲宽度调制(PWM)调速和模拟电压调速两种调速模式; 集成了全面的失效保护电路, 包括欠压保护电路、过温保护电路和过流保护电路。流片封装后的样片测试结果表明, 芯片各工作模式正常; 在电源电压分别为 5 V, 4 V, 3 V 时, 驱动 MOS 管的导通电阻分别约为 0.65 Ω , 0.8 Ω , 1 Ω ; 在 2.5~5.5 V 工作电压范围内, 可以提供最大值为 1 A 的驱动电流。

关键词: 马达驱动芯片; PWM; 全面失效保护; CMOS

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2016)07-0033-06

Design of Fully-integrated and H-bridge for DC Motor Driver IC

GUO Zhen-zong, HE Jin, LUO Jiang, WANG Hao,

CHANG Sheng, HUANG Qi-jun

(School of Physics and Technology, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A fully integrated and H-bridge DC motor driver with excellent dynamic performance and comprehensive fail-safe function has been implemented in CSMC 0.5- μm HV CMOS technology. In addition to operation with four basic modes, such as idle, forward, reverse and brake, this IC also can drive motor with two kinds of speed regulated modes; pulse width modulator (PWM) signal and analog voltage. The IC integrates comprehensive fail-safe circuits, including the under voltage protection circuit, over-temperature protection circuit and overcurrent protection circuit. The measured results of packaged IC sample show that all drive modes operated well. The power MOSFET's on resistance are about 0.65 Ω , 0.8 Ω and 1 Ω when supply voltage were 5 V, 4 V and 3 V, respectively. The IC can output a maximum of 1 A dc current within a supply voltage range of 2.5-5.5 V.

Key words: motor driver IC; PWM; comprehensive fail-safe; CMOS

1 引言

马达驱动芯片在机器人、仪器仪表和智能家居等领域具有广泛的应用^[1-3]。随着电子技术和集成电路技术的快速发展, 小功率马达驱动芯片在保证基本驱动功能的同时, 还要求集成各种过流、过温等失效保护机制。目前, 功能先进的马达驱动芯片基本被国外所垄断, 国内研制生产的马达驱动芯片大多数功能单一, 工作电压范围小, 导通电阻偏大, 安全性

和可靠性不高, 只能运用在一些特定的场合。

本文基于 CSMC 0.5 μm HV CMOS 工艺, 实现了一款具有优良动态性能和全面失效保护功能的全集成全桥直流马达驱动芯片。该芯片具有以下特点: 在 2.5~5.5 V 工作电压下, 可以提供最大值为 1 A 的驱动电流; 集成了过流、欠压和过温保护电路; 除了待机、正转、反转和制动四种基本驱动模式外, 还有 PWM 调速和模拟电压调速两种调速模式; 零功耗待机; 低导通电阻。

收稿日期: 2015-09-20; **修回日期:** 2015-11-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61204096, 61404094); 中央高校基本科研项目(2042015kf0174, 2042014kf0238); 湖北省自然科学基金(2014CFB694); 江苏省自然科学基金(BK20141218)

2 马达驱动芯片架构

图 1 所示为全集成全桥直流马达驱动芯片的内部架构图,主要包括偏置电路、安全保护电路、占空比控制电路、逻辑控制电路、预驱动电路和 H 桥功率输出电路等。

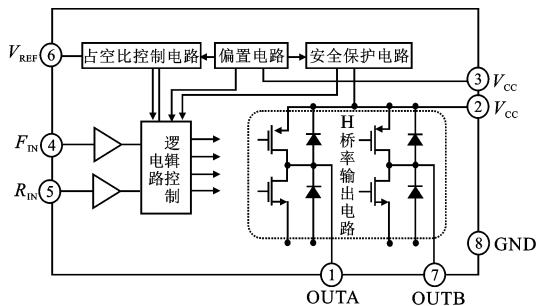


图 1 全桥直流马达驱动芯片的内部架构

其中,偏置电路用于给芯片内部电路提供稳定的电压和电流;安全保护电路,用于提供各种保护机制,包括欠压保护、过温保护和过流保护,当芯片的电源电压小于 2.3 V,或者芯片的结温超过 150℃ 时,自动关断驱动 MOS 管,输出处于高阻状态;而当输出驱动电流大于 1.8 A 的时间超过 10 μ s 时,系统自动关断驱动 MOS 管,等待 300 μ s 后重复驱动电流的检测,直到不出现过流现象;占空比控制电路,通过检测输入引脚 V_{REF} 的电压值,按比例 V_{REF}/V_{CC} 转换为相应占空比的 PWM 信号,从而控制驱动 MOS 管的电流大小以实现马达的调速;逻辑控制电路,根据输入引脚 F_{IN} 和 R_{IN} 的输入逻辑,控制驱动 MOS 管的动作;H 桥功率输出电路,主要有 2 个高边侧 PMOS 管,2 个低边侧 NMOS 管和四个二极管构成,在不同的驱动模式下为马达提供相应的驱动电流。

3 关键子电路设计

3.1 偏置电路设计

图 2 为偏置电路的电路图,其包含三个部分:第一部分为一个 Erdi 电流源电路,用来给带隙基准电路提供稳定的电流^[4];第二部分为带隙基准产生电路,用于产生一个 1.2 V 的稳定电压;第三部分为电流镜电路,把 PTAT(与绝对温度成正比)电流做镜像,供其他电路使用。

图 3(a)所示为带隙基准电压随电源电压变化的曲线,可以看到当电源电压大于 1.4 V 时带隙基准电压可以稳定在 1.2 V;图 3(b)所示为带隙基准

电压随环境温度变化的曲线,可以看到在 -40℃ 至 150℃ 温度范围内,基准电压的温度系数小于 10×10^{-6} ,基准电压值基本稳定在 1.2 V。

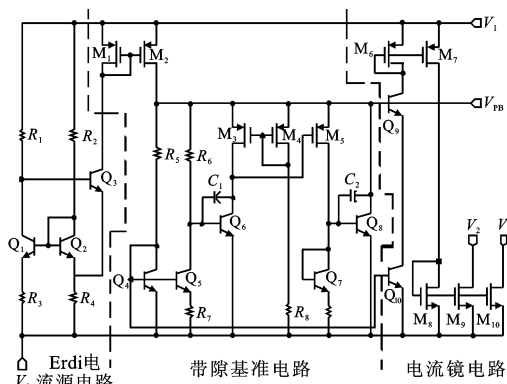


图 2 偏置电路图

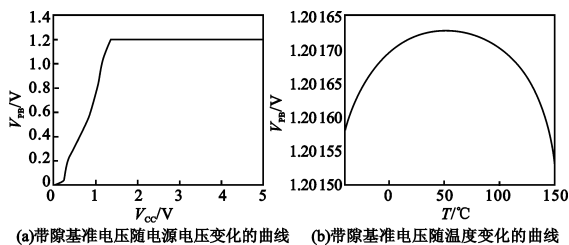


图 3 带隙基准电压随电源电压和温度变化的曲线

3.2 占空比控制电路设计

通过给芯片的引脚 V_{REF} 施加不同的模拟电压值,可以实现马达驱动芯片的 PWM 调速,占空比控制电路检测输入的电压值,按比例 V_{REF}/V_{CC} 转换为相应占空比的 PWM 信号,从而控制驱动 MOS 管的电流大小。

由于需要把引脚 V_{REF} 的输入电压转换为占空比为 V_{REF}/V_{CC} 的 PWM 信号,本文采用了一种新的设计方法,先产生一个固定频率的锯齿波(SAW),然后把 SAW 与 V_{REF} 和 V_{CC} 做比较,SAW 的电压低于输出电压的部分作为 PWM 信号的高电平部分,而高于 V_{REF} ,低于 V_{CC} 的部分作为 PWM 信号的低电平部分。

图 4 所示为占空比控制模块的电路图,为了防止输入共模电压超过比较器的共模输入电压极值, V_{in1} 为电源电压 V_{CC} 经电阻分压后的值, V_{in2} 为参考电压 V_{REF} 经电阻分压后的值, V_{in3} 为 0.1 V 的基准电压。占空比控制电路的工作状态分为以下四个步骤。①初始状态下,电容上的电压值为零,则 V_{out1} 和 V_{out2} 为高电平, V_{out3} 为低电平, Pulse 为低电平, Duty 输出为高电平;由于 Pulse 为低电平,电容通过电流

源被持续的充电。②当 SAW 大于 V_{in3} 后, V_{out3} 为高电平, 锁存器状态保持。③ SAW 继续升高, 当大于 V_{in2} 时, V_{out2} 由高变低, Duty 输出变低。④ SAW 升高到大于 V_{in1} 时, V_{out1} 变为低电平, 则 Pulse 变高, 电容通过 MOS 管放电为零电压, 然后重复到步骤①。图 5 给出了工作中的电压波形示意图。

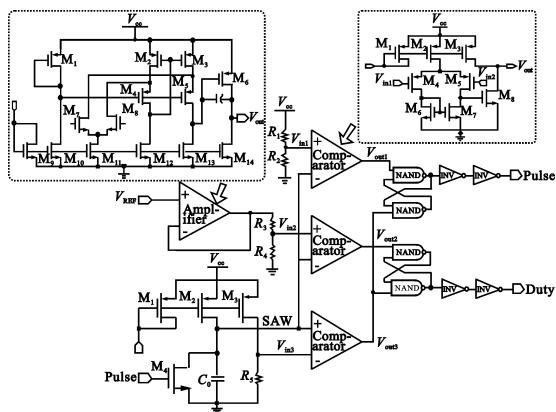


图 4 Duty 控制电路图

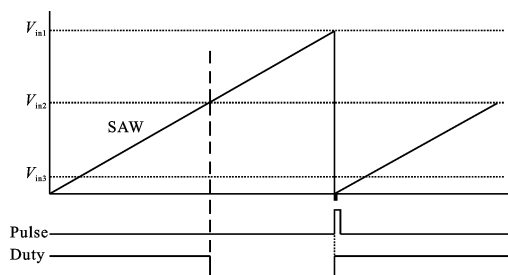


图 5 工作波形示意图

3.3 过温保护电路设计

马达驱动芯片在长时间工作时发热大, 结温高, 容易导致芯片因温度过高而损坏, 因此设计具有自释放功能的过温保护电路至关重要, 当温度超过阈值时, 自动关断功率管; 当温度下降到阈值以下时, 芯片恢复正常工作。

本文利用三极管的基射电压 V_{BE} 具有负温度系数的特性, 设计了如图 6 所示的过温保护电路。其中, 过温保护的结温阈值设为 175°C , 而温度恢复值设为 150°C ; V_{PB} 为偏置电路产生的 PTAT 电流源镜像电压, M_1, M_2 的漏极电流随温度升高而升高, M_2 的漏极电流在电阻 R_1 和 R_2 上形成的分压值 V_L 和 V_H 也是 PTAT 电压, 而三极管 Q_1 的基射电压 V_{BE} 呈负温度系数特性。所以, 当温度不小于 175°C 时, V_{BE} 不大于 V_L , 过温保护电路输出高电平, 关断驱动电路; 当温度下降到 150°C 时, V_H 不大于 V_{BE} , 过温保护电路输出低电平, 驱动电路恢复正常工作。

图 7 给出了过温保护电路的温度扫描曲线, 从图(a)中可以看出, 随着温度的升高, V_{BE} 电压线性下降, 而 V_L 和 V_H 电压值线性升高。从图(b)中可以看到芯片的过温保护点为 175°C , 过温释放点为 148°C , 存在 2°C 的误差, 但在误差允许范围内, 满足设计要求。另外, 由于芯片中功率管产生的热量最高, 温度升高最快, 在版图设计时, 过温保护电路的版图应放置在功率管中间, 或者是功率管四周, 尽量靠近功率管。

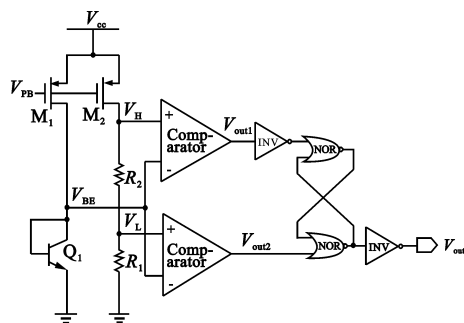


图 6 过温保护电路图

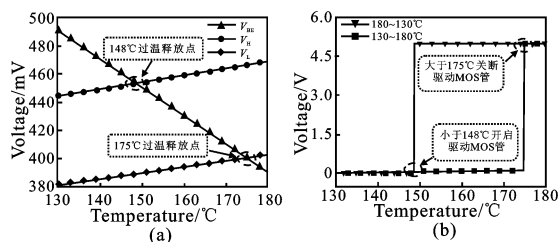


图 7 过温保护电路温度扫描曲线

3.4 欠压保护电路设计

欠压保护电路在小功率马达驱动芯片中具有重要的作用, 当电源电压过低时, 芯片内部电路不能正常工作; 尤其是在通过锂电池供电的情况下, 使用时间过长电压过低会导致电池过量放电, 导致负极碳片层结构出现塌陷, 对其造成不可逆转的损害。

图 8 所示为本文所设计的欠压保护电路, V_{BG} 为带隙基准电路产生的基准电压值, 当电源电压正常时, V_H 和 V_L 值均高于 V_{BG} , V_{out1} 和 V_{out2} 输出高电平, 通过锁存器后输出逻辑为“1”, 驱动管 MOS 正常工作; 电源电压降低时, 当 V_L 的值小于 V_{BG} 时, 锁存器处于保持状态, 输出逻辑值不变; 电源电压继续下降, 当 V_H 也低于 V_{BG} 时, V_{out1} 为逻辑“0”, 锁存器被复位, 输出变为逻辑“0”, 驱动管 MOS 关断。当电源电压升高过程中, V_H 电压大于 V_{BG} 时, 锁存器状态保持不变, 继续升高电源电压使 V_L 也大于 V_{BG} , 则 V_{out2} 变为逻辑“1”, 相应的输出逻辑也变为“1”。

芯片回到正常工作状态。

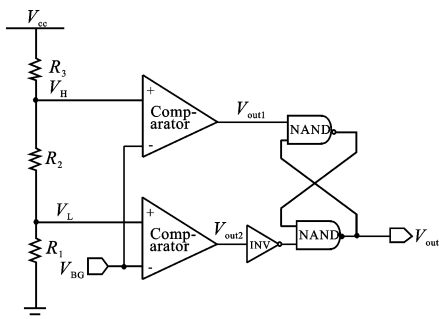


图 8 欠压保护电路图

3.5 过流保护电路设计

为了预防马达驱动芯片因为两个输出端短路或者输出端短路到地线，引起过流而导致芯片烧毁的现象发生。本文设计了如图 9(a)所示的采样电路示意图，设计中采用了由厚度为 $20\ \mu\text{m}$ 的顶层金属制造的方块电阻作为采样电阻，其不但可以承受大电流，而且单个方块电阻的阻值只有 $14\ \text{m}\Omega$ 对驱动管导通电阻的影响可以忽略不计；为了提高采样精度，本文采用开尔文连接方式在金属采样电阻上选取两个点做电压检测^[5]，从而间接获得采样电流值。

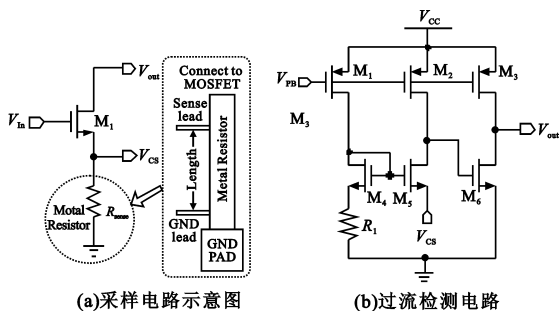


图 9 采样电路示意图与过流检测电路

图 9(b)所示的检测电路由两级放大电路组成，第一级为共栅级结构，第二级为共源级结构，通过金属电阻采样得到的电压值 V_{cs} 与基准电压比较，以判断是否发生过流现象，其中基准电压为 PTAT 电流经电阻 R_1 所得到的分压、同理，高边侧 PMOS 管过流保护电路采用类似的电路结构即可实现。然后把高边侧 PMOS 管和低边侧 NMOS 管的电流检测输出进行逻辑“或”运算，不管是 NMOS 驱动管还是 PMOS 驱动管，或者同时发生过流，都可以检测到，并给出过流信号 V_{detect} 。

当电路检测到驱动 MOS 管输出的驱动电流大于 $1.8\ \text{A}$ 的时间超过 $10\ \mu\text{s}$ 时，系统自动关闭驱动 MOS 管，等待 $300\ \mu\text{s}$ 后重新检测。为此，设计了如图 10 所示由过流信号 V_{detect} 控制的过流时间检测和

自恢复电路，其中 M_1 、 M_2 和 M_5 、 M_6 为电流镜电路，用来设置电容 C_1 的充放电时间，而电容 C_1 充放电状态由 M_3 和 M_4 控制。电路工作过程为：正常状态下，过流信号 V_{detect} 为低电平，则 M_7 的栅极电压为高， M_7 导通后 C_1 被拉为零电位，电路的输出 OC 为低电平。当发生过流现象时， V_{detect} 输出高电平，则 M_7 的栅极变为低电平，由于 OC 维持为低电平，则电容 C_1 通过 M_2 充电， C_1 的上极板电压持续升高，大于 V_H 值时，此时 V_{out1} 和 V_{out2} 均为低电平，通过锁存器后输出 OC 变为高电平，此时 M_3 管关断， M_4 管打开，电容 C_1 从充电变为放电状态， C_1 上极板电压的电压值下降，下降到 V_L 值时， V_{out1} 输出高电平，OC 输出状态再次变为低电平，如此循环往复，直到 V_{detect} 变为低电平。

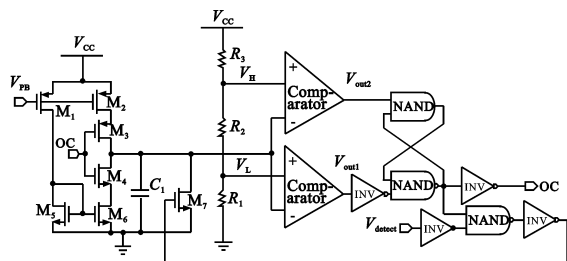


图 10 时间检测与时间恢复电路图

图 11 所示为时间检测与自恢复电路的仿真波形，其中图 11(a)上半部分为电容 C_1 的充放电波形，图 11(a)下半部分为输出端 OC 的输出波形；图 11(b)上半部分为驱动 MOS 管的工作电流波形，图 11(b)下半部分为驱动 MOS 管的工作状态波形。从图中可以看到，当驱动 MOS 管的输出电流大于 $1.8\ \text{A}$ 的时间超过 $10\ \mu\text{s}$ 时，系统自动关闭驱动 MOS 管，等待 $300\ \mu\text{s}$ 后重新检测，直到在 $10\ \mu\text{s}$ 的检测时间内不出现过流现象，驱动 MOS 管恢复正常工作。

4 测试结果与分析

本文采用 CSMC $0.5\ \mu\text{m}$ HV CMOS 工艺，实现了一款全集成全桥直流马达驱动芯片。如图 12 所示，(a)为芯片整体版图，包括压焊盘在内的芯片总面积为 $0.96\ \text{mm} \times 1.21\ \text{mm}$ ；芯片采用 SOP8 封装形式，(b)为芯片的 Bonding 示意图，(c)为裸片封装后的样片图片。另外，对封装后的驱动芯片的样片进行了各种工作模式和驱动 MOS 管导通电阻等测试，相关测试结果如下。

4.1 基本控制模式测试

正转、反转、制动和待机是马达驱动芯片提供的四种基本驱动模式，正转为 OUTA 输出高电平，

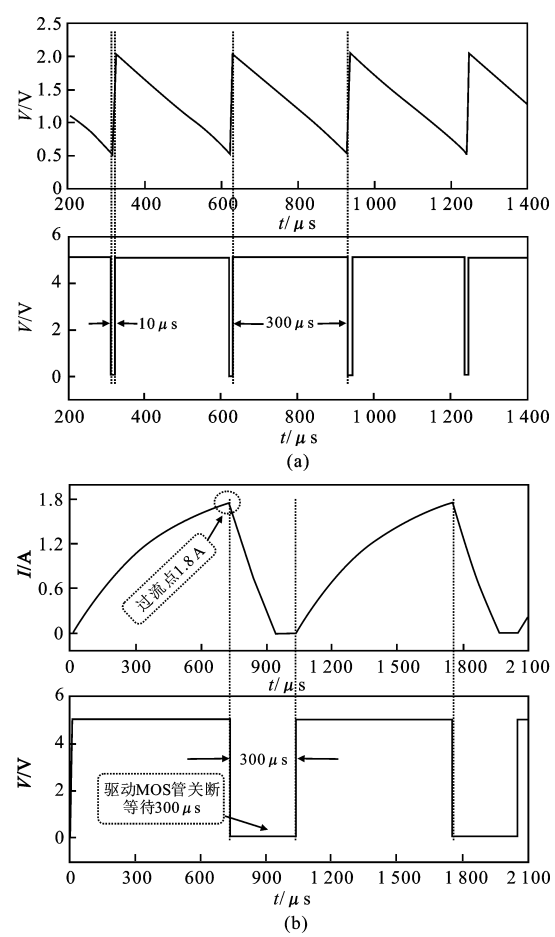


图 11 时间检测与自恢复电路仿真波形图

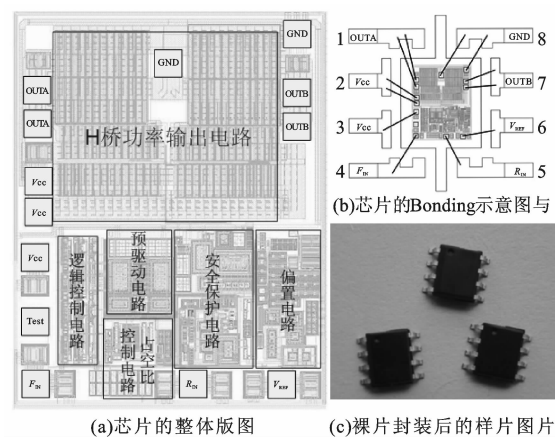


图 12 芯片的整体版图、芯片的 Bonding 示意图与裸片封装后的样片图片

OUTB 输出低电平, 反转相反; 制动为 OUTA 和 OUTB 同时输出为低电平; 待机时 OUTA 和 OUTB 均为高阻态. 因此, 在芯片输入引脚 F_{IN} 和 R_{IN} 上施加不同的逻辑电平, 可以实现马达的正转、反转、制动和待机四种模式. 图 13 所示为输出引脚 OUTA 和 OUTB 在不同模式下的输出波形, 示波器通道 1 接 OUTA, 通道 2 接 OUTB, 图中可以看

出, OUTA 为高的时候马达为正转, OUTB 为高的时候马达为反转, 由于马达在转动后首先经历了制动状态, 所以在制动和待机两种状态下输出引脚电压均为低电平.

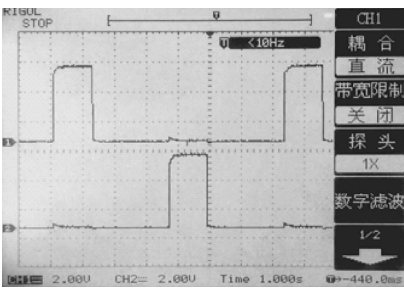


图 13 基本模式下的输出波形

4.2 PWM 控制模式测试

在芯片的引脚 F_{IN}/R_{IN} 施加 PWM 信号, 根据占空比的不同可以控制马达的转速. 图 14(a)所示为 PWM 控制模式 A, 这种模式下, 一端固定输出为高, 另一端输出在低电平和高阻态下变化, 当输出端变为高阻态时, 输出端口电压值高于 $V_{CC} = 5V$, 由图中可以看出, 高电平值约为 $6V$. 图 14(b)所示为 PWM 控制模式 B, 这种模式下, 一端固定输出为低, 另一端输出在高低电平之间直接跳变, 与上图比较发现, 其输出的高电平电压在 V_{CC} 范围之内.

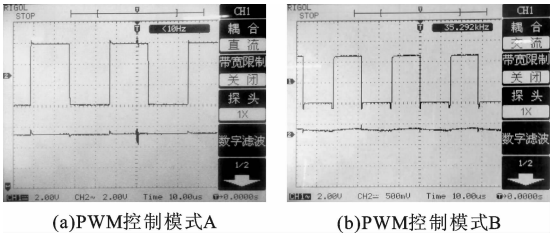


图 14 PWM 控制模式与 PWM 控制模式 B

4.3 V_{REF} 控制模式测试

V_{REF} 控制模式下, 占空比转换电路通过检测引脚 V_{REF} 的电压值, 产生占空比为 V_{REF}/V_{CC} 的 PWM 信号. 此时, 输出状态和 PWM 控制模式 A 一样, 图 15(a)所示为 $V_{REF} = 3V$ 的输出波形. 另外, 为了验证 V_{REF} 对输出电流的影响, 在输出端带负载的条件下, 改变 V_{REF} 的值测试芯片的输出电流, 图 15(b)所示为不同 V_{REF} 下的输出电流, 可以看出输出电流和 V_{REF} 之间基本为线性关系.

4.4 导通电阻测试

芯片工作在正转或者反转且输出端带负载的条件下, 测试不同电源电压下高边侧 PMOS 驱动管和低边侧 NMOS 驱动管的饱和压降和负载电流, 则驱

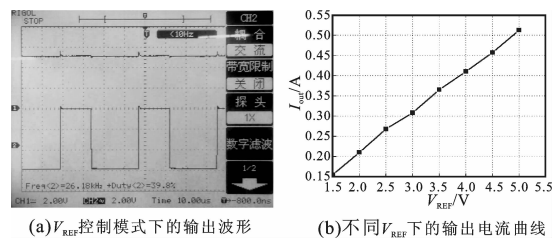


图 15 V_{REF} 控制模式下的输出波形与不同 V_{REF} 下的输出电流曲线

动管的导通电阻为两者饱和压降之和除以负载电流;如图 16 所示为不同电源电压下的驱动 MOS 管导通电阻的变化曲线,从图中可以看出,在电源电压分别为 5 V,4 V,3 V 时,驱动管的导通电阻分别约为 0.65 Ω ,0.8 Ω ,1 Ω . 随着负载电流升高,导通电阻值有所增大,主要原因是负载电流增大,引起芯片发热结温升高,导致导通电阻升高.

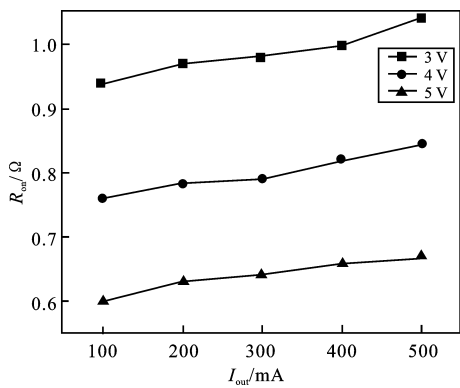


图 16 不同电源电压下的导通电阻变化曲线

5 结束语

本文基于 CSMC 0.5 μm HV CMOS 工艺,实现了一款具有优良动态性能和全面失效保护功能的全集成全桥直流马达驱动芯片. 芯片在 2.5 ~ 5.5 V 工作电压范围内,可以提供最高为 1 A 的驱动电

流;集成了过流、欠压和过温保护电路;提供了待机、正转、反转和制动四种基本驱动模式以及 PWM 调速和模拟电压调速两种调速模式;PWM 调速模式下输出电流与 V_{REF} 的呈线性关系;在电源电压分别为 5 V,4 V,3 V 时,驱动管的导通电阻分别约为 0.65 Ω ,0.8 Ω ,1 Ω . 本文设计的马达驱动芯片可以应用在机器人、仪器仪表和智能家居等领域.

参考文献:

[1] Matsumoto H, Neba Y, Asahara H. Variable-form carrier-based PWM for boost-voltage motor driver with a charge-pump circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8):4728-4738.

[2] Xu Y, Pan H B, He S Z, et al. Monolithic H-bridge brushless DC vibration motor driver with a highly sensitive hall sensor in 0.18 μm complementary metal-oxide semiconductor technology[J]. IET Circuits, Devices & Systems, 2012, 7(4): 204-210.

[3] Gupta V. Working and analysis of the H-bridge motor driver circuit designed for wheeled mobile robots [C]//2010 2nd International Conference on Advanced Computer Control (ICACC). China, Shenyang, 2010: 441-444.

[4] Tham K M, Nagaraj K. A low supply voltage high PSRR voltage reference in CMOS process[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1995, 30(5):586-590.

[5] Ziegler S, Woodward R C, Iu H H C, et al. Current sensing techniques: a review[J]. IEEE Sensors Journal, 2009, 9(4): 354-376.

作者简介:

郭振宗 男,(1982-),硕士.研究方向为模拟集成电路设计.

何进 男,(1975-),副教授,博士生导师.研究方向为模拟、射频、毫米波集成电路设计与系统.

罗将(通讯作者) 男,(1990-),硕士.研究方向为射频、毫米波集成电路设计. E-mail:luojiang@whu.edu.cn.

(上接第 32 页)

作者简介:

谢国波 男,(1977-),博士,教授.研究方向为嵌入式系统.

E-mail:guoboxie@163.com

王添 男,(1990-),硕士研究生.研究方向为嵌入式系统、混沌保密通讯.