

电 子 科 技 大 学
UNIVERSITY OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA

专业学位硕士学位论文

MASTER THESIS FOR PROFESSIONAL DEGREE



论文题目 无刷直流电机高性能驱动电路
的设计与实现

专业学位类别 电子信息

学 号 202022021218

作者姓名 方思鹏

指导教师 李俊宏 副教授

学 院 集成电路科学与工程学院

分类号 TN433 密级 公开
UDC 注 1

学 位 论 文

无刷直流电机高性能驱动电路 的设计与实现

(题名和副题名)

方思鹏

(作者姓名)

指导教师 李俊宏 副教授
电子科技大学 成 都
(姓名、职称、单位名称)

申请学位级别 硕士 专业学位类别 电子信息
专业学位领域 集成电路工程
提交论文日期 2023 年 3 月 30 日 论文答辩日期 2023 年 5 月 8 日
学位授予单位和日期 电子科技大学 2023 年 6 月
答辩委员会主席 _____
评阅人 _____

注 1: 注明《国际十进分类法 UDC》的类号。

Design and Implementation of High-Performance Brushless DC Motor Driver Circuit

A Master Thesis Submitted to
University of Electronic Science and Technology of China

Discipline **Electronic Information**

Student ID **202022021218**

Author **Fang Sipeng**

Supervisor **Prof. Li Junhong**

School **School of Integrated Circuits Science and**
Engineering

摘 要

在电气时代,电动机成为了人类社会的重要动力来源之一,而如何以更高的效率来驱动电机是一个热门的研究方向。而随着半导体技术的发展,功率集成电路因其体积小,重量轻,使用方便,功能多样化,成本较低等优点成为了驱动电机的一个首要选择。电机驱动芯片作为功率集成电路的一种典型的功率集成电路,被广泛用于工业控制,电动汽车,自动化等多个领域。因此,研究高性能电机驱动电路具有重要的意义。

本文基于 0.25 μm 60V BCD 工艺,设计了一种用于驱动无刷直流电机的驱动电路。其供电电压典型值为 42V,最大输出电流可达 2.7A,功率管的导通电阻小于 0.2 Ω 。与同类产品相比,在相同的供电电压下其能够输出更大的电流,满足了高性能的需求。电路内部包含功率管半桥,控制逻辑电路,高边功率管驱动电路,低边功率管驱动电路以及过温保护,过流保护电路等子模块。

本文首先通过无刷直流电机的工作原理来确定驱动电路所要实现的功能,在此基础上进一步确定了驱动电路所需要采用的架构以及子模块电路所需要完成的功能。本文设计的控制逻辑电路除正常控制电路工作外,还包括死区时间,刹车响应与停止响应这三种不同的功能,不仅可以在换相时防止高低边功率管同时导通,还能对外部刹车使能信号以及内部故障停止信号做出不同的响应。本文设计的高边功率管驱动电路包含振荡器,电荷泵以及自举电路,通过振荡器控制电荷泵不断的为自举电路补充电荷,以实现高边功率管长时间导通,以实现最大 2.7A 的输出电流。其种电荷泵与自举电路配合可以输出 48V 的高压控制信号,保证高边功率管工作在深线性区。在电路的保护方面,本文设计了电流监测电路,可以实时监测功率管的电流以及实现 10A 阈值的过流保护功能;以及过温保护电路,可以实现 145 $^{\circ}\text{C}$ 报警,170 $^{\circ}\text{C}$ 关断两种不同的触发阈值。

最后本文通过 Cadence 仿真软件完成了电路整体的搭建,并初步完成了电路的版图设计。同时本文在 42V 供电电压条件下,对电路的各项关键性能参数在不同工艺角,不同温度下进行了仿真测试,结果显示本文设计的无刷直流电机驱动电路的各项性能指标均可满足预期目标。

关键词: 功率驱动, 无刷直流电机驱动, 电荷泵, 自举电路

ABSTRACT

In the electrical age, electric motors have become one of the main sources of motivation for human society, and how to drive it with higher efficiency is a popular research direction. With the development of semiconductor technology, the advantages of power integrated circuits due to their small volume, light weight, convenience, multiple function, and low cost have become the primary choice for driving motors. The motor - driven chip, as a typical power integrated circuit for power integrated circuits, is widely used in industrial control, electric vehicles, automation and other fields. Therefore, studying a high -performance motor -driven circuit is of great significance.

Based on the 0.25um 60V BCD process, this thesis designed a driving circuit for driving a brushless DC motor. The typical value of its power supply voltage is 42V, the maximum output current can reach 2.7A, and the On-resistance of power MOSFET is less than 0.2Ω. Compared with similar products, it can output greater current under the same power supply voltage, which meets the needs of high performance. The circuit contains the power MOSFET semi -bridge, controlling logic circuit, high side power MOSFET driving circuit, low side power tube driving circuit, over temperature protection, overcurrent protection circuit with other sub-modules.

This thesis first determines the function of the driving circuit through the working principle of a brushless DC motor. Based on this, it determines the architecture of the driving circuit and the function of the sub-module. The control logic circuit designed in this thesis not only have normal function but includes dead areas, brake response and the stop response. It can not only prevent the high and low power MOSFETs switch-on at the same time when the conversion is changed, but also have different responses with the brake enable signal and internal failure stop signal. The high side power MOSFET driving circuit designed in this thesis contains oscillator, charge pump, and bootstrap circuit. The charge pump continuously supply charge to the bootstrap circuit with control of the oscillator to achieve long-term high side power MOSFE conduction, which achieves maximum 2.7 A output current. It can output a high voltage control signal of 48V with its bootstrap circuit to ensure that the high side power MOSFET working in a deep linear zone. In terms of the protection of the circuit, the current monitoring circuit is designed in this thesis, which can monitor the current of the power MOSFET in time and achieve

the overcurrent protection function with 10A threshold; and the over-temperature protection circuit can achieve 145° C alarm threshold and 170° C off threshold.

Finally, this thesis completes the overall circuit construction through the Cadence Simulation software, and initially completes the layout design of the circuit. At the same time, under the condition of 42V power supply voltage, the key performance parameters of the circuit are tested at different process angles and different temperatures. The results show that the performance of the brushless DC motor-driven circuit designed in this thesis can meet the expected target.

Keywords: Power driver, BLDC driver, Charge pump, Bootstrap circuit

目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 课题背景及研究意义.....	1
1.2 国内外发展现状.....	2
1.3 本文主要工作内容.....	4
第二章 系统级设计分析	5
2.1 电路的工作原理分析.....	5
2.2 电路架构分析.....	9
2.3 半桥驱动子模块电路分析	11
2.3.1 浮动电源驱动.....	11
2.3.2 变压器耦合驱动.....	12
2.3.3 电荷泵驱动.....	13
2.3.4 自举电路驱动.....	14
2.4 功率管导通电阻及米勒效应	15
2.4.1 功率管的导通电阻.....	15
2.4.2 功率管的米勒效应.....	16
2.5 子模块功能描述.....	18
2.6 电路性能指标.....	19
2.7 本章小结.....	20
第三章 电路模块的设计分析与仿真	21
3.1 控制逻辑电路的设计分析与仿真	21
3.2 高边管驱动电路的设计分析与仿真	27
3.2.1 振荡器电路的分析与设计.....	27
3.2.2 电荷泵电路的分析与设计.....	29
3.2.3 自举电路的分析与设计.....	32
3.3 低边功率管驱动电路的设计分析与仿真	36
3.4 电流采样电路的设计分析与仿真	38
3.4.1 电流监测电路.....	39
3.4.2 过流保护电路.....	42
3.5 过温保护电路的设计分析与仿真	44
3.6 内部供电模块的设计分析与仿真	49
3.7 本章小结.....	51
第四章 电路的总体仿真分析与版图设计	52
4.1 电路功能的总体仿真测试	52
4.2 电路性能仿真测试.....	53

4.2.1 电路最大输出电流仿真测试.....	53
4.2.2 功率管导通电阻仿真测试.....	54
4.2.3 电路的控制信号传输延迟仿真测试.....	55
4.2.4 功率管栅电平的上升和下降时间仿真测试	57
4.2.5 电路的静态工作电流仿真测试.....	59
4.2.6 电路仿真参数汇总.....	59
4.3 电路的总体版图设计.....	60
4.4 本章小结.....	61
第五章 总结与展望	62
参考文献.....	63

第一章 绪论

1.1 课题背景及研究意义

电动机的使用已经深入到生活的方方面面，小到电动牙刷，数码相机，打印机等；大到电动汽车，医疗器械，航空航天等，都大量的使用着各式各样的电机^{[1]-[3]}。常见的电机按所加电源类型一般可分为交流电机，直流电机，按电机结构又可分为有刷电机和无刷电机。图 1-1 展示了有刷电机与无刷电机的结构。从图中可以看出，无刷直流电机可通过功率开关实现换相的操作，因此无需电刷和换相器这种机械结构，故其具有效率高，寿命长的特点^[4]。而相对于无刷直流电机，有刷直流电机由于需要内部电刷来完成换相的操作，电刷和换向器之间的摩擦导致其工作效率不高且寿命较短^[5]。无论是哪种电机，其目的都是将电能转化为机械能。在此基础上，现代电机为了满足各式各样的需求衍生出多种多样的功能，不仅包括基础的启动和停止功能，还加入了反转，变速，刹车制动以及角度监测等功能。而所有的这些功能的实现都要依托于电机的控制驱动电路。微机系统，驱动电路以及电机构成了一个完整的系统。为了实现多种多样的电机驱动功能，电力电子技术，功率驱动技术及功率半导体技术得到了充分发展，这三种技术结合在一起互相影响，相互促进，激发了许多的可能性。

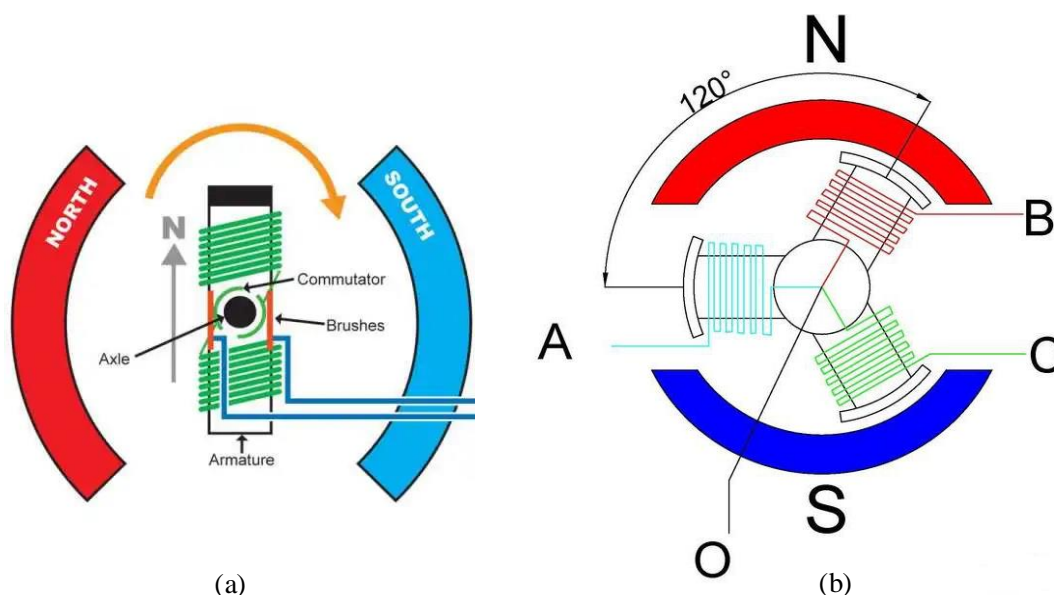


图 1-1 有刷电机与无刷电机的结构图。(a) 有刷电机结构图；(b)无刷电机结构图

从上世纪 80 年代初开始,功率集成电路得到了蓬勃发展。作为电力电子技术,功率驱动技术和功率半导体技术与集成电路技术的结合体,功率集成电路将逻辑控制模块,保护模块以及功率驱动模块集成到单一芯片中或者统一封装在单一模块里,使低压的控制电源能够控制高压的驱动电源^[6]。功率集成电路不仅具有一定的功率输出能力,而且能够通过各个模块对电路的工作状态进行监控与保护。与传统的分立器件搭建成的驱动电路相比。集成式的驱动控制电路具有诸多优点^[7]:体积小,重量轻,功能多样化且控制简单;可以集成在电机内部,简化电机使用,增强电机功能;将控制电路和驱动功率管集成在一起,使电流检测和温度检测更为精准,也更容易实现^[8];在高频率脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)调速时,集成的驱动控制电路能显著减少连接线的使用,因而能够降低信号传输延迟,同时减小分布式电感和电容对整体电路的影响^[9];过流保护,欠压封锁,过温保护等各种功能与功率驱动电路集成在一起,和分立器件功率驱动电路相比成本低,且可靠性更高;单片集成化的设计方便大批量生产,同时也简化了驱动系统的设计,降低开发成本。

随着我国产业由劳动密集型逐渐转向自动化,高质量化发展,行业内对高性能电机的需求也越来越旺盛,而智能机器人,电动车等新兴产业对电机驱动提出了更新、更高的要求^[10]。因此,本文选取高性能无刷直流电机驱动电路作为课题研究的方向。

1.2 国内外发展现状

无刷直流电机的功率驱动电路最早出现于上世纪 70 年代,它主要由微电子技术和电力电子技术结合而成,不但能对外输出一定的功率,而且还具有逻辑控制、传感检测、保护自诊断等功能^[11]。它内部不仅包含功率驱动电路,还集成了各种保护电路,可实现过流、欠压和过压等保护功能,还可实现电机的再生制动^[12]。只需输入对应的 PWM 信号,就可以实现比一般电路更复杂的功能^[13]。系统中的元件数、互连数和焊点数的减少,不仅提高了系统的可靠性,而且减小了电路整体的体积、重量和成本。到了 80 年代,由绝缘栅控制,具有高输入阻抗、低驱动功耗、容易保护等特点的新型栅控类功率器件如双扩散金属氧化物场效应晶体管(Double-diffusion Metal Oxide Semiconductor transistor, DMOS)、绝缘栅双极型晶体管(Isolated Gate Bipolar Transistor, IGBT)等的出现使得功率驱动电路简单且容易集成^[14],功率驱动电路因此进一步发展为功率集成电路,到了 90 年代后期,随着制程工艺水平的提高,功率驱动电路的制造成本逐年下降,功率集成电路正式进入实用商品化阶段。

现如今,无刷直流电机功率驱动模块方面我国仍与外国公司有一定差距。由于在相关领域的研究国外起步更早,因此在市场上外国公司已经推出了许多高性能的产品,因此功率驱动芯片的市场份额主要由国外大型半导体公司占据,如 Infineon (英飞凌), Texas Instruments (德州仪器), On semi (安森美), Toshiba (东芝) 等。这些公司的产品主要基于 BCD (Bipolar-CMOS-DMOS) 工艺,这种工艺于 1986 年首先由 ANDREINI 等人提出^[15],是一种将双极性晶体管,CMOS 以及功率 DMOS 集成在一起的工艺。目前这种工艺经过了多次迭代,逐渐向高压和高密度方面发展,性能也是不断的提升,因此成为了功率集成电路的主要制造工艺^{[16]-[18]}。国外公司采用了 BCD 工艺的产品有: On semi 公司于 2014 年推出的 LV81xxV 系列三相无刷电机驱动芯片就采用了 BCD 工艺,其最大输出电流为 2.5A,工作电压范围为 10-35V,其芯片内部集成了限流电路,欠压保护,过热保护等功能;还有 Texas Instruments 推出的 DRV8301 芯片,用于三相电机的栅极驱动集成电路,其最高工作电压可达 60V,工作温度从-40℃-155℃,芯片内部的死区时间,过流保护等功能都可通过编程控制。Toshiba 推出的 TC78B002FTG 无刷电机驱动集成电路,在 16V 工作电压下可输出 1.5A 电流,工作温度范围-40-105℃,芯片内置转速检测和锁定检测输出,集成电流限制和过流,过热保护模块。Infineon 的 6EDL04x06xT 系列 200V 三相栅极驱动芯片,集成过流保护和超快速低导通电阻自举二极管,输出电流源/沉分别为 0.165A/-0.375A,六组功率管可独立控制,过流恢复延迟时间可由外部编程设置。

得益于近年来国家对集成电路产业的大力扶持,在功率集成领域国内公司也推出了许多优秀的产品。目前,国内推出无刷直流电机驱动集成芯片的公司主要有士兰微,世芯等。其中士兰微推出的 SDH2136U 三相半桥驱动电路,内置死区时间,可确保高低边功率管不会同时导通。内置输入信号滤波,防止噪声干扰。提供外部使能控制可同时关断六通道输出。此外,它还具有欠压保护和过流保护功能,出现异常时立即关断六通道输出。其高侧浮动偏移电压为 600V,输出电流值为 +0.35A/-0.70A。世芯推出的 GC4931 三相无刷直流电机预驱动芯片,可驱动三个半桥,工作电压范围从 4.7V 至 36V,工作温度为-40-150℃,集成过温保护,过压检测,欠压保护,同步整流和转速监测输出功能。

国内高校对这一方面的研究近年来也屡见不鲜。西安电子科技大学的周敏于 2021 年设计了一种基于碳化硅(SiC)的功率驱动集成电路,其最大输出电流为 1A,具有欠压保护和电流保护锁定功能^[19];合肥工业大学的朱守佳于 2022 年设计了一款可调时间的低压无刷直流电机驱动电路,可以在 100ns-2000ns 之间调节电路的死区时间,同时电流输出以及输入能力分别为 615mA 和 816mA^[20]。

随着集成电路工艺以及功率驱动技术的不断发展与创新，功率集成电路的发展也越来越多样化。功率驱动电路的未来发展方向主要集中在智能化控制，高度集成化，高性能高效率以及更高的可靠性等方面。

1.3 本文主要工作内容

本文主要基于 BCD 工艺，研究出一种具有一定扩展性的高性能无刷直流电机驱动电路。该驱动电路集成了温度保护，欠压保护，功率管电流检测等功能，在 42V 典型供电电压下实现了最大 2.7A 的持续输出电流，导通电阻小于 0.2Ω ，同时一般室温下静态电流小于 30mA。与其它同类型产品的关键性能参数对比如下：

表 1-1 关键性能参数对比

参数	DRV8301	LV81xxV	本文设计
工作电压	6-60V	10-35V	42V
工作温度	-40-125°C	-25-80°C	-40-145°C
最大电流	2.3A	2.5A	2.7A
导通电阻	0.3Ω	1.9Ω	0.2Ω

与前文提到的例子相比，本文设计的无刷直流电机驱动电路在最大输出电流方面具有一定的优势，且导通电阻较低，满足高性能驱动的需求。其可扩展性体现于其独立控制的三个半桥，多个该电路可以组成多相驱动电路等其它更高性能的电

路形式，满足多种需求。

本文主要内容安排如下：

第一章主要介绍了本文研究的背景以及研究的意义，接着总结了该领域国内外的

发展现状和发展趋势，最后对本文的工作安排进行了介绍。

第二章主要介绍电路的系统性设计，确定电路的框架结构以及各项性能指标，分析了一些电路设计中可能存在的问题。

第三章详细介绍了电路各个模块的分析设计与仿真验证，为本文重点部分。主要以高边驱动电路，低边驱动电路，温度保护模块以及电流检测模块为重点，详细分析了其电路架构，原理，并利用仿真软件对其进行验证。

第四章对整体电路各项性能指标的仿真结果进行了阐述与分析，然后完成了版图的设计。

第五章本文工作进行了总结与展望。

第二章 系统级设计分析

本章首先分析了无刷直流电机驱动电路的工作原理，以此来确定电路整体的功能要求；接着通过比较不同的架构优缺点对整个电路的架构进行了分析和确立。在确立了架构的基础上，分析了关键子模块驱动电路的架构。另一方面，功率管的驱动存在着一些关键性问题，本章也针对这些功率管驱动的关键性问题进行了分析。最后在之前的分析基础上确定了电路的参数指标。

2.1 电路的工作原理分析

无刷直流电机一般由带线圈绕组的转子和带永磁体的定子组成^[21]。当电源接通时，电流按照一定的顺序流过线圈绕组并产生周期性变化的磁场，周期性变化的磁场与永磁体的磁场互相排斥便使得电机转动起来，如图 2-1 所示：

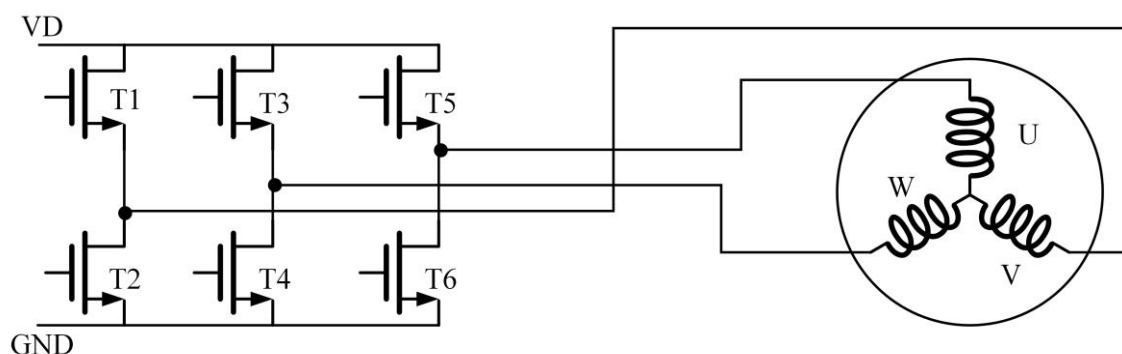


图 2-1 无刷直流电机工作示意图

其中周期性变化的电流由功率管开关控制，其中一种开关顺序为：T1T4-T1T6-T3T6-T3T2-T5T2-T5T4-T1T4。每个功率管两两导通，每次只有一个高边和一个低边管导通，每 1/6 周期换一次相，这种开关顺序被称为二二导通^[22]。

另一种开关顺序为：T1T4T5-T1T4T6-T1T3T6-T2T3T6-T2T3T5-T2T4T5-T1T4T5。每次都有三个功率管导通，同样是每 1/6 周期换一次相。这种开关方式被称为三三导通。

与二二导通相比，三三导通在每一次状态都没有空闲的绕组，每个半桥的导通角为 180° ，因此效率更高，输出功率更大^[23]。而二二导通由于每次换相都有一个绕组空闲，每个半桥导通角只有 120° ，因此其效率相对来说更低，因此本文采用三三导通的控制方式。

由上述对无刷直流电机工作原理的简单描述可以看出，想要驱动无刷直流电机，关键在于要控制三组六个功率开关管。理论上，功率管高边可以由 P 型功率管

组成,但实际电路中考虑到 P 管的性能更差,要达到相同的性能需要的面积更大,这将带来很多额外的寄生效应,使得上下管导通延迟不一致。三组功率管俩两组成半桥,当任意一个半桥高边管或者低边管打开时,该半桥另一边功率管必须保持关闭,即高低边功率管不能同时导通,否则电源将直接短路到地而烧毁。这也意味着在开关管切换的过程要保证一定的死区时间,以确保同一半桥的高低边管不会同时导通。六个开关管的栅极控制信号波形图如图 2-2 所示:

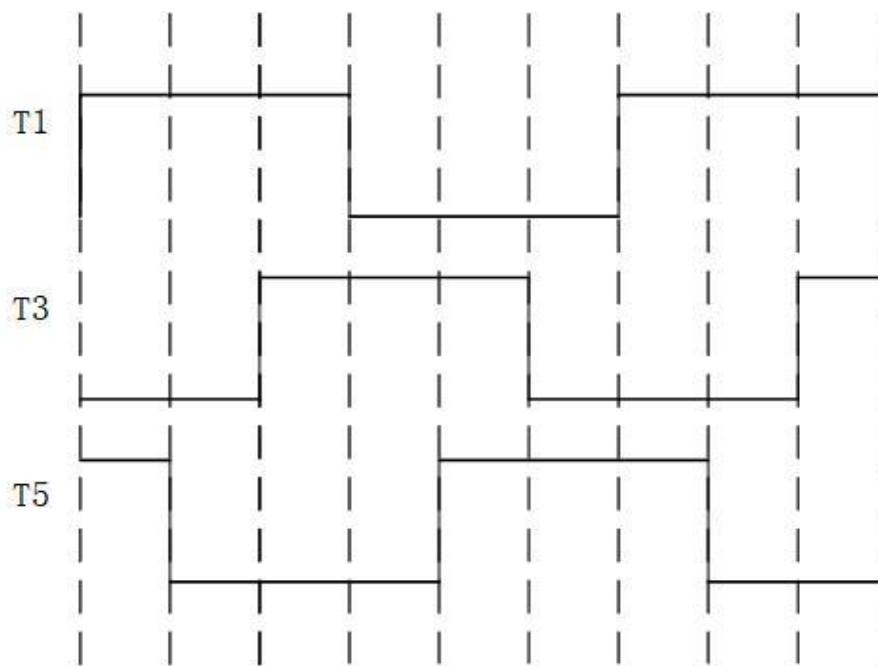


图 2-2 开关管栅极信号波形图

上图只给出了每一路半桥高边管的控制信号,低边管信号对应取反,并与高边管信号保持一定的死区时间即可。如果需要电机反向旋转,将上述控制逻辑对应反向调换,即按照 T1T4T5-T2T4T5-T2T3T5-T2T3T6-T1T3T6-T1T4T6-T1T4T5 的顺序控制功率管开关即可,相关栅极控制信号图与正转类似,这里不重复给出。

在上述基本的控制逻辑的基础上,还可以通过 PWM 的方式进行调速。无刷直流电机的 PWM 调速方法有很多,根据高低功率管栅电压的调制方式不同,可以分为 H_ON-L_PWM 型、H_PWM-L_ON 型、ON-PWM 型、PWM-ON 型, PWM-PWM 型这五种常用的调制方式^[24]。这些调制方式各有优劣,按照前文确定功率管导通顺序,本文设计的驱动电路可以使用 ON-PWM 型, PWM-ON 型和 PWM-PWM 型调制方式来实现电机的调速。这三种调制方式的功率管栅极控制信号波形如图 2-3 所示。为简化波形,每种调制方式也仅给出高边管的栅极控制信号,低边功率管栅极控制信号对应高边功率管栅极控制信号取反即可。

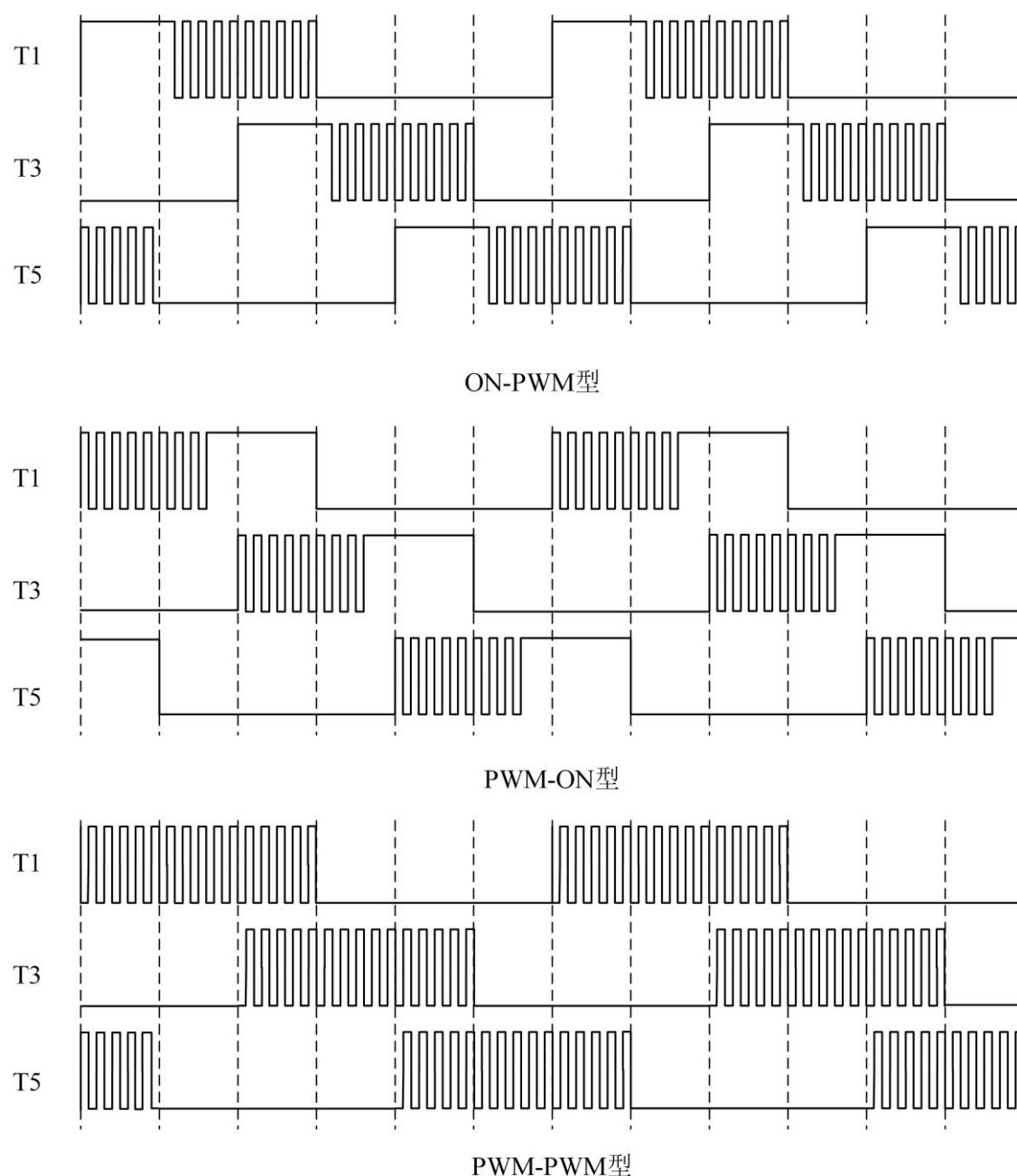


图 2-3 三种调制方式的栅极控制信号波形

除了一般的正转与反转之外，一般的电机还需要紧急制动功能。紧急制动又分为两种情况，第一种为正常的刹车制动情况，此时电路没有损坏的风险。在刹车信号生效的情况下，控制信号迅速做出对应改变使得电机能够快速停止。刹车功能要求所有半桥的高边管关闭，而低边管打开。此时电机的工作模式类似于发电机，电机的机械能将转换为电能迅速的通过内阻耗散掉^[25]。刹车时驱动电路与电机的等效电路图如图 2-4 所示：

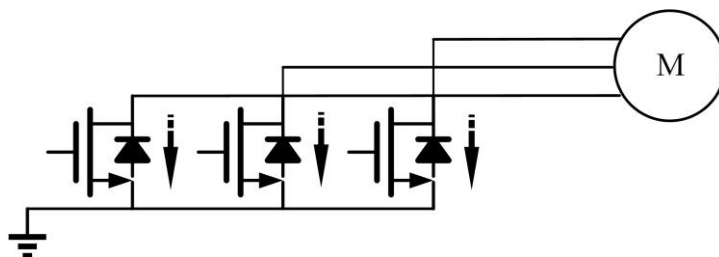


图 2-4 刹车等效电路图

图 2-4 中箭头方向为刹车时电流的耗散方向，可以看出，刹车时等效电路图相当于将电机的端口全部短路接地，此时功率管的体二极管不参与工作。这种将电机端口全部短路的刹车方法又被称为短路制动法^[26]，是常见的几种电机刹车方法之一。另外两种常见的刹车方法为机械制动，即断开电源后靠机械装置给电机施加摩擦力使电机停转；以及反向电压制动，即刹车时将电机接到反向电压电源实现快速制动。与短路法制动相比，机械制动法会带来不可避免的热损耗，高强度的摩擦会带来刹车装置的老化与失效，并且高强度使用下机械刹车具有极为有限的使用寿命，因此在电动车时代机械刹车仅作为非紧急制动情况下的辅助刹车手段。而反向电压制动虽然制动效果好，但对电源要求更高。大功率情况下要得到满足刹车要求的反向电源会使得电路更加复杂，不易于电机复杂电磁环境下设计的鲁棒性。而短路制动法原理简单，无需额外装置或对电路进行改动，因此在电机刹车中得到了广泛的应用。现如今，汽车开始进入全面电气时代，而为了改善电动车的续航，几乎所有的主流电车厂商都加入了动能回收功能^[27]，而使电机工作在发电机状态的短路制动法可以和动能回收实现较好的兼容，因此短路制动法成为了电动车日常非紧急停车时主要的制动方法之一。

而保护情况下的紧急停止则是将所有的功率管关闭，此时电机相当于电源，电机电感上的电流依靠功率管的体二极管来进行异步衰减。当电机电流衰减到 0 时，整个电路处于完全开路状态。紧急停止时的等效电路图如图 2-5 所示：

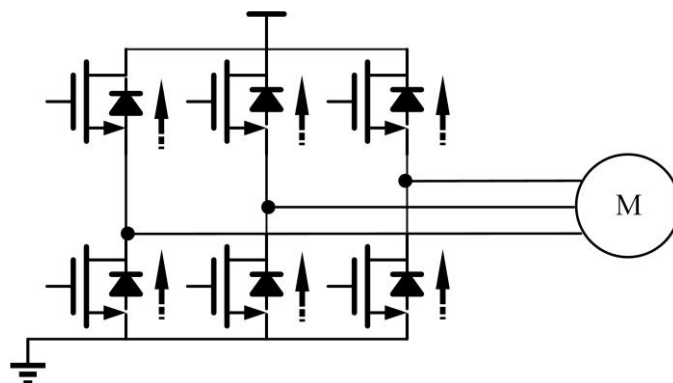


图 2-5 驱动电路紧急停止时的等效电路图

2.2 电路架构分析

针对本文设计的直流无刷电机驱动电路，主要有两种架构可供选择。一种架构为将三个半桥驱动器电路并联结合在一起，组成一个完整的三相驱动器，如图 2-6 所示；另一种架构为将高压驱动部分和低压驱动部分分开，低压驱动通道单独设计成一个完整的子模块，与高压驱动通道隔离开，如图 2-7 所示。

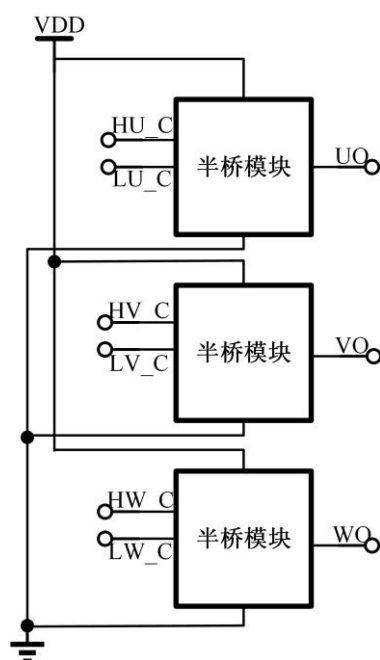


图 2-6 半桥并联式架构

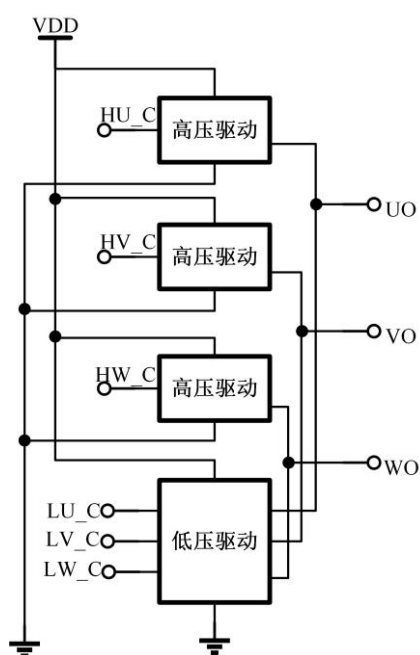


图 2-7 高低压隔离式架构

下面分别分析两种架构的优缺点。首先从电路复杂程度来分析,对于半桥并联式的架构,其电路结构基本相当于三个相同的部分并联,因此从电路设计的角度来看较为简单;而对于高低压隔离式架构,其低压驱动部分需单独设计,电路设计复杂程度相对来说高一点。除此之外,还要考虑两种架构电路实际规模的不同。由于电路中需要给功率管添加各种保护电路,半桥并联的架构需要对每一路都重复添加相同的保护电路,而高低压隔离式的架构则只需在低压驱动部分添加相关的保护电路即可,从电路规模上来看显然高低压隔离的架构电路规模会相对来说小一点。

其次,从电路功能方面来分析。由于半桥并联式架构三个半桥是完全独立的,因此可以单独使用某一半桥来驱动其它半桥驱动器,也可以多个电路一起使用来驱动多相电机(一般大于三相),其优点有^{[28]-[32]}:可以实现低压大功率调速;可以优化电机转矩脉动,提高效率;容错率高;控制自由度高。而对于高低压隔离式的架构,由于其三个半桥不是完全独立的结构,所以较难实现这样的扩展功能。

然后是电路性能方面的考虑。由高压驱动的电路部分在开关时会产生很大的瞬态跳变,在电路内部形成噪声,这种噪声对低压驱动通道的影响尤为严重。而半桥并联式的架构将高压驱动和低压驱动结合在一起,其中的高压驱动通道在正常工作时相当于低压通道的噪声源,这种影响在高压大功率的情况下更为严重。而高低压隔离式的架构,如图 2-6 所示,其高压驱动部分和低压驱动部分是隔离开的,其高压的地电位和低压的地电位也是分开的,甚至于高压驱动电路可以和低压驱动电路分别集成到不同的硅片上,并采取 Chip-lets(芯粒)封装。这种情况下,高压驱动部分噪声对低压驱动通道的影响无疑是小了很多。

最后从成本方面来分析。就集成电路生产制造的成本来看,单片集成化的半桥并联式结构显然成本要低一些。虽然半桥并联的架构由于每一路都需要保护电路,其电路规模比高低压隔离式架构要大一些,但其重复的结构可以使得版图绘制和掩模版制作的成本低很多;而高低压隔离式架构的低压部分需要单独绘制版图,如果为追求更高性能而采用 Chip-lets 封装,则掩模版和封装的成本会高很多。总体上来说,高低压隔离式的架构其生产制造成本显然比半桥并联式架构要高一些。

最后综合以上四个维度的考虑,图 2-5 的半桥并联式架构显然更符合本次设计的要求。由于本文中所设计的电机驱动电路工作电压达不到特高压的程度,所以高压部分的噪声干扰影响不大,半桥并联式架构完全能够满足电路设计需求。而半桥并联式架构的高可扩展性给本文设计的电路提供了更多的可能性,相对简单的设计过程和电路结构也给电路的调试提供了很多便利。综上所述,本文采取半桥并联式架构作为本文所设计电路的基本架构。

2.3 半桥驱动子模块电路分析

在上一节的分析中本文确定了无刷直流电机驱动电路的整体架构。这一节将对整体架构中主要子模块电路，即半桥驱动电路的结构进行具体分析。出于对芯片性能，面积以及工艺复杂度等各方面因素的考虑，桥式驱动电路的高边管往往也会采用载流子迁移率更高，性能更好的 NMOS 管^[33]。在高边管导通时，由于其工作在线性区，所以高边 NMOS 管的源端电位会接近电源电压，此时就要求高边 NMOS 管的栅极驱动电压要大于电路的电源电压。本节将对高边 NMOS 管栅极驱动的各种方案进行分析，最后确定本文所使用的方案。

2.3.1 浮动电源驱动

驱动栅极的电压源负端不接地，而是接浮动的高边 NMOS 管的源极。如图 2-8 所示。浮动的电源为栅极驱动电路提供电源，整体电路的逻辑控制依靠电平移位电路或者隔离器来实现电平转换。

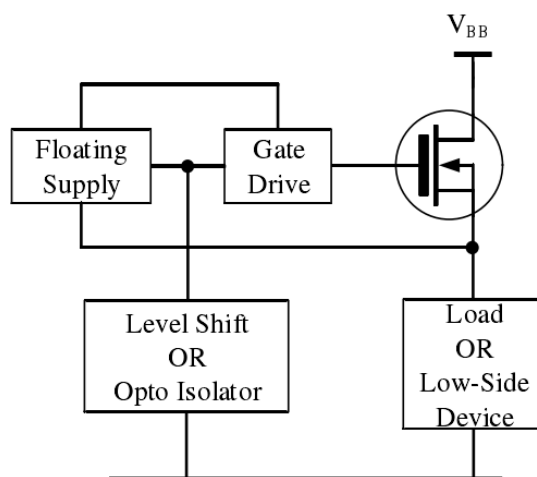


图 2-8 高边管浮动电源驱动结构

在这种结构中，整个高边驱动通道需要集成在一个隔离阱中，并且每一路高边管都需要一个隔离式电源来进行驱动。这种结构早期被用于多种经典半桥驱动电路中，例如 International Rectifier（国际整流器公司）所生产的 IRS2110 就采用了这一结构。由于其独立施加的浮动电源可以实现某些功率器件的驱动优化，所以这一结构适合那些几百伏甚至上千伏的大功率器件进行快速开启和关断，例如 IGBT 等。而在本文所设计的驱动电路中，最高电压不过几十伏特，使用独立的电压源驱动高边管无疑是一种浪费。

2.3.2 变压器耦合驱动

变压器耦合驱动属于隔离式栅极驱动技术的一种，采用电磁隔离的方式，利用变压器升压的原理来驱动高边功率管，同时将高压驱动电路与低压控制电路隔离开其一般结构如图 2-9 所示：

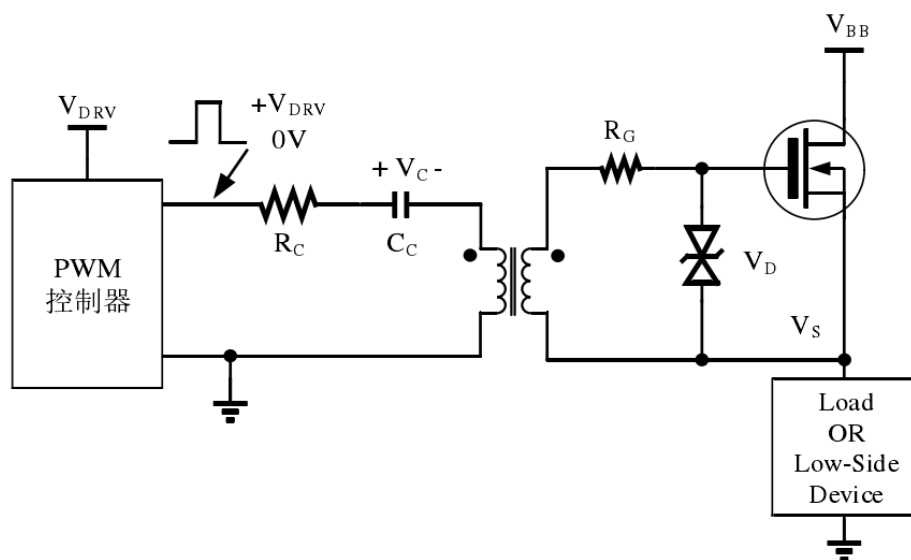


图 2-9 变压器耦合驱动结构图

其中电容 C_C 用于隔离直流信号，防止变压器磁芯饱和，电阻 R_C 用于增大阻尼系数，防止变压器原边电路发生 LC 震荡； R_G 为限流电阻，用于减小功率管开关时的冲击电流， V_D 为稳压管稳压值，用于防止高边管栅极电压过冲。其核心设计在于变压器结构的设计。若采用集成式变压器，则变压器与集成电路工艺结合也是一大设计难点。变压器是影响该结构开关效率最大的因素之一，要针对这一点进行优化，就要优化变压器的结构，包括匝数，电感，寄生电阻等；同时还要优化 PWM 控制器的控制逻辑，使得变压器在关断时能够及时退磁而不产生振荡。

变压器耦合式驱动由于采用了电磁隔离式的驱动方式，其最大的优点在于将低压控制信号的共模电平与高压驱动信号的共模电平通过变压器完美的隔离开，因此具有较高的共模瞬态抗扰度，这一特性使其非常适合具有复杂电磁环境的应用场景，例如电动汽车，高铁等。但同样也是因为变压器的存在使其收到了很多限制，不管是片上集成变压器还是分体式变压器都不可避免的降低了电路的集成度，使芯片面积增大。同时由于整个电路是依靠电磁感应来传递信号的，所以控制信号必须通过 PWM 控制器转换为变压器能够传递的交流信号，而 PWM 信号的频率则限制了变压器的尺寸：PWM 信号频率越低，变压器尺寸越大，这也限制了该结构的适用范围。

2.3.3 电荷泵驱动

在单电源的集成电路中,要得到高于电源电压幅值的信号,可以使用电荷泵这一结构。如图 2-10 所示:

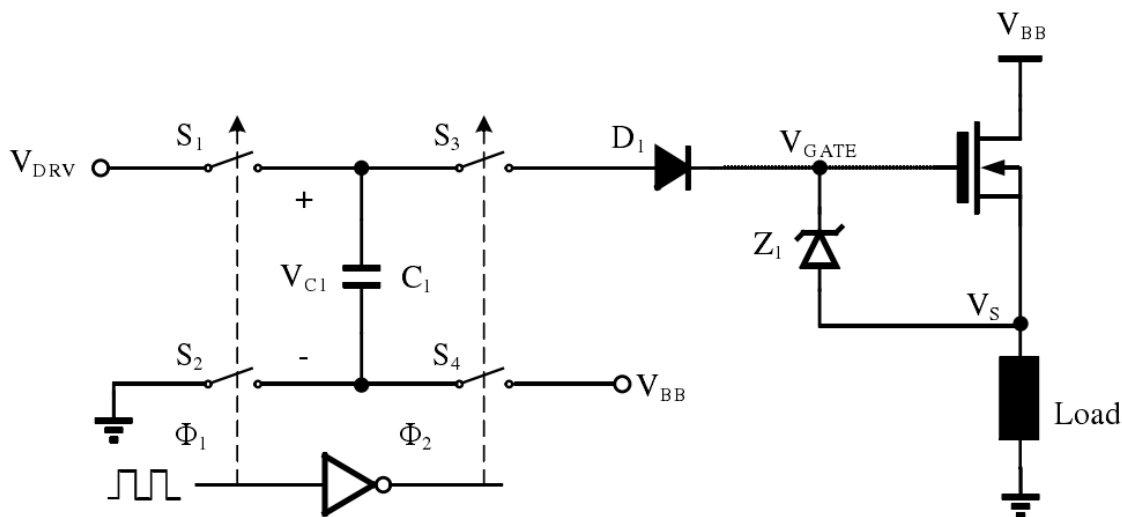


图 2-10 电荷泵驱动电路结构图

图中 S1、S2, S3、S4 分别为两组时序相反的开关,当 S1, S2 开启时, S3, S4 关闭,此时电容 C_1 下极板接地,上极板接电源电压 V_{DRV} ,电容 C_1 此时被充电;当 S1, S2 关闭, S3, S4 打开时,电容 C_1 下极板接到电源电压 V_{BB} ,此时由于电容两端电压差不能跳变,因此上极板电压被抬升到大于 V_{BB} 的值。设功率管栅电容为 C_G ,开关时钟周期为 T ,则经过 n 个周期后,功率管栅极电压可表示为^[34]:

$$V_{GATE}(n) = V_{BB} - V_{DI} + \left[1 - \left(\frac{C_L}{C_L + C_G} \right)^n \right] \left[V_{DRV} - \left(\frac{1}{C_L} + \frac{1}{C_G} \right) I_{out} T \right] \quad (2-1)$$

其中 I_{out} 为功率管栅电容的充电电流,一般情况下该电流极小可以忽略,当 n 足够大且 C_1 远大于 C_G 时,功率管栅极电压变为:

$$V_{GATE} = V_{BB} - V_{DI} + V_{DRV} \quad (2-2)$$

该电压值比电源电压 V_{BB} 高,因此控制 V_{DRV} 的大小以及电容 C_1 的容值即可使功率管栅压 V_{GATE} 高于源极电位 V_S 而开启。其中二极管 D_1 用于防止功率管栅极电流倒灌,稳压管 Z_1 用于限制功率管栅源电压差防止功率管栅极击穿。由于电荷泵电路中常用 MOS 管作为开关,所以存在一定的导通损耗,实际电压值会比理论值略低。利用电荷泵实现高边管驱动的优点在于电路结构简单且易于集成化,但同时也需要注意电路中 MOS 管以及电容耐压的问题。由于电路本身的特性,功率管的栅电压有半个时钟周期仅由栅电容维持,所以电荷泵驱动的波纹会比较大。除此

之外, 电荷泵的电容取值决定了栅压的稳定时间, 对于较大面积的功率管, 其栅电容比较大, 为达到快速响应的要求, 电荷泵的电容需取一个较大的值, 这也制约了电荷泵电路规模的小型化。

2.3.4 自举电路驱动

自举电路是一种在高边 NMOS 管栅极驱动中常见的电路结构。该电路以自举电容为核心, 通过电荷转移的方式, 将充至一定电压的自举电容下极板接至高边 NMOS 管源极而上极板接至高边 NMOS 管的栅极, 使高边 NMOS 管能够开启, 其基本结构如图 2-11 所示:

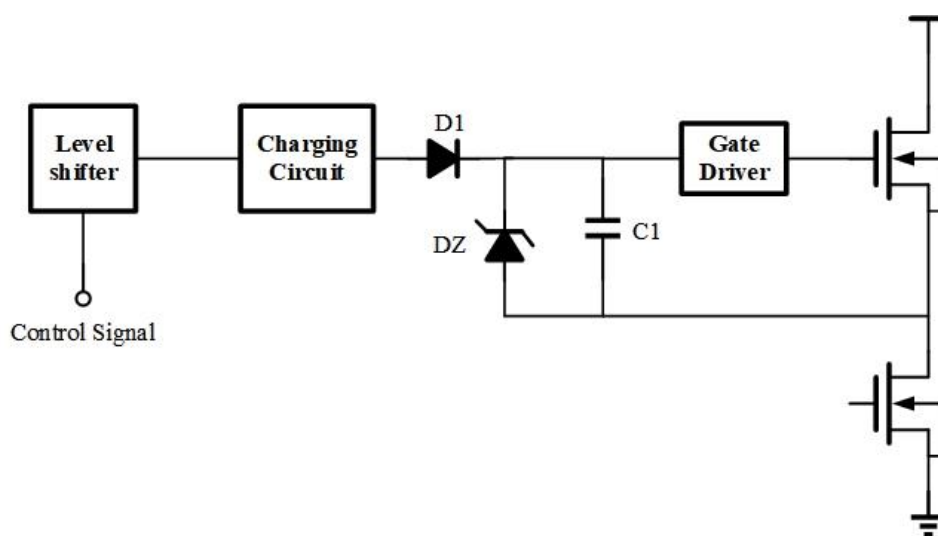


图 2-11 自举电路驱动结构

其中二极管 D1 用于防止电流倒灌, 齐纳管 DZ 用于钳位自举电容 C_1 两端的电位, 防止电容过充而击穿。电平位移电路用于实现控制信号的电平转换, 充电电路用于给自举电容 C_1 充电, 栅极驱动电路用于开启高边 NMOS 管。自举电容 C_1 为核心器件, 不仅要完成升压的功能, 还要在高边 NMOS 管打开期间提供栅极驱动电路的静态工作电流 I_Q , 以及供给功率管栅极电容的电荷 Q_G , 则自举电容 C_1 的容值可由确定为:

$$C_1 = (Q_G + I_Q \frac{D}{f}) / \Delta V_{GS} \quad (2-3)$$

式中 D 和 f 分别为自举电路工作的占空比与工作频率, ΔV_{GS} 为自举电路工作时所带来的栅源电压的波动值。

为了使高边管能够长期保持开启状态, 可以让充电电路周期性的给自举电容补充损失的电荷, 而充电电路的电荷供给能力又会决定自举电容 C_1 的取值以及电

路的开关效率。因此可以采用电荷泵作为自举电路的充电电路，将电荷泵与自举电路相结合，以远大于自举电路工作频率的时钟速度给自举电容补充电荷以减小 ΔV_{GS} ，这也是本文后续电路设计所采用的方案。

2.4 功率管导通电阻及米勒效应

功率管的导通电阻直接影响电路的工作效率，在电路正常工作时，功率管的导通电阻越大，功率损耗就越大，电路发热量也越大，因此过大的导通电阻不利于芯片正常工作。

功率管的米勒效应则是因为功率管的寄生电容的影响，不仅会导致在功率管导通过程中栅源电压存在着一段平台区域，还会使得在半桥上管导通时，下管意外导通，损坏电路。米勒效应广泛存在于各类栅控功率器件中，例如 LDMOS(横向双扩散 MOS 管)，VDMOS(垂直双扩散 MOS 管)，以及 IGBT 等。

2.4.1 功率管的导通电阻

在一般情况下，功率管完全导通后工作于线性区，其导通电阻表达式如式(2-4)所示：

$$R_{on} = \frac{I}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (2-4)$$

显然导通电阻与器件本身宽长比以及栅源电压 V_{GS} 有关。要减小导通电阻，就要增大功率管的宽长比，这一般通过多个功率管单元并联实现，以优化版图面积；增大功率管栅源电压 V_{GS} ，但同时也要注意功率管的耐压情况，因此增大栅源电压 V_{GS} 存在一定的局限性。

在功率管导通时，由于导通电阻 R_{on} 的存在，输出大电流的功率管肯定会有一定的导通损耗。若功率管在一个开关周期内开启的时间为 T ，功率管的开关频率为 f ，则导通损耗 P_{on} 可表示为：

$$P_{on} = I_{DS}^2 R_{on} T f \quad (2-5)$$

由式(2-5)可以看出，在功率管导通参数决定的情况下，导通电阻对导通损耗起着决定性的作用，因此功率器件的导通电阻为判断其好坏的重要指标之一。而优化导通电阻在不改变器件的情况下必然要增大器件面积，这又会带来很多的寄生效应，影响器件的开关性能。针对这种情况，可以选择采用制程更先进的工艺，减小栅长，在导通电阻不变的情况下减小器件的整体面积，但是这又会使得器件的耐压下降。也可以采用新的器件结构，例如 Super Junction(超级结)结构，将 PN 结引入

功率管的耐压层中，使其变为“结型耐压层”，在耐压层内引入了二维电场，优化了耐压层内的电场分布，减小了耐压层表面峰值电场，因此可有效平衡器件的导通电阻降低和增加器件的耐压值之间的矛盾^[35]。

2.4.2 功率管的米勒效应

由于功率管通常是由多个小面积的元胞组成，为了降低功率管的导通电阻，单个功率管往往会包含上千个元胞，占据大片的版图面积。这也会使得功率管有很大的寄生电容，在驱动功率管时，这些寄生电容会带来各种衍生效应，米勒平台就是其中一种^[36]。

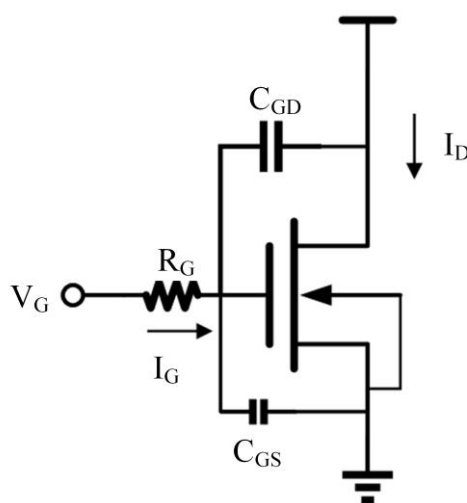


图 2-12 功率管的寄生米勒电容

如图 2-12 所示，米勒电容 C_{GD} 跨接于功率管的栅极和漏极之间，驱动电压 V_G 负责给功率管的寄生栅电容 C_{GD} 和 C_{GS} 提供充电电流 I_G 从而使得栅极电位上升。当驱动电压 V_G 上升至功率管阈值电压使得功率管开始导通时，功率管开始导通并且有电流流过。随着 V_G 继续上升，流过功率管的电流 I_D 开始同步增大，当 I_D 增大到可以完全提供负载电流时，功率管漏源电压 V_{DS} 开始下降，由于密勒效应，栅漏电容 C_{GD} 的等效容值很大，因此此时栅极充电电流 I_G 主要给 C_{GD} 充电，使得漏源电压 V_{DS} 能够快速下降，并且栅源电压此时保持不变。当 V_{DS} 下降到使得功率管进入线性区时， I_G 开始继续给 C_{GS} 充电， V_{GS} 开始继续上升。但此时流过功率管的电流 I_D 已不再增大，由式(2-4)可知，此时的 V_{GS} 增大会降低功率管的导通电阻，因此漏源电压 V_{DS} 继续下降，功率管随之进入深线性区。

米勒平台的存在限制了功率管开启的速度，使得电路不能快速响应。但在低频或者低压小功率的情况下影响并不严重。而另一种米勒效应则会增加同一桥臂上下管同时导通的风险。在下管关闭而上管开启时，正常情况下由于死区时间的存在，

只有在下管完全关闭后上管才会开始导通。但当上管快速开启时，下管的漏极电压 V_D 会有一个快速的跳变，如图 2-13 所示：

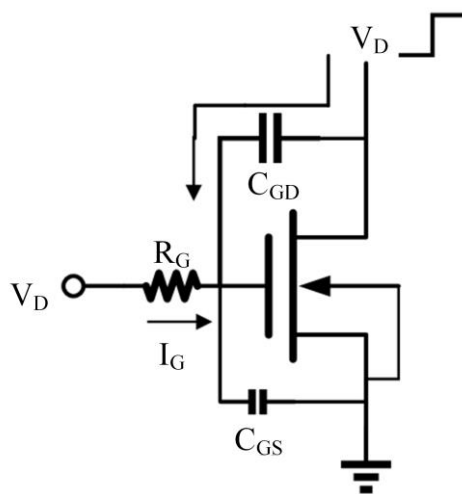


图 2-13 米勒钳位示意图

下管漏极电压的快速跳变产生较大的 dV/dt ，使电流流经通过米勒电容 C_{GD} 流过栅极电阻，导致栅极电位有一个抬升。电压抬升值由栅极电阻 R_G 以及寄生电容 C_{GS} 和 C_{GD} 的分压决定。一旦下管的栅极电位抬升使得下管导通，则会导致电源瞬间短路到地，严重情况下会烧毁电源以及电路。

由于米勒电容 C_{GD} 在电路设计好后主要由工艺参数决定，所以要减轻米勒效应对整个电路的影响，可以使上管导通速度减慢，使得米勒电容两端的 dV/dt 减小。但同时也要注意开启速度是衡量驱动电路性能的一个重要指标，因此上管的开启速度需要在工作频率允许的范围内进行调整。除此之外，还可以采用米勒钳位的方法，在栅极和源极之间接入一定容值的电容，使得电压跳变产生的电流能够被吸收一部分，降低栅极的电位抬升^[37]。但是这会导致等效的栅电容增加，因此会降低功率管的开关速度。同时也可以适当降低驱动电路的输出电阻，同样可以使得栅极的电位抬升降低。

也可以对驱动电路进行一定的改进，例如在下管的栅极和源极之间额外添加一个晶体管，在下管关闭上管导通时，开启该晶体管以泄放电流，使得下管栅极与源极短路，下管栅极电位抬升降低，但是负责下拉的晶体管会带来额外的驱动负担以及寄生效应，其下拉能力也是决定能否防止下管误导通的关键因素^[38]。也可以采用负电压源在下管关断时对其栅极进行钳位^[39]，使得电压的抬升不会达到下管开启的阈值电压，不能将下管开启，但这需要额外的电压源或者负压产生电路，会导致电路的成本增加，所以该方法一般用于 SiC MOSFET 或者 IGBT 这一类的大功率器件的驱动电路。

2.5 子模块功能描述

除功率管驱动电路外，要设计一个能够实现无刷直流电机驱动电路一般还需要其它子模块以实现内部电源供电，过温保护，过流保护，欠压保护，电流监测这些功能。现将本文设计的无刷直流电机驱动电路所需要的所有模块功能描述如下：

1. 数字控制模块：

负责将外部输入的控制信号处理后给内部电路模块使能，所有输入到数字控制模块的信号都需要经过施密特触发器整形在进行内部处理。除此之外，数字控制模块还需要具有死区时间产生功能。针对外部的刹车信号以及内部的紧急停止信号，要求数字控制模块分别对内部的半桥电路控制信号做出对应的改变以完成相应的刹车，紧急停止功能。

2. 振荡器模块：

振荡器电路属于高边功率管驱动电路的一部分，主要用于产生一定频率的脉冲信号。由振荡器产生的脉冲信号传递给电荷泵，使其能够不断地完成对自举电路的电荷补充以维持高边管的导通。

3. 电荷泵模块：

电荷泵模块为高边功率管驱动电路的核心电路之一，主要负责给自举电容充电。电荷泵按照振荡器输出信号的频率不断的给自举电容补充电荷，当电荷泵电容充满电时，要求电荷泵的充电回路能够及时关闭，以满足低功耗的要求。电荷泵电容大小关系到整个电路的启动速度，同时电荷泵电容不需要专门的放电回路针对其进行放电。

4. 自举电路模块：

自举电路直接用于高边功率管的栅极驱动，其功能主要为依照数字控制电路发出的内部控制信号区控制高边功率管的开启与关闭。功率管的栅电容充电主要依靠自举电容来完成，因此自举电容的大小直接影响功率管开启的速度，所以自举电路预留有外接自举电容的端口以满足更高速开关的要求。针对由上千个小单元组成的大面积功率管，自举电路还需要专门的放电回路来完成功率管栅电容的快速放电，以此来快速关闭功率管。

5. 过温保护模块：

过温保护模块属于保护电路的一种，主要实现功率管过温自动关断的功能。过温保护主要依靠放置于功率管附近的温敏二极管来实现。利用二极管电流的温敏特性结合比较电路实现功率管过温保护功能。当功率管结温度上升到阈值时，过

温保护模块立即向数字控制模块发出紧急停止信号，将功率管关断，防止功率管的过热烧毁。

6. 过流保护模块：

过流保护模块主要用于检测功率管电流，与电流监测模块不同，其检测结果不对外输出，仅对电流阈值进行检测。当功率管电流达到阈值时，立即向数字控制模块发出停止信号，使全部功率管关断，防止功率管烧毁。

7. 电流监测模块：

电流监测模块主要用于监测功率管电流，其电流监测结果要按照一定的比例转换为电压信号实时对外输出。功率管电流转换为电压的比例可由外接电阻来控制，实现 1A 到 1V 的转换比率。

8. 电源供电模块：

电源供电模块负责给整个电路供电，将外部提供的高压电源转换为内部数字控制信号所需要的低压参考电平，以及具有一定驱动能力的低压电源，同时给振荡器提供电流源。还需要包括欠压保护功能，若电源电压不足时功率管就开始工作，则会使功率管工作在饱和区，此时功率管的导通损耗会很高，发热量也很大，甚至有烧毁电路的风险^[40]。

2.6 电路性能指标

通过前面几节的分析，本章对无刷电机驱动电路的技术要点做了简单的论述，最后在上一节简单的描述了各个电路模块所需要实现的功能。现在给出电路的预期性能指标，如表 2-1 所示

表 2-1 预期性能指标

参数	符号	参数值	单位
工作电压	V_S	42	V
工作温度	T	-40-145	°C
最大输出电流	I_{MAX}	2.5	A
静态工作电流	I_S	<30@27°C	mA
导通电阻	R_{on}	<0.3	Ω
导通延迟时间	t_{on}	<400	ns
关闭延迟时间	t_{off}	<400	ns
栅压上升时间	t_{rise}	<400	ns
栅压下降时间	t_{fall}	<400	ns
欠压保护阈值	V_d	15	V
过流保护阈值	I_{off}	10	A
过温报警阈值	T_w	145	°C
过温关断阈值	T_{off}	170	°C

2.7 本章小结

本章首先介绍了无刷直流电机驱动电路的工作原理，确定了电路所需要实现的功能。接着对电路所需要采取的架构进行了分析，综合比较两种架构后最终确定了电路的结构，为后续设计指明了方向。然后对电路关键模块的架构，即半桥电路进行了分析，综合分析四种不同的高边管驱动方式后，最后确定采用自举电路结合电荷泵辅助实现高边驱动的架构。本章还对功率管驱动过程中存在着的 key 问题：导通电阻以及密勒效应进行了分析，最后给出电路设计的预期指标。

第三章 电路模块的设计分析与仿真

在第二章中，本文已经介绍了无刷直流电机驱动电路的工作原理以及电路架构。而在本章中，本文将在第二章的基础上进一步对电路的具体结构进行详细的分析和阐述。针对不同的电路模块，本章将采取与第二章中类似的方法，首先确定电路的架构，然后给出具体的电路方案，最后通过软件对电路设计进行仿真验证。本章的重点在控制逻辑电路，功率管驱动电路以及保护电路的设计与仿真。

3.1 控制逻辑电路的设计分析与仿真

通过第二章的分析我们以及确定了驱动电路要实现的基本控制功能有死区时间，启动，刹车以及停止。控制信号与输出信号的逻辑关系如表 3-1 所示：

表 3-1 控制信号与输出信号的逻辑关系

GX	Break	Off	GCH	GCL
1	1	1	0	1
0	1	1	1	0
X	0	1	1	0
X	X	0	1	1

其中 GX 代表外部输入的功率管控制信号，三组半桥信号互相独立，因此用 GX 同时指代三组半桥的控制信号。Break 信号为外部输入的刹车信号，为低电平使能；Off 信号为内部保护模块输出的停止信号，为低电平使能；GCH 为输出的高边管控制信号，为低电平使能；GCL 为输出的低边管控制信号，低电平使能。表格中 1 代表信号为高电平，0 代表信号为低电平，X 则代表此时的输出与该控制信号无关。

当 Break 信号为高电平，Off 信号为高电平，即刹车信号以及停止信号都不使能时，驱动电路正常工作。此时对于任意半桥，当控制信号 GX 为高电平时，高边管输出控制信号 GCH 为低电平，低边管输出控制信号 GCL 为高电平，即此时高边管打开，低边管关闭。同理，当控制信号 GX 为低电平时，高边管控制信号 GCH 为高电平，低边管控制信号 GCL 为低电平，此时高边管关闭，低边管打开。

当 Break 信号为低电平，Off 信号也为高电平，即外部输入的刹车信号使能时，输出的控制信号此时与外部输入的控制信号 GX 无关。所有半桥高边管的控制信号强制输出为高电平，所有半桥的低边管控制信号强制为低电平，即所有高边管关闭，低边管打开。此时电机被短路到地，工作在发电机状态，电机的电感电流由电机内阻以及功率管的内阻消耗掉而实现快速刹车。

当 Off 信号为低电平时，即电路内部的保护模块发出的停止信号使能。这说明此时驱动电路不能正常工作。因此外部输入的控制信号以及刹车信号都不起作用，所有半桥的控制信号全部强制输出为高，即所有半桥停止工作。

无论是外部输入的控制信号还是内部的停止信号，作为关键的控制信号，都需要保证信号的稳定性。但在接口或者电路内部复杂的电磁环境中，信号难免会有毛刺存在，为了防止信号的毛刺误触发，就需要一定的电路来进行信号整形，消除毛刺。进行信号整形的电路一般采用施密特触发器实现，其结构如图 3-1 所示：

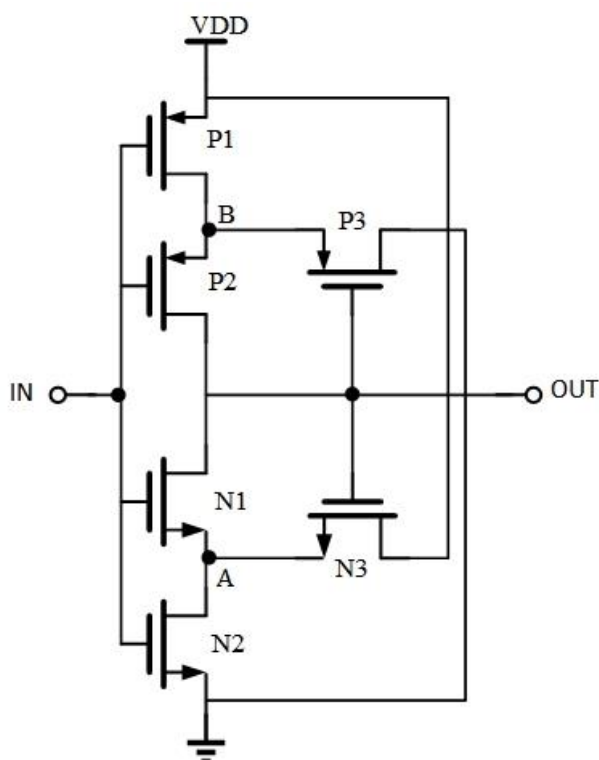


图 3-1 施密特触发器电路结构图

这种施密特触发器仅用六个 MOS 管实现，其采用了正反馈的原理，N3 管与 P3 管为正反馈器件。当信号为低电平时，N1，N2 管关闭，P1，P2 管打开，此时输出信号为高电平，即 P3 管关闭，N3 管打开，将 A 点电位拉高。当信号由开始变为高电平时，输入电压 V_{IN} 逐渐上升。当 $V_{IN} > V_{THN}$ 时，N2 管开始导通，但此时 N1 管仍然保持关闭状态，因此输出依旧是高电平，但随着 N2 的导通，A 点电位逐渐下降。当输入电压满足 $V_{IN} - V_{THN} > V_A$ 时，N1 管开始导通，此时 N2 管工作在线性区，N3 管工作在饱和区并且满足：

$$\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{N2} \left[(V_{IN} - V_{THN}) V_A - \frac{1}{2} V_A^2 \right] = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{N3} [V_{OUT} - V_A - V_{THN}]^2 \quad (3-1)$$

此时输出电压 V_{OUT} 仍为高电平且开始下降, 当 V_{OUT} 下降使得 P3 管开启时, P3 管的下拉能力使得 B 点电压 V_B 迅速降低, 使得 P2 管关闭, 输出电压 V_{OUT} 因此迅速变为低电平。当输出电压由高电平变为低电平时, 同理, 当 $V_{DD}-V_{IN}>|V_{THP}|$ 时, P1 管开始导通, 但 P2 管仍是关闭状态, 因此输出仍是低电平。当随着输入电压继续降低, P1 管导通程度加深, 使得 B 点电压 V_B 逐渐的上升, 当输入电压满足 $V_{IN}+|V_{THP}|<V_B$ 时, P2 管开始导通, P1 管进入线性区, P3 管进入饱和区且满足:

$$\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{P2} \left[(V_{DD}-V_{IN}-|V_{THP}|)(V_{DD}-V_B) - \frac{1}{2}(V_{DD}-V_B)^2 \right] = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{P3} [V_B-V_{OUT}-|V_{THP}|]^2 \quad (3-2)$$

此时 V_{OUT} 仍未低电平且开始上升, 当 V_{OUT} 上升使得 N3 管开启时, N3 管的上拉能力使得 A 点电压 V_A 迅速升高, 关闭 N1 管, 输出电压因此迅速变为高电平。由式(3-1), (3-2)可以看出两种情况下反转电压的不同, 通过调整各个管子的宽长比可以控制两个翻转的阈值电压, 实现滞回比较的功能。

电路搭建完成后, 利用 Virtuoso 仿真器对施密特触发器进行 DC 仿真, 结果如图 3-2 所示:

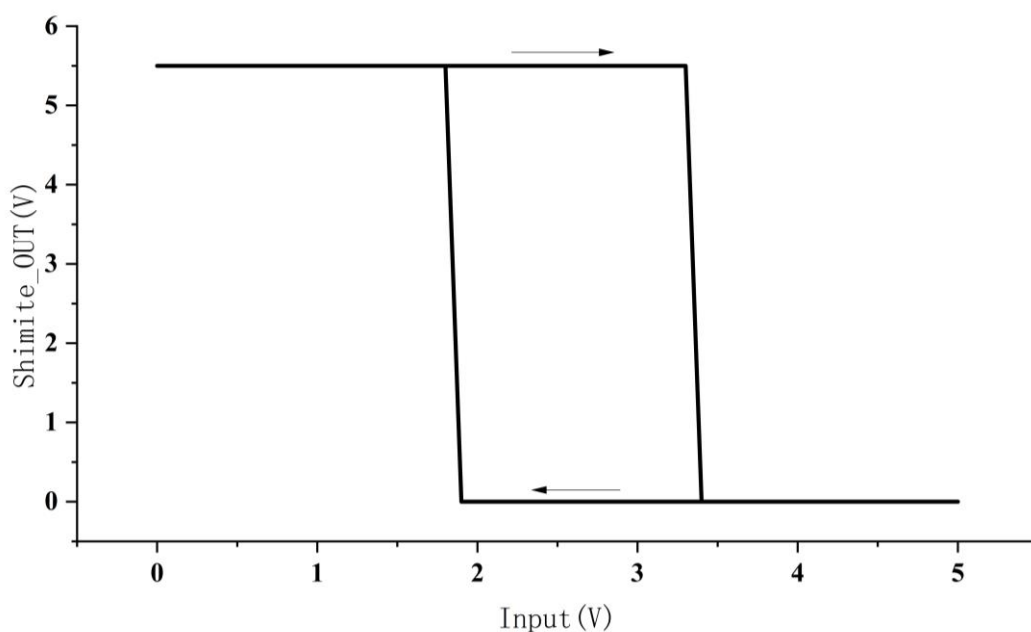


图 3-2 施密特触发器仿真结果图

由仿真结果可以看到, 电路对于沿不同方向变化的输入信号具有不一样的翻转阈值, 其滞回窗口约为 1.5V。

外部控制信号经过整形后输入内部，其中外部输入的半桥控制信号需要被拆分为两个互为相反的、具有死区时间的信号。前者可以使用反相器简单的完成，后者则需要专门的死区时间产生电路来实现。死区时间产生电路采用了类似于 RS 锁存器的结构，利用与非门，反相器以及延迟单元实现了死区时间，其电路结构如图 3-3 所示：

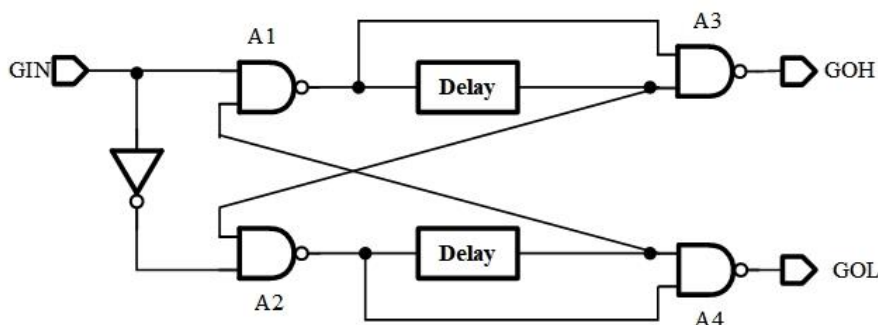


图 3-3 死区时间产生电路

当输入信号 GIN 通过一个反相器分为两个相位相反的信号，两个相位相反的信号分别进入死区时间产生电路输出为高边控制信号 GOH 以及低边控制信号 GOL。当 GIN 为低电平时，容易看出输出信号 GOH 为低电平，GOL 为高电平。此时若 GIN 信号由低电平翻转为高电平，则此时与非门 A2 输出迅速翻转为低电平，使得与非门 A4 输出信号 GOL 翻转；与此同时，在 A2 输出的信号还没经过延迟模块到达与非门 A1 时，输出信号 GOH 仍然保持低电平。当 A2 的信号经过延迟模块到达 A1，即 GOL 已经完成翻转后，A1 的输出信号才开始翻转，使得与非门 A3 的输出信号 GOH 也翻转为高电平。输入信号由高电平翻转为低电平时，原理类似。

由上述分析可以看出，死区时间产生电路的死区时间主要由逻辑门的翻转延时和延时模块来决定。设反相器延时为 t_{d1} ，与非门延时为 t_{d2} ，延时模块延时为 t_d ，则 GOL 以及 GOH 的翻转延迟时间 T_L ， T_H 可分别表示为：

$$T_L = t_{d1} + 2t_{d2} \quad (3-3)$$

$$T_H = t_{d1} + 3t_{d2} + t_d \quad (3-4)$$

死区时间 T_d 为：

$$T_d = T_H - T_L = t_{d2} + t_d \quad (3-5)$$

由于与非门的翻转延迟时间比较短且不容易控制，因此控制死区时间的主要手段为控制延迟模块的延迟时间。延迟模块可用 RC 延迟与反相器简单的实现。具体仿真结果如图 3-4 所示：

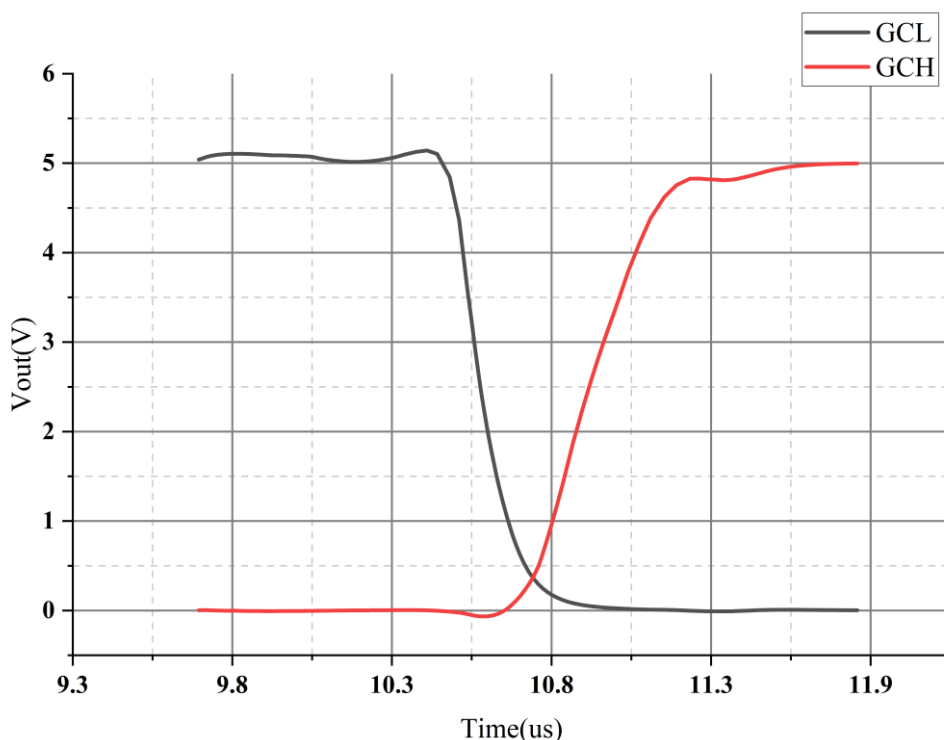


图 3-4 死区时间产生电路仿真结果图

从仿真结果可以看出,控制信号经过死区时间产生电路后,两个信号不会同时为高电平,其反转时间具有了一定的死区时间,可有效防止高低边功率管同时导通。

最后一个要实现的控制功能为刹车和停止。由表 3-1 可以看出,停止信号的优先级比刹车信号高一级,而刹车信号比一般的半桥控制信号优先级高一级。而与或非门的特性为某一个信号为高电平时,对于另一个输入信号与非门就相当于反相器;当其中一个输入信号为低电平时,与非门强制输出为高电平。因此,可以用与非门简单的实现刹车信号和停止信号的使能。控制一个半桥的原理图如图 3-5 所示:

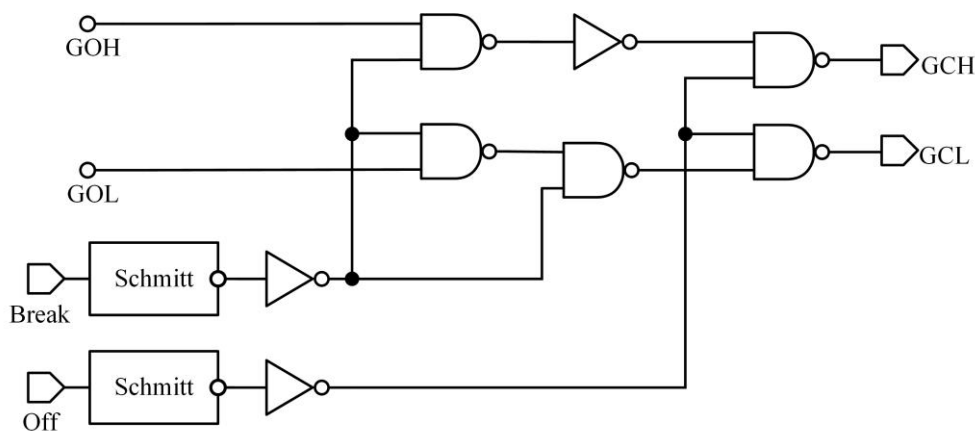


图 3-5 刹车和停止信号使能原理图

在刹车信号 Break 和停止信号 Off 都为高电平的情况下,由死区时间产生电路输出的控制信号 GOH, GOL 相当于经过了反相直接输出为功率管的控制信号 GCH 和 GCL。当 Break 信号为低电平且 Off 信号为高电平时, GOH 的信号通路输出 GCH 被强制设置为高电平,而 GOL 信号通路的输出 GCL 被强制设置为低电平,实现刹车的功能。当 Off 信号为低电平时, GOH 以及 GOL 信号通路的输出 GCH 和 GCL 都被强制设为高电平,实现停止的功能。将控制逻辑电路的所有模块联合在一起仿真,以验证其功能。结果如图 3-6 所示

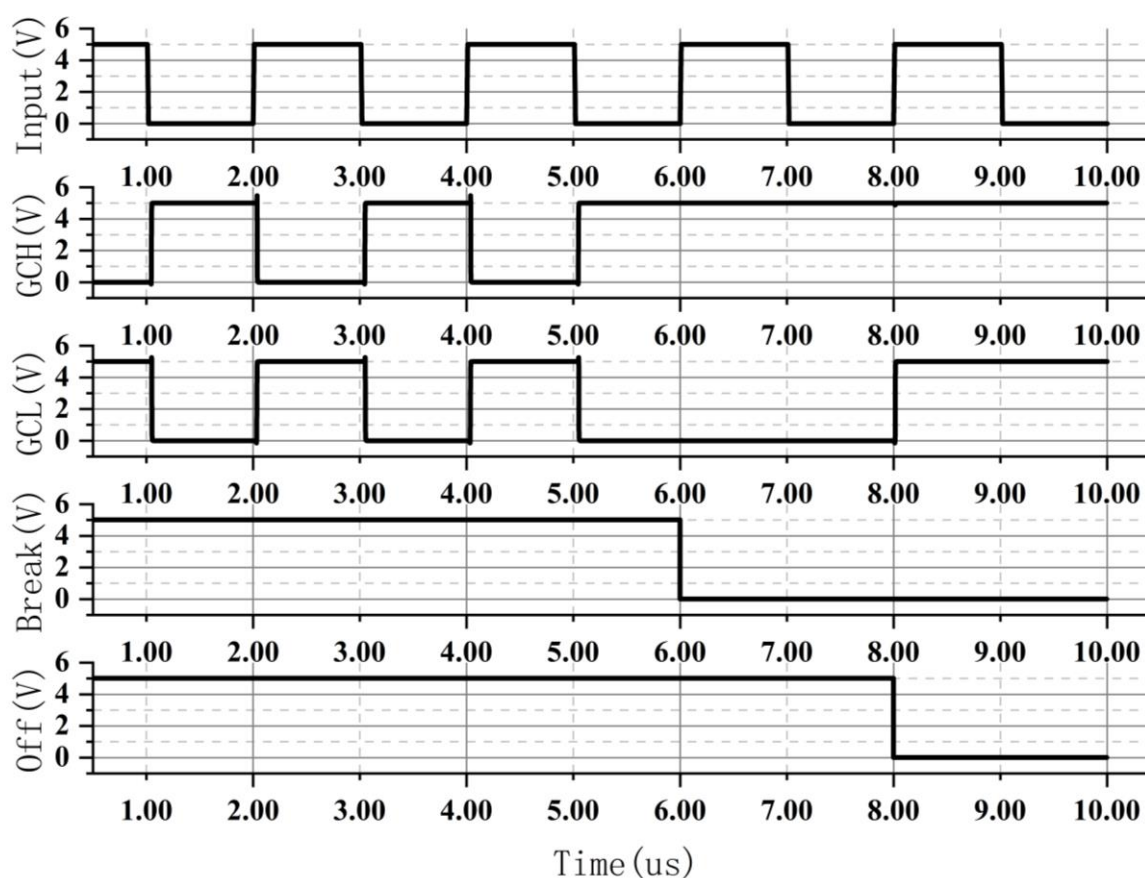


图 3-6 控制逻辑电路的功能仿真图

由仿真结果可以看出,当 Break (刹车信号) 信号和 Off (停止信号) 信号都为高电平时,输出信号 GCH 和 GLH 互为反相且随着输入信号变化而变化;在 $6\mu\text{s}$ 时 Break 信号变为低电平,此时 GCH 和 GCL 分别变为高电平和低电平;在 $8\mu\text{s}$ 时 Off 信号变为低电平,此时 GCH 和 GCL 都变为高电平。将仿真结果与表 3-1 中控制信号与输出信号的关系对比可以发现,本文设计的控制逻辑模块可以实现驱动电路所需要的功能。

3.2 高边管驱动电路的设计分析与仿真

通过第二章的分析, 本文确定了高边管驱动电路的架构为电荷泵与自举电路结合的结构。而电荷泵需要一个高速振荡信号来控制给自举电容补充电荷的频率。因此, 高边驱动电路主要分为三个部分: 振荡器电路, 电荷泵电路以及自举电路。

3.2.1 振荡器电路的分析与设计

传统的 RC 振荡器或者环形振荡器振荡频率受工艺以及环境影响较大, 振荡频率波动范围很大, 不利于后续电路的设计与调试。因此, 本文采用了一种带锁存器结构的新型低功耗振荡器电路。与传统的 RC 振荡器相比, 该振荡器电路具有两个充放电回路, 因此可以通过分别调整两个回路的充放电电流来调整振荡器的占空比以及振荡频率^[4]。该振荡器具有结构简单, 温度系数小的优点, 其电路结构图如图 3-7 所示:

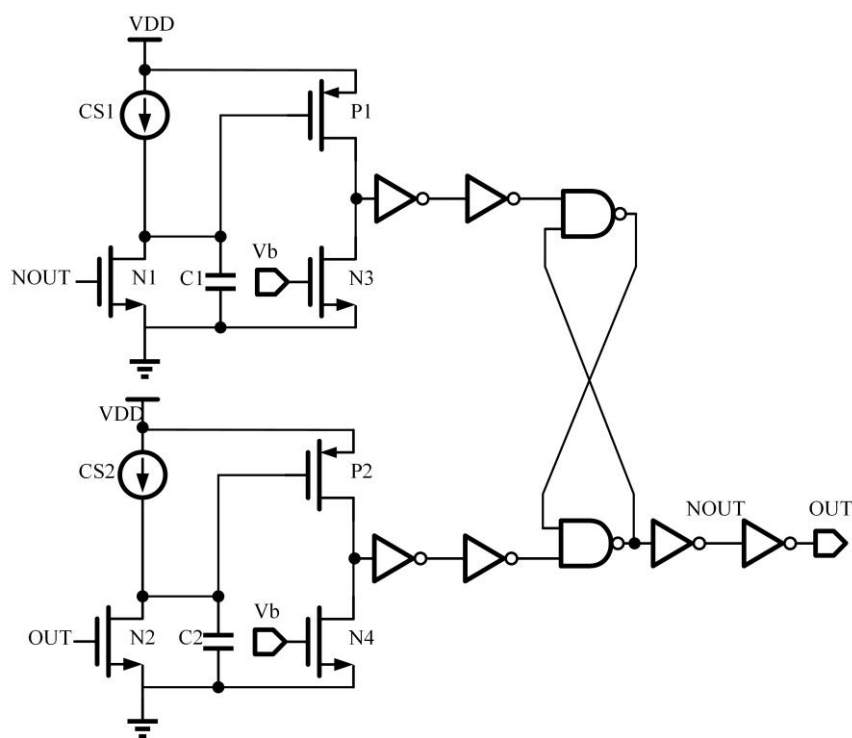


图 3-7 振荡器电路结构图

若设定占空比为 50%, 即两个充放电回路完全对称, 此时分析电容 C1 充电, C2 放电这一种情况即可。C1 充电, C2 放电, 即输出信号 OUT 为高电平, 此时 NOUT 为低电平。N1 关关闭, 电容 C1 充电主要依赖于电流源 CS1 提供的电流 I_1 , 充电时间为:

$$t_1 = \frac{V_c C_1}{I_1} \quad (3-6)$$

其中 V_c 为电容 C_1 充电结束时电容两端电压。当电容 C_1 充电完成时, P1 管关断, 使得锁存器的输出翻转, 即 P1 管的关断电压为电容 C_1 两端最大的电压值 V_c 。当 P1 管栅源电压小于其阈值电压时, P1 管关闭, 此时信号发生反转。则电容 C_1 的充电时间为:

$$t_1 = \frac{V_{DD} - |V_{TP}|}{I_1} C_1 \quad (3-7)$$

由于电容 C_2 放电主要依赖于 N2 管, 而 N2 管收到输出信号的控制工作在线性区, 其导通电阻很小, 因此电容 C_2 的放电时间常数较小。而逻辑门翻转的延迟时间在非超高速的情况下影响极低, 因此可以认为振荡器的振荡周期主要由电容的充电时间决定; 由于两个回路完全对称, 在不考虑寄生效应以及器件非理想特性的情况下, 因也可以简单的认为振荡器的占空比由电容 C_1, C_2 的比值决定。当电容 C_1 充电完成时, P1 管关闭, 其漏端电压被 N3 管下拉到低电平, 此低电平信号经过两级反相器缓冲后输出给锁存器的与非门, 使其输出发生翻转变为高电平。而此时电容 C_2 的放电早已完成, 即 P2 管进入线性区, 其漏端电压被置为高电平, 此高电平信号通过两级反相器缓冲后输出给锁存器的与非门。因此一旦当 N3 管下拉产生的低电平信号到达锁存器时, 其输出立马翻转为低电平, 振荡器的输出电平也随之翻转。此时振荡器电路进入电容 C_1 放电, C_2 充电的阶段, 其过程与电容 C_1 充电, C_2 放电的过程完全相同, 设电容的充电时间为 t_2 , 经过上述分析, 可以推出该振荡器的振荡周期 T 为:

$$T = t_1 + t_2 \quad (3-8)$$

占空比 P 为:

$$P = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3-9)$$

由于电荷泵工作只需要一定频率的周期性信号, 对占空比以及频率的要求仅有上限要求和下限要求, 而没有特定值要求。为方便后续电路设计与布局, 因此在本文振荡器电路的设计中, 电容 C_1 与 C_2 取值相同, 即占空比为 50%, 而振荡器允许的频率范围则由电荷泵电路的工作频率范围决定, 约为 200KHz-700KHz 之间。振荡器电路搭建完成后, 利用 Virtuoso 仿真软件对电路进行仿真验证, 仿真结果如图 3-8 所示。

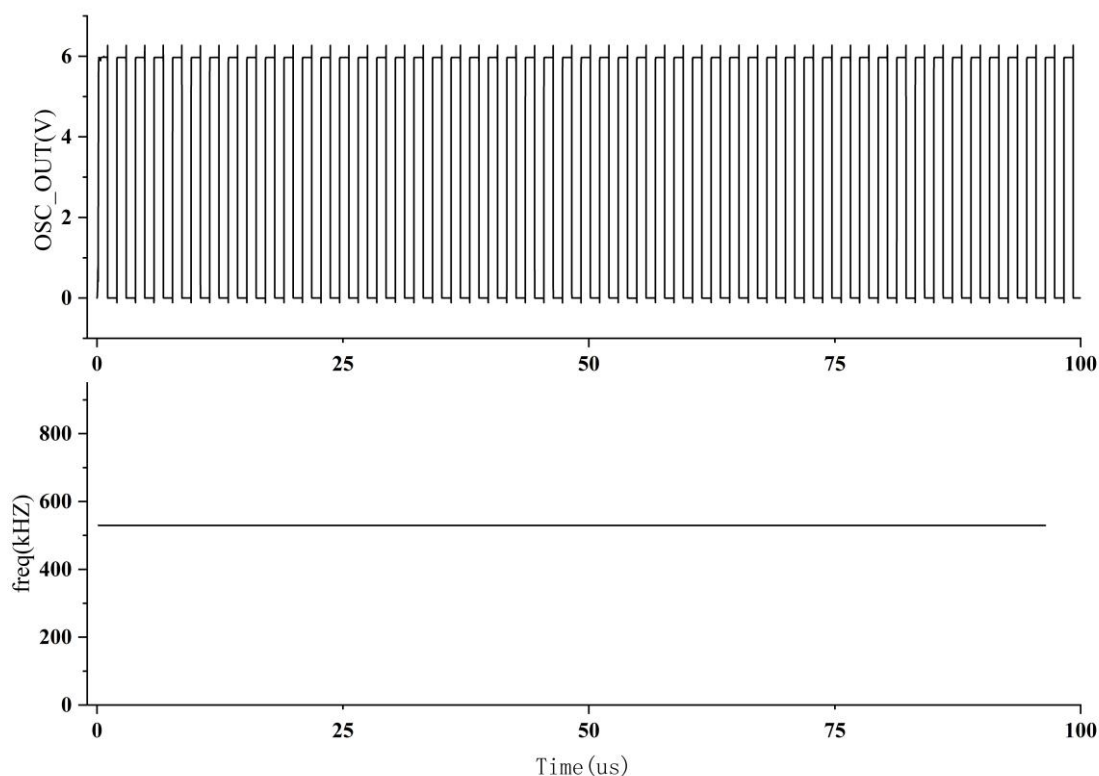


图 3-8 振荡器电路仿真结果

由仿真结果可以看出,振荡器的振荡频率能够维持在 530KHz 左右,满足电路的需求,且振荡以及占空比都比较稳定。

3.2.2 电荷泵电路的分析与设计

电荷泵电路主要由电平位移电路以及开关升压电路构成。开关升压电路中的开关管使用的是高耐压的 CMOS,由振荡器输出的低压控制信号不能直接作为高压开关管的开关控制信号,因此需要电平位移电路将前一级的振荡器的输出信号进行处理。常见的电平位移电路的实现方法有很多^{[42]-[44]},考虑到 MOS 管器件耐压的限制以及电荷泵的工作电压范围,电荷泵中采用的电平位移电路如图 3-9 所示:

输入电平位移电路的电压信号 VIN 通过反相器产生两个状态相反的控制信号分别控制 N1 管和 N6 管的开启与关闭。当输入信号为高电平时, N1 管关闭而 N6 管开启。使得 N2, N3 管组成的电流镜能够正常工作,而 N4, N5 管组成的电流镜被 N6 管短路而不工作。N3 管的下拉能力使得 a 点电位下降,而 b 点电位由于 N4 管的关闭而升高。这一电压改变由栅漏互相交叉相连的 P2, P3 管进行正反馈加快了电压跳变的速度,使得输出端口 VOH 迅速升高到电源电压 VS,而输出端口 VOL

则由 V_{IN} 通过反相器直接控制。

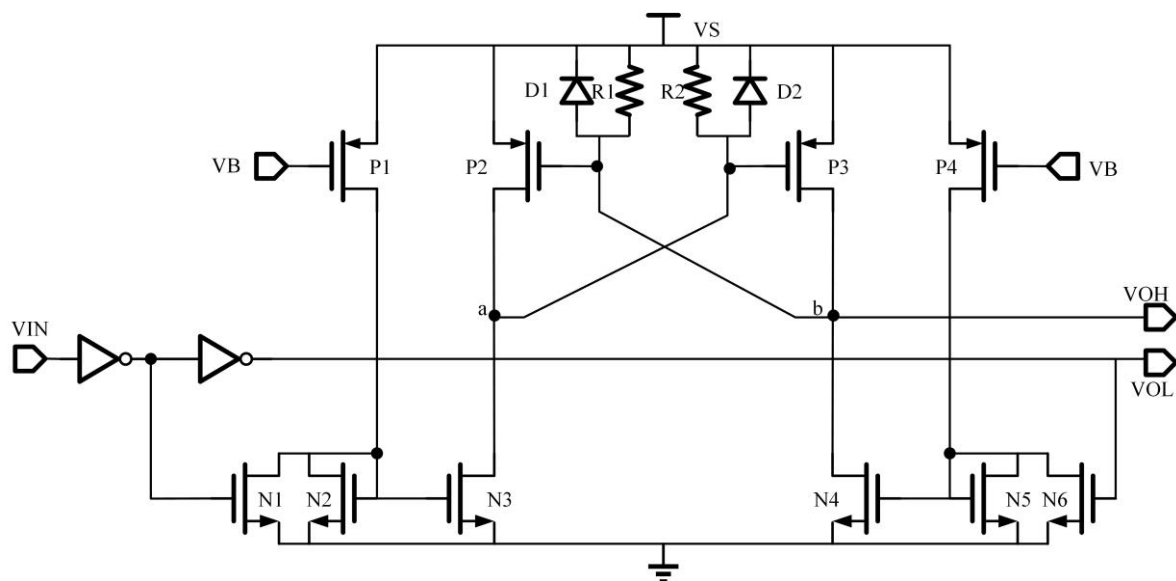


图 3-9 电平位移电路图

当输入信号为低电平时，MOS 管工作状态与上述情况完全相反。此时 $N1$ 管的开启使得 $N2, N3$ 管构成的电流镜被短路， $N6$ 管的关闭使得 $N4, N5$ 管构成的电流镜能够正常工作。 $N3$ 管的关闭以及 $N4$ 管的开启使得 a 点电压升高， b 点电压降低，通过 $P2, P3$ 管的正反馈作用使得输出端口 V_{OH} 电压迅速降低。由于 $D1$ 管的钳位作用，使得 V_{OH} 的电压只能下降至 $V_S - V_{DZ1}$ ，其中 V_{DZ1} 为 $D1$ 管的反向击穿电压。这一电压限制是为了防止后续开关管的高边 PMOS 管发生栅源击穿。 $D1, D2$ 限制了 a 点和 b 点的电压摆幅只能在 V_S 至 $V_S - V_{DZ1}$ 之间，减小 $P2$ 管以及 $P3$ 管的栅漏电压变化幅度使 MOS 管的耐压要求降低，同时电压跳变速度更快。旁路电阻 $R1, R2$ 既可以作为上拉电阻，辅助电源对 a, b 节点充电加快电压跳变速度，又起到限制作用防止 a, b 点电压下降到地电位。

电平位移电路使得输入的一个低压控制信号变成了一个高压的开关控制信号以及一个低压的开关控制信号。这两个信号分别控制充放电电路的充电以及放电的进程。开关充放电电路的结构如图 3-10 所示：

$C1$ 为电荷泵电容，在本文的设计中，其大小约为 270pf 。 $C1$ 的下极板电位由 $P5$ 管以及 $N7$ 管两个开关管控制，由于图中 V_S 为高压电源，因此 $N7$ 以及 $P5$ 管需要选取高耐压型的 MOS 管。当电荷泵电容充电时，输入信号 V_{INH} 使得 $P5$ 管关闭， V_{INL} 使得 $N7$ 管打开，电容 $C1$ 下极板电位被 $N7$ 管下拉到地电位。此时电路通过由三极管 $B1, B2$ 以及 $B3, B4$ 构成的达林顿管对 $C1$ 进行快速充电，充电电压由电容 $C1$ 并联的稳压二极管 $DZ4$ 的稳压值 V_{DZ4} 限制。

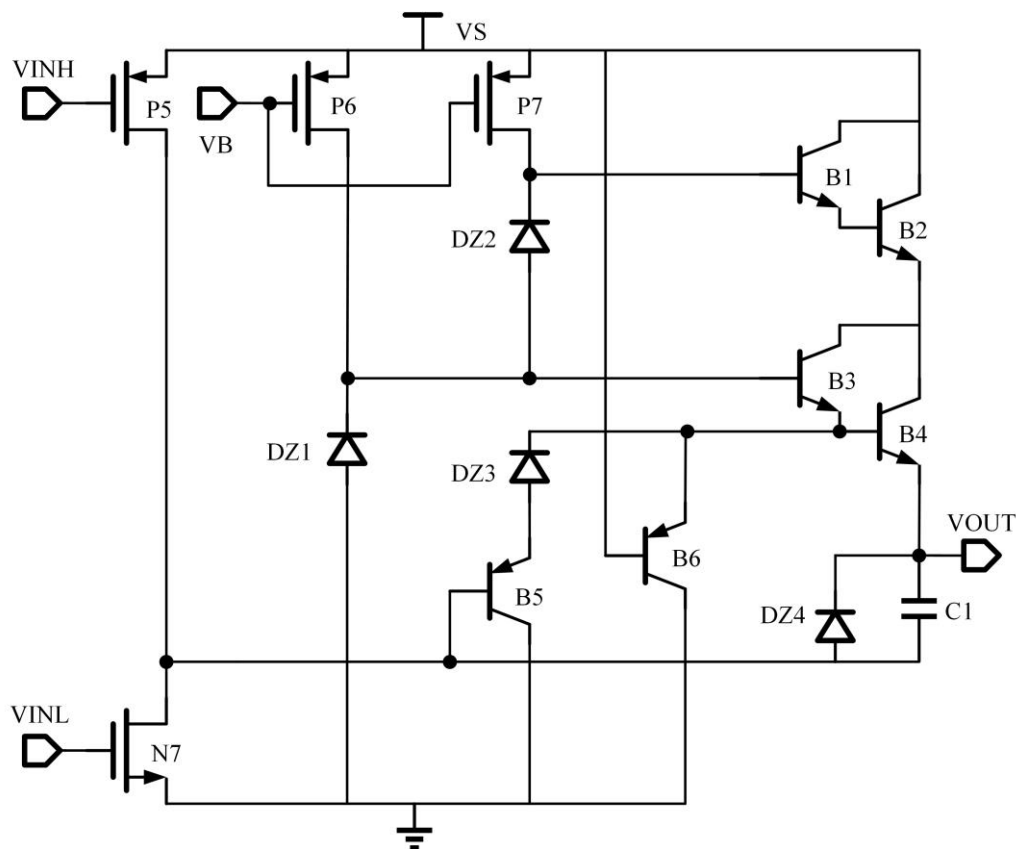


图 3-10 开关升压电路结构图

P6, P7 管用于给达林顿管提供基极电流偏置, 同时 DZ1, DZ2, DZ3 用于给达林顿管提供合适的基极电压偏置使其能够正常工作同时降低功耗。由于工艺库中一般仅包含一到两种不同击穿电压的稳压管, 要实现 DZ1, DZ2, DZ3, DZ4 这四种不同的击穿电压, 可以将数个稳压管以及正向导通的二极管串联, 以实现不同的稳压值。

充电时, 三极管 B5 工作在饱和区, 其集电极和发射极之间的压降为 V_{CS5} , 即 B3 管的 V_{BE3} 电压为:

$$V_{BE3} = V_{DZ1} - V_{DZ3} - V_{CS5} \quad (3-10)$$

三极管 B4 的 V_{be4} 电压为:

$$V_{BE4} = V_{DZ3} + V_{CS5} - V_{DZ4} \quad (3-11)$$

当电荷泵电容 C1 充满电时, 可以设置 V_{DZ4} 约等于 $V_{DZ3} + V_{CS5}$, 就可以使得此时负责充电的达林顿管 B4 工作在截止区, 使充电电路关闭, 降低电路的功耗。

当电荷泵电容对外放电时, 外部输入信号 VINH 使得 P5 管开启, VINL 使得 N2 管关闭。电容 C1 下极板电位被 P5 管上拉到电源电压, 此时由于电容已经充电

至一定电压 V_{DZ4} ，且电容两端电压不能发生瞬变，因此电容的上极板，也就是输出电压 V_{OUT} 变为：

$$V_{OUT} = VS + V_{DZ4} \quad (3-12)$$

V_{OUT} 被抬升到高于电源电压 VS 。放电时 B5 工作在截止区，此时由于 V_{OUT} 高于电源电压，因此充电三极管 B4 截止，负责充电的达林顿管关闭。若此时三极管 B4 发射结反偏电压过大使 B4 发生击穿，则 B6 管将会开启使击穿电流流向地而不对电路内部造成影响。

将电荷泵与振荡器联合仿真，在电源电压 42V，DZ4 稳压值约为 10V 的条件下，其仿真结果如图 3-11 所示。

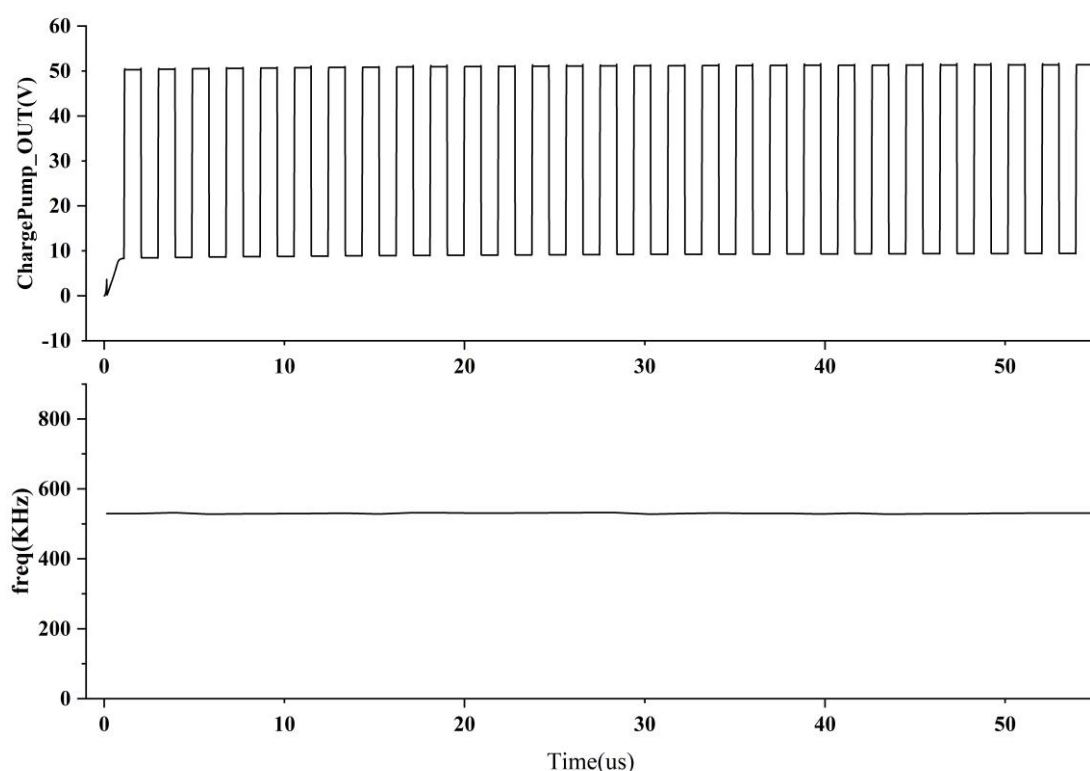


图 3-11 电荷泵电路仿真结果图

从电荷泵的仿真结果可以看出，电荷泵能够以与振荡器相同的频率输出高于电源电压 42V 的电压，其输出电压约为 51V，完成了升压的功能。

3.2.3 自举电路的分析与设计

自举电路与电荷泵类似，主要由电平位移电路以及栅极充放电电路组成。其不同点在于，其电平位移电路是用于将输入的控制逻辑信号的电平转换为高边功率管栅源电压的电平。由于高边功率管的源电位会在地电位与电源电压之间浮动，而

且其电荷消耗仅由自举电容提供，因此一般的电平位移电路很难满足这样的要求。针对这一问题，本文的电平位移电路采用了下拉式的结构以及一种浮动电平的锁存器结构，利用锁存器来保持控制电平，可以有效减小电平位移电路的电荷消耗，减小自举电容的负载；同时为满足功率管开关速度的需求，自举电容的容值较大且预留了外接自举电容的接口，并且自举电路还需要专门的栅电容放电电路。

电平位移电路的具体电路结构如图 3-12 所示。 V_B 为偏置电压， V_S 为高压电源， GCH 为数字控制逻辑电路输出的信号， BS 为自举电容上极板端口，其电位为 V_{BS} ， OUT 为自举电容的下极板端口，其电位为 V_{OUT} 。当 GCH 输入至电平位移电路时，经过反相器变为两个相位相反的控制信号，分别控制 $N1$ ， $N2$ 这两个开关管。 $N1$ ， $N2$ 作为开关控制着由 $N3$ ， $N4$ 管以及 $N5$ ， $N6$ 管构成的电流镜结构。通过电流镜的下拉能力使得由两个反相器构成的简单锁存器结构的输出电平翻转。由于构成锁存器的反相器其高低电平分别是自举电容的上极板电压 V_{BS} ，以及自举电容的下极板，同时也是整个三相驱动电路的输出端电平 V_{OUT} ，因此锁存器的高低电平分别为 V_{BS} 和 V_{OUT} ，这样就实现了由低压控制信号到浮动电压控制信号的转换。

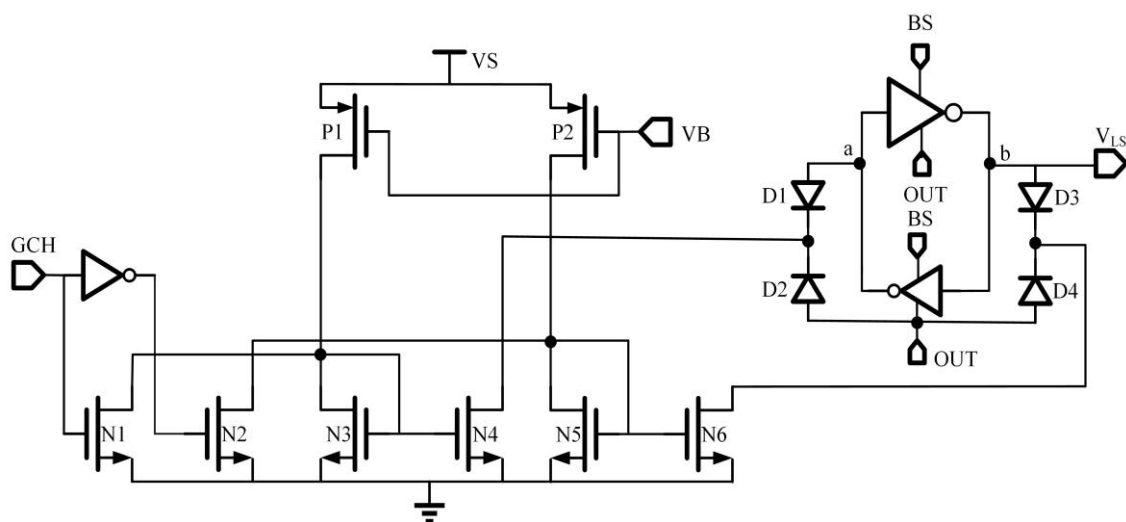


图 3-12 电平位移电路结构图

当输入信号 GCH 为高电平时， $N1$ 管导通，将 $N3$ 管短路，使得 $N3$ ， $N4$ 管构成的电流镜关闭； $N2$ 管截止， $N5$ ， $N6$ 管构成的电流镜正常工作。 $N6$ 的下拉能力使得 b 点电平翻转为低电平，从而使得锁存器的输出电平翻转为低电平。

当输入信号 GCH 为低电平时， $N1$ 管截止， $N3$ ， $N4$ 构成的电流镜可以正常工作； $N2$ 管导通，将 $N5$ 管短路，使得 $N5$ ， $N6$ 管组成的电流镜关闭。 $N4$ 管的下拉能力使得 a 点电平翻转为低电平，锁存器的输出也随之翻转为高电平。

由于 V_S 是高电压电源，因此 P1, P2 管以及 N1, N2, N3, N4, N5, N6 管都需要采用高耐压 MOS 管。同时整个自举电路的控制逻辑为低电平使能，即当 GCH 为低电平时使高边功率管开启，此时低边功率管会关闭，因此 OUT 端的电位变成电源电压减去一个功率管导通压降。由于功率管导通时工作于深线性区，因此其导通压降很低，可以认为 OUT 端此时的电位 V_{OUT} 与电源电压一致。而当 GCH 为高电平时，高边功率管关闭，低边功率管开启，此时 V_{OUT} 被低边功率管下拉到低电位。在 V_{OUT} 变化的过程中， V_{BS} 也会随之变化且一直高于 V_{OUT} ，二者电压差由自举电容两端电压决定。由于负责下拉的 N4, N6 管只能通过下拉提供电压翻转的趋势而不能确定的高低电平，因此二极管 D1, D2, D3, D4 负责在电压翻转时对 a 点电位与 b 点电位进行钳位。当 b 点电位由高电位向低电平翻转时，由于二极管 D3 和 D4 的钳位作用，b 点电位会和 V_{OUT} 保持一致；当 a 点电位由高电平向低电平翻转时，二极管 D1, D2 的钳位作用会使 a 点电位与 V_{OUT} 一致。这样可以保证关键节点的电位在翻转时被限制在正常范围内，使得电平移位电路能够正常工作。

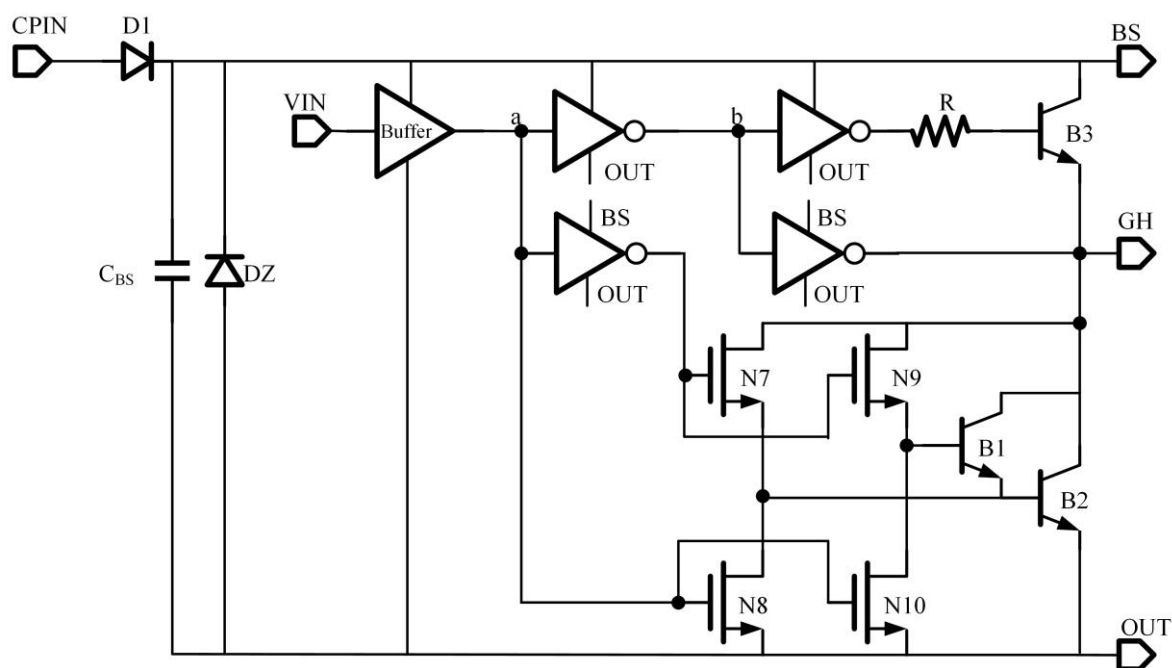


图 3-13 驱动电路的结构图

由电平移位电路产生的浮动控制信号传输给自举电路的驱动电路，为了驱动较大的容性负载，电平移位电路输出的控制信号需经过由多级反相器组成的缓冲级，这些反相器的尺寸逐级增大，以增强驱动能力，但并不改变信号相位。同时整个驱动电路部分的高低电平都限制在与高边功率管栅源电压一致，即完全由自举电容供电，而自举电容的电压由与其并联的稳压二极管 DZ 决定。

具体电路结构图如图 3-13 所示。图中 CPIN 是电荷泵的输出电压的输入端口，VIN 是电平位移电路的输出信号，BS 端口用于外接自举电容，OUT 为整个三相驱动电路的输出端口，也是高边功率管的源极，GH 端口连接所需要驱动的高边功率管的栅极。CBS 为自举电容，其大小为约为 1.2nf，当自举电容充电完成时，BS 端的电位 V_{BS} 始终比 OUT 端电位 V_{OUT} 高一个稳压管 DZ 的稳压值 V_{DZ} 。

电荷泵输出的电压 V_{CP} 在比地电位高一个稳压管电压的低电位与高于整体电源电压的高电位之间波动，且其振荡频率受内部振荡器控制，一般远大于电平位移电路输出信号的变换频率。因此在一次高边管导通的持续时间内， V_{CP} 会在高低电压之间变化多次；但 V_{CP} 为高电位时可以为自举电容 C_{BS} 补充电荷，但当 V_{CP} 为低电位时，自举电容上极板的电压 V_{BS} 会比 V_{CP} 高出许多。因此，在 CPIN 这一端口后面连接着一个二极管 D1，用于隔离低电位的 V_{CP} 与高电位的 V_{BS} ，防止电流倒灌回电荷泵。二极管 D1 的耐压值要求较高，一般利用多个耐压二极管串联构成。

忽略启动过程，默认自举电容 C_{BS} 两端电压已经冲至与其并联的稳压二极管稳压值 V_{DZ} 。当 VIN 为高电平时，输入信号经过缓冲级到达 a 点，使 N8，N10 管导通，N7，N9 管截止，构成达林顿管的三极管 B1，B2 进入截止区，整个功率管栅极电容放电回路关闭。b 点电压与 a 点电压反相，因此 b 点电压信号经过一级反相器后使得三极管 B3 导通，利用其上拉能力让自举电容 C_{BS} 给栅电容充电。由于三极管存在一定的饱和压降 V_{CE} ，因此利用额外一组反相器进行辅助充电使得栅电压能够达到 V_{BS} ，高边功率管导通。此时 V_{out} 被上拉至电源电压 V_S 。

当输入信号 VIN 为低电平时，a 点电位为低电平，经过一级反相器使得 N7，N9 管导通给达林顿管提供基极偏置，N8，N10 管截止。N7，N9 管的宽长比不同，N9 管的宽长比大于 N7 管的宽长比，使得三极管 B1 的基极电压比发射极电压更高，由 B1，B2 管构成的达林顿管放电回路可以正常工作。放电回路对高边功率管的栅电容进行放电使得 GH 端电位 V_{GX} 下降到与 V_{OUT} 一致，高边功率管因此能够快速关闭。b 点电位为高电平，经过一级反相器将充电回路关闭。此时 V_{OUT} 被下拉到地电位。

高边功率管驱动模块所有电路搭建完成后，对其进行整体的仿真验证。设置电源电压为 42V，DZ 耐压为 6V 左右，为了模拟正常工作的状态，OUT 端设置在 0-42V 之间变化，控制信号 GCH 使能情况与 OUT 端变化一致。由于高边驱动电路其难点在于长时间保持功率管开启，仿真验证时需要对此进行验证，因此其仿真周期较长，故与后文低边功率管的不一致，仿真结果如图 3-14 所示：

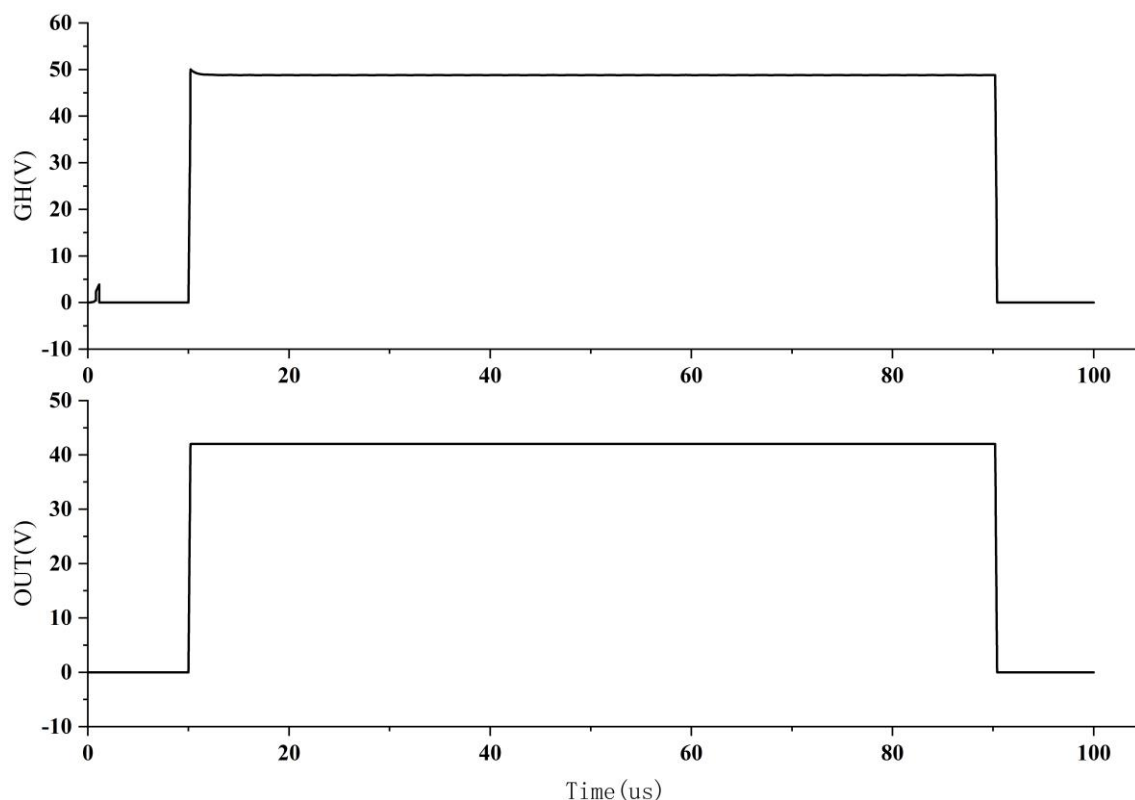


图 3-14 高边功率管驱动电路仿真结果

当 OUT 端电压由 0V 变化至电源电压 42V 时, GCH 同时发出使能信号, 高边功率管驱动电路的输出信号 GH 能够达到 48V, 即等效于功率管的栅源压差为 6V, 满足高边功率管的导通条件。当 OUT 变为低电平时, GCH 也同时翻转, 此时输出 GH 能够成功降到低电平, 满足功率管截止的条件, 并且能够保持功率管长时间导通。

3.3 低边功率管驱动电路的设计分析与仿真

与高边功率管开启的情况不同, 低边功率管的源端始终接地电位, 而不是浮动电位。因此低边功率管的驱动电路要简单许多, 采用下拉式的结构即可控制充电回路的开关, 也无需电平位移电路。充电回路仅要求能够使功率管的栅电位高出能够使其导通的阈值电压即可让低边功率管导通; 关断时与高边功率管类似, 需要专门的放电回路对功率管栅电容进行放电。低边功率管驱动电路受控制逻辑电路输出信号 GCL 控制, GCL 与 GCH 为互为反相的一组信号, 且两个信号之间存在一定的死区时间, 以防止同一半桥的上下管同时导通。

低边功率管驱动电路的电路图如图 3-15 所示。 V_B 为偏置电压, 用于提供恒流源; V_S 为高压电源; GCL 为数字控制逻辑输出的控制信号, GL 端与低边功率管

栅极相连。与高边功率管驱动电路类似，由达林顿管组成对栅电容的充电回路和放电回路，由于不需要升压电路，因此也无需电容来维持栅电容的电平。

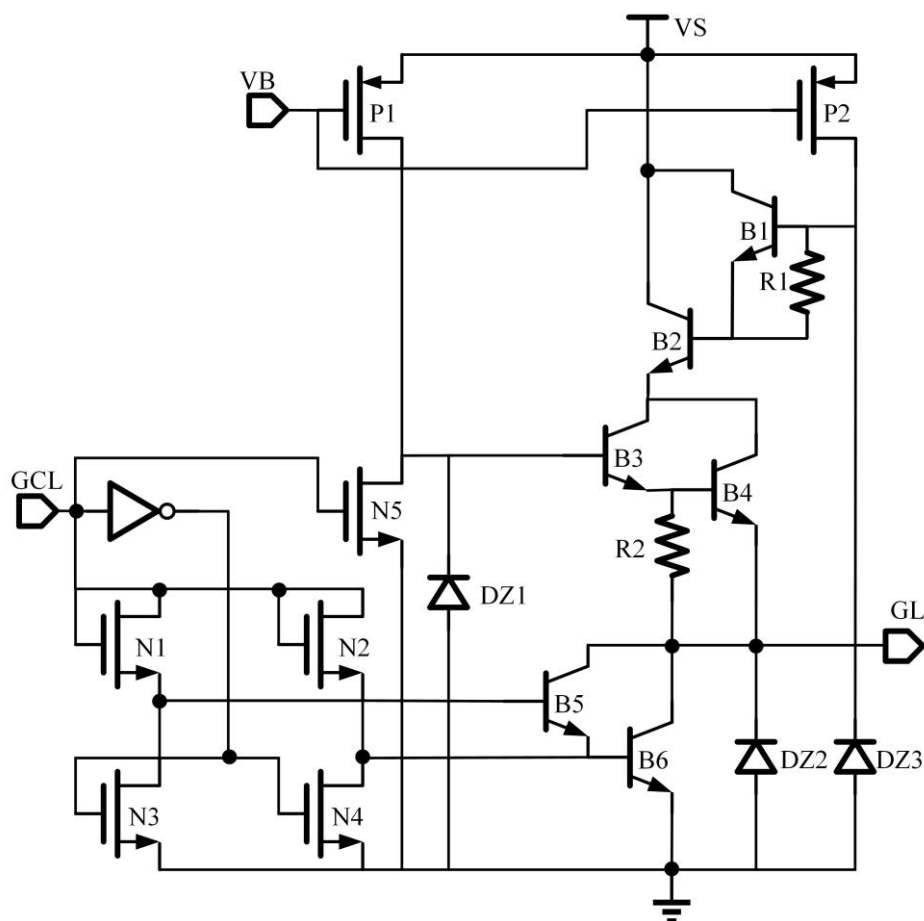


图 3-15 低边功率管驱动电路图

给功率管栅电容充电时，GCL 端为低电平，使 N5 管截止，N1，N2 管截止，经过一级反相器使 N3，N4 管导通，通过将三极管 B5，B6 的基极电位拉到地电位将 B5，B6 管组成的达林顿管放电回路关闭。N5 管控制充电回路的开关，当 N5 管截止时，P1 管给三极管 B3 提供基极电流偏置，同时依靠稳压管 DZ1 提供 B3 的基极电压偏置；P2 管给三极管 B1 提供基极电流偏置，同时依靠稳压管 DZ3 提供 B1 的基极电压偏置。R1，R2 为限流电阻，同时为 B2，B4 提供偏置。由 B1，B2，B3，B4 组成的达林顿管放电回路开启，给低边功率管栅电容充电。充电电压由稳压管 DZ2 控制，当充电至 DZ2 的阈值 V_{DZ2} 时，DZ2 击穿使得功率管的栅电位不在升高。DZ2 的稳压值与 DZ1 的稳压值一样，因此功率管栅电位达到指定值 V_{DZ2} 时，三极管 B4 会截止使得整个充电回路关闭，从而降低功耗。

给功率管栅电容放电时，GCL 为高电平，使 N5 管导通，将 B3 管基极电位下拉到地电位使其截止，以此关闭整个充电回路。GCL 使 N1，N2 使导通，经过一

级反相器使 N3, N4 截止, N1, N2 为 B5, B6 组成的达林顿管放电回路提供基极电流偏置。由于 N1 管的宽长比比 N2 管的宽长比大, 所以三极管 B5 的基极电位会高于其发射极电位, 达林顿管因此能正常工作。B5, B6 对低边功率管栅电容进行放电, 使其快速关闭。低边功率管驱动电路仿真结果如图 3-16 所示:

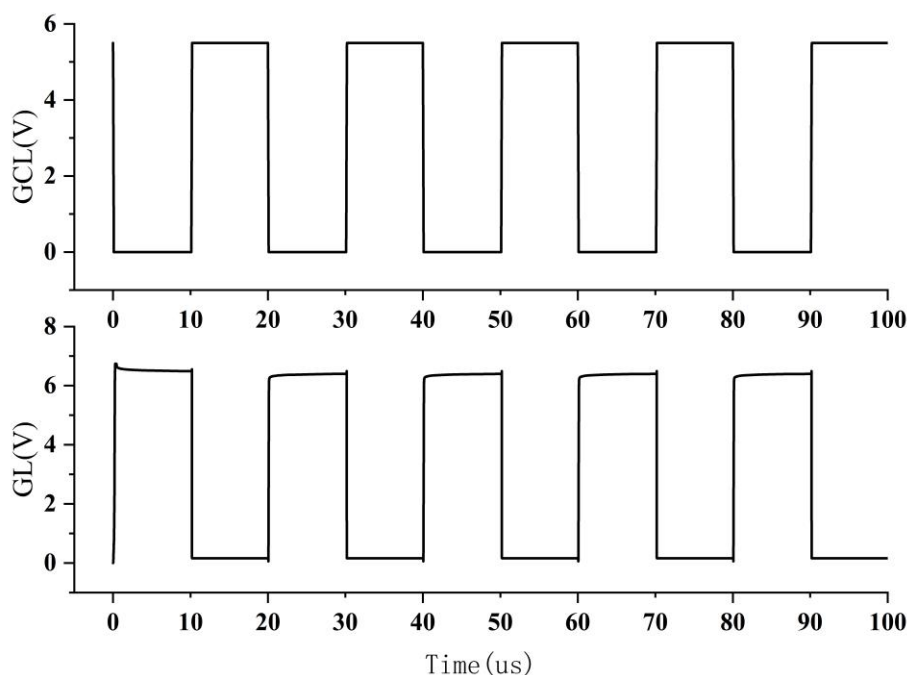


图 3-16 低边功率管驱动电路仿真结果

从上述仿真结果可以看出, 当输入控制信号为低电平时, 低边功率管驱动电路的输出 GL 可以达到 6V 左右; 当输入信号反转为高电平时, GL 信号能够快速变为低电平, 满足功率管导通以及截止的条件以及快速开启关断功率管的要求。

3.4 电流采样电路的设计分析与仿真

为了能够与外部控制的 MCU 形成闭环控制, 需要驱动电路对功率管的电流进行采样并对外输出。除此之外, 对功率管的电流进行实时的采样也能够实现过流保护功能, 当检测到功率管电流超过阈值时, 过流保护电路能够及时发出信号使整个电路停止工作, 防止电路因为大电流而烧毁。

传统的电流采样方法有串联电阻法, 直接将一个小电阻串联在电流通路上, 通过测量电阻两端压降来实现对电流的测量。但这一方法会降低电路的工作效率, 电阻的热效应也会导致其它不良的影响^[45]。另一种方法为 DCR 采样法, 通过让电机并联一个电容和电阻, 测量电容两端电压来检测电流大小^[46]。但这一方法需要依

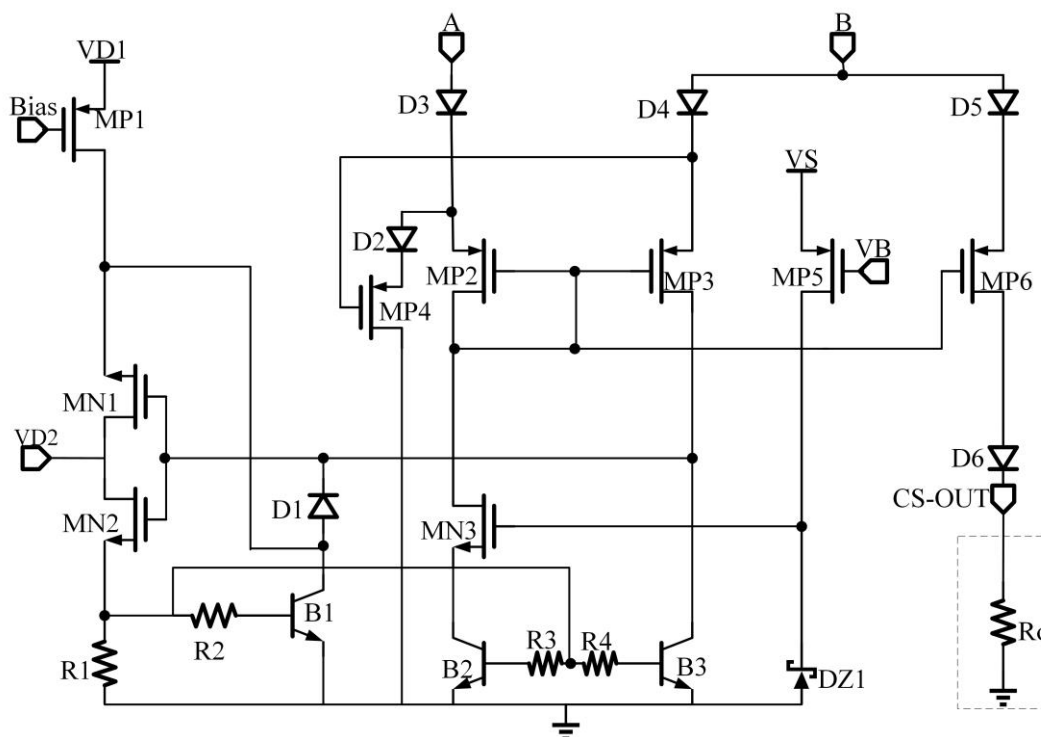


图 3-18 电流采样电路结构图

其中 $VD1$, $VD2$ 为内部供电模块给出的低压电源, $Bias$ 为内部供电模块给出的参考电压, VB 为高压 PMOS 管电流镜给出的栅极偏置, VS 为高压电源。A 端口接高边功率管源极, B 端口接采样管源极。

$MP2$, $MP3$, $MP6$ 构成 1: 1: 2 的电流镜结构, $MP6$ 负责将采样管电流按比例输出给外接电阻 R_o 完成电流到电压的转换。 R_o 取值与采样管和功率管宽长比的比值以及期望输出电压与功率管电流数值的比例有关。设采样管与功率管的宽长比之比为 1: n , 期望输出电压值与功率管电流的数值比例为 1: 1, 则 R_o 的取值为:

$$R_o = \frac{3n}{2} \quad (3-14)$$

$B2$, $B3$ 保证两条支路的电流相等, 由于采样管和功率管的栅极和漏极电位相等, 而 $MP2$, $MP3$ 在相同的栅极电位, 相同的偏置电流, 以及相同的宽长比情况下, 可以保证采样管与功率管的源极电位也相等, 即对采样管的源极实现钳位功能, 使流经采样管的电流与功率管的工作电流具有良好的比例关系。

上电时, 只有在电源供电模块上电完成后 $MP5$ 才会导通, 使得齐纳管 $DZ1$ 击穿, 给 $MN3$ 提供偏置电压, 这样可以保证整个电路在上电完成后才开始工作。 $MP1$ 导通后, 通过 $D1$ 给 $MP3$ 漏端节点充电并且使得 $MN1$ 和 $MN2$ 导通, 给 $B1$, $B2$,

B3 提供基极电流偏置。MP3 漏端节点充电完成以后，电路开始正常工作，此时 D1 处于截止状态。MP4 管起到保护作用，当负载突然断开时，由于 A 端口接在高边功率管的源极，也就是驱动电路连接负载的输出端，所以 A 端口的电位会突然升高，这样就会使得 MP4 管导通。而 MP4 导通又可以分担支路电流，以保护电流监测电路不被烧毁。正常工作时，MP4 处于截止状态，对电路工作没有影响。二极管 D3, D4, D5 起到隔离作用，功率管驱动感性负载时，功率管关闭会引起电压跳变，电流检测电路此时不应该工作，其电流应该为零，此时二极管起到隔断的作用。

当流经功率管的电流增大的瞬间，功率管源极电位随之下降，由于流经 MP2 管的电流也要同时增大，所以 MP2 管栅极和漏极之间的电压差会降低，而此时采样管的源极电位还未发生变化，所以流经 MP3 的电流还未发生变化，又因为 MP3 的栅电位降低，所以其漏极电位要随之升高。MP3 漏极电位升高使得 MN1, MN2 栅电位升高，给 B2, B3 提供更大的基极电流偏置，使流经 MP3 的电流随流经功率管的电流增大而增大，故反馈环路能够保证流经 MP2, MP3 的电流保持一致，使得采样管与驱动管源极电位相同。当工作电流减小时，同理可推得反馈环路使得流经 MP2 管和 MP3 管的电流相等，以保证采样管与功率管的源极电位相同。电流监测电路的仿真结果如图 3-19 所示：

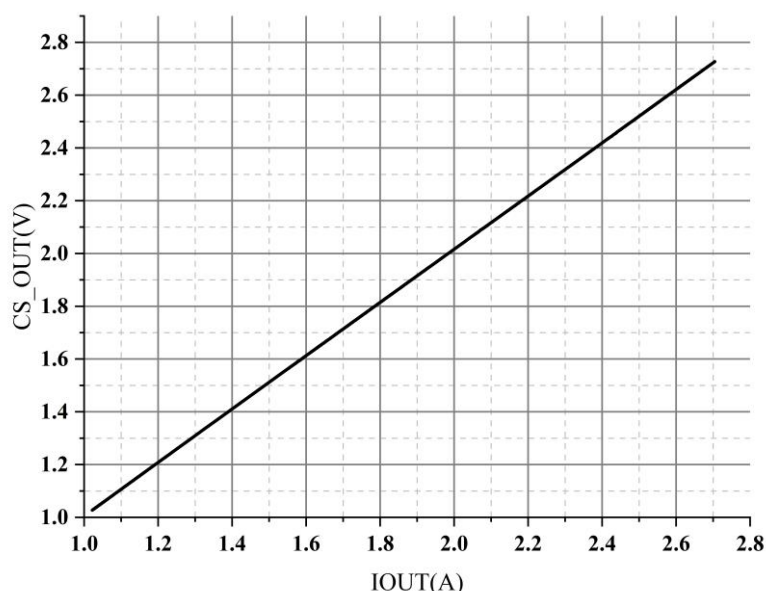


图 3-19 电流监测电路仿真结果

其中横坐标为功率管电流，纵坐标为电流监测电路的输出电压，仿真时通过外接电阻设置功率管电流与输出电压的数值为 1: 1 输出。从仿真结果可以看出，电流监测电路可以较好的完成对功率管电流的监测，且线性度较高。

3.4.2 过流保护电路

过流保护电路同样需要采样管对功率管的电流进行采样，其电路结构图如图 3-20 所示。其采样管的源端与功率管源端相连，而其漏端则和电源电压差了一个三极管发射结压降 V_{BE} 。由于过流现象一般都发生于功率管短路或者接近于短路的情况，此时功率管与采样管都工作于饱和区，此时其电流与电压的关系为：

$$I_D = \frac{I}{2} \mu_n C_{ox} W/L (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3-15)$$

对于采样管及功率管，其沟道长度调制系数 λ 较小，因此可以认为采样管与功率管的电流与 V_{DS} 无关，在这一前提条件下，可以认为采样管与功率管的电流成比例关系。

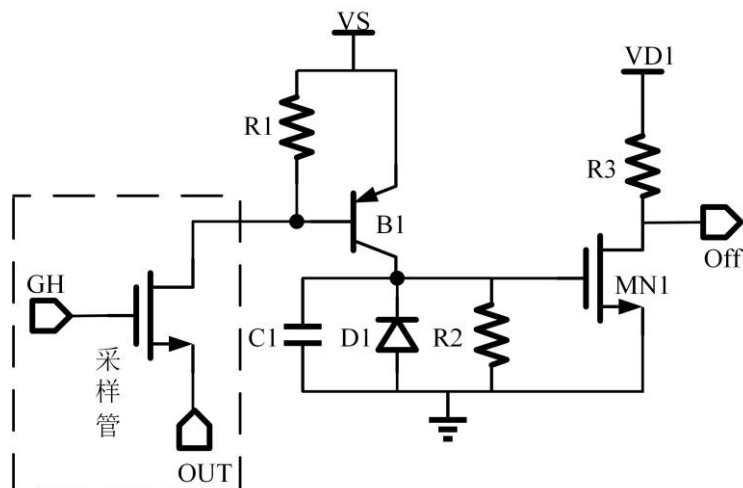


图 3-20 过流保护电路结构图

随着功率管的电流增大，采样管的电流也会随之增大。采样管电流为三极管 B1 提供基极电流偏置，于是三极管 B1 的集电极电流也会随着功率管的电流增大而增大。当功率管电流达到阈值时，三极管 B1 的电流流过 R2 产生的压降足够使的 MN1 导通，将输出的信号 Off 拉到地电位。二极管 D1 负责限制 MN1 的栅源电压，防止 MN1 发生栅源击穿；电容 C1 用于给电路增加响应延迟，防止电路由于响应过于迅速而发生振荡。

设采样管与驱动管的电流 I_{OUT} 的比为 $\alpha: 1$ ，则三极管 B1 的基极电流为：

$$I_b = \alpha I_{OUT} - \frac{V_{be}}{R1} \quad (3-16)$$

三极管的集电极电流为：

$$I_c = \beta I_b \quad (3-17)$$

设使 MN1 能够将输出信号置为地电位的栅压为 V_{GSO} ，则有：

$$I_c R2 = V_{GSO} \quad (3-18)$$

联立式(3-16)，(3-17)，(3-18)可以得到发出停止信号时的功率管电流为：

$$I_{off} = I_{OUT} = \frac{V_{GSO}}{\alpha \beta R2} + \frac{V_{be}}{\alpha R1} \quad (3-19)$$

V_{GSO} 受到电阻 R3 以及 MN1 管阈值电压的控制，一般情况下为一常量； V_{be} 为三极管的发射结压降，在三极管正向导通的情况下也可以视为一个常量。因此，由式(3-19)可知，可以通过调整电阻 R1，R2 的数值来调整触发过流保护的阈值 I_{off} 。在本文的设计中，过流保护的触发阈值为 10A。设置好各项参数后，对过流保护电路的仿真结果如图 3-21 所示：

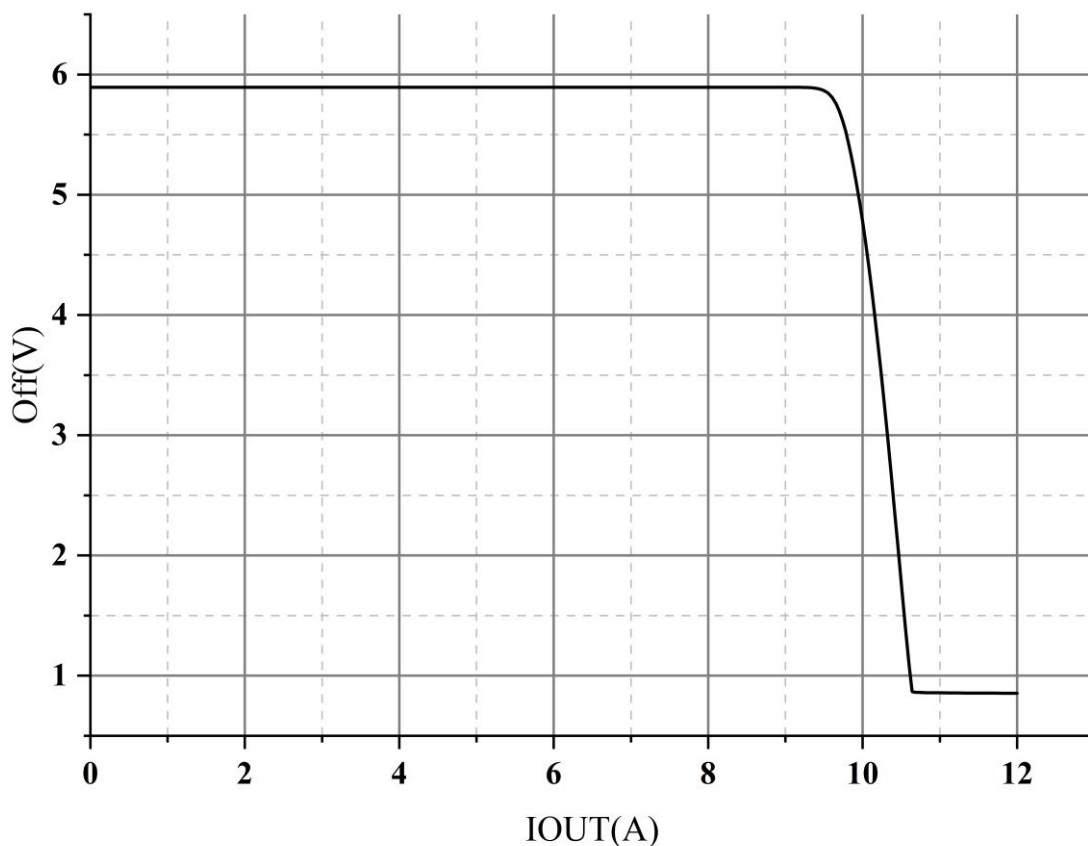


图 3-21 过流保护电路仿真结果图

图 3-21 中横坐标为流过功率管的电流，纵坐标为过流保护电路输出的停止信号。当功率管电流超过 10A 时，过流保护电路能够及时将 Off 信号置为低电平，通过控制逻辑电路将功率管关断，让功率管电流不会超过 10A，实现对电路的保护功能。

3.5 过温保护电路的设计分析与仿真

由于工艺的限制,同时也是出于安全性的考虑,本文所设计的驱动电路仅能在一定温度范围内正常工作。当温度高于 145°C 时,电路就要对外发出过热警告,当温度继续升高到 170°C 时,此时温度已经逼近工艺极限,再继续升高电路就有烧毁的风险,所以需要紧急停止工作。同时为了防止电路振荡,在过温保护电路的电平翻转过程中还需要引入一定的迟滞窗口,即只有当电路温度降低到报警温度阈值以下一定温度时信号才会恢复,在本文中这个迟滞窗口被设置为 10°C 。过温保护电路的主体结构如图 3-22 所示。

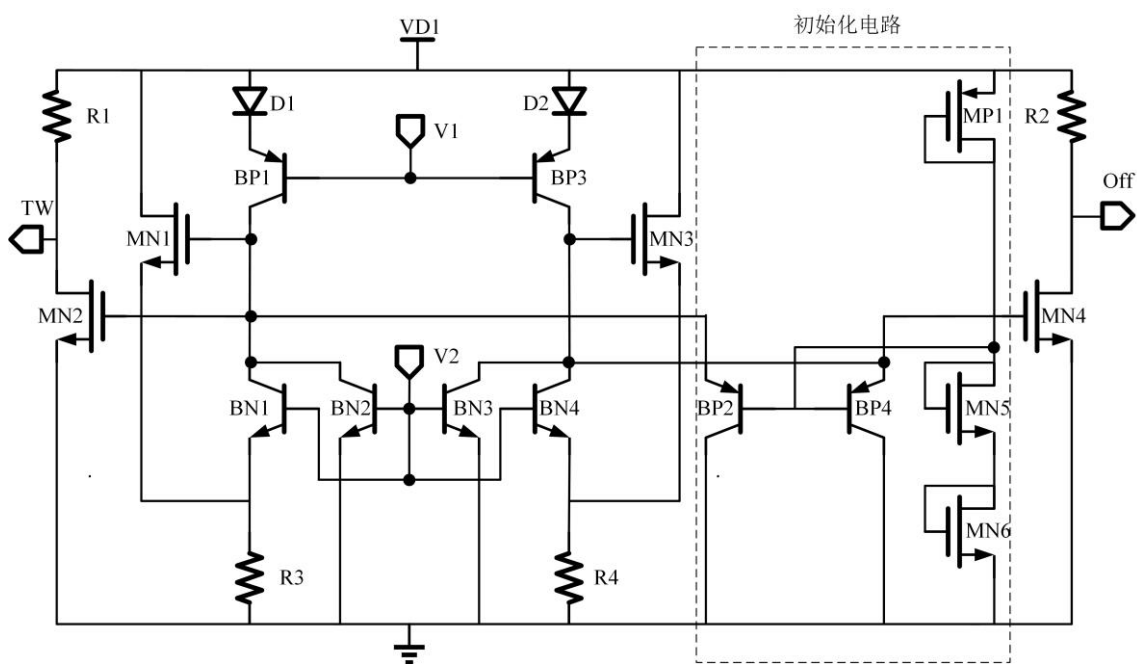


图 3-22 过温保护电路主体结构图

图中虚线框内为初始化电路,功能为保证过温保护电路在电路刚上电时输出为高电平,防止电路锁死不工作。 $V1$, $V2$ 为内部基准产生的偏置电压, $VD1$ 为电源供电模块产生的低压电源。 TW 端为温度报警输出, Off 端为停止信号输出, $D1$, $D2$ 为温敏二极管。由于需要输出两个不同的温度报警信号,所以电路除了初始化电路以外都为对称式的结构,仅通过不同的器件尺寸来控制触发的温度阈值。因此后文对电路的分析主要针对输出 TW 端信号的半边电路来进行。

在正常温度下,电路上电时 $MP1$ 管所在支路给三极管 $BP2$, $BP4$ 提供基极电流偏置,将 $MN2$ 以及 $MN4$ 的栅极电位下拉到低电平使其截止,从而将输出初始化为高电平,此时三极管 $BN1$, $BN2$ 和 $BN3$, $BN4$ 工作于饱和区,电路初始化完成后 $BP2$, $BP4$ 处于截止区,不影响电路正常工作。随着温度的升高,二极管 $D1$

的导通压降会逐渐降低^[48]，因此三极管 BP1 的集电极电位会逐渐升高，流过 BP1 的电流也会随之增大，BP1 的电流增大会使得 BN1 的发射极电位升高。当温度升高到触发的阈值时，BN1 会进入截止状态，将 MN2 的栅电位置为高电位，输出因此变为低电平。

在输出信号由高电位向地电位翻转的过程中，MN1 管起到了正反馈的作用。随着三极管 BP1 的集电极电流越来越大，MN1 的栅极电位也会越来越高，MN1 会使得 BN1 发射极电位升高得更快，因此 MN1 的正反馈作用可以加快电路的响应速度。同时 MN1 的引入还可以为电路增加一定的迟滞窗口。二极管的电流公式为：

$$I_D = I_r \exp(V_D / V_T) \quad (3-20)$$

其中 I_r 为二极管的反向饱和电流，其温度系数为正； $V_T = KT/q$ ，为热电压， V_D 为二极管的正向压降。一般认为二极管的正向导通电流达到一定电流 I_{D0} 时的二极管正向压降 V_{D0} 为此时二极管的开启电压。为简化计算，设二极管正向的导通压降温度系数为 $-a(a > 0)$ 。当温度为室温 T_0 时，假设此时的二极管正向导通压降为 V_{D0} ，正向导通电流为 I_{D0} ；当温度升高到触发阈值 T_1 时，二极管的正向导通压降为 V_{D1} ，且此时施加在二极管两端的正向压降不变，则此时二极管的电流 I_{D1} 为：

$$I_{D1} = I_r \exp(V_{D0} / V_T) \quad (3-21)$$

前面假设了二极管的导通压降随温度线性变化，则有：

$$V_{D0} = V_{D1} + a(T_1 - T_0) \quad (3-22)$$

将式(3-22)带入式(3-21)中，可得：

$$I_{D1} = I_{D0} \exp \left[\frac{a(T_1 - T_0)}{V_T} \right] \quad (3-23)$$

注意到阈值温度时二极管的电流 I_{D1} 等于三极管流过 BN1，BN2 的电流 I_{BN1} ， I_{BN2} 之和，由式(3-23)可得触发时的阈值温度 T_1 可表示为：

$$T_1 = T_0 + \frac{V_T}{a} \ln \frac{I_{BN1} + I_{BN2}}{I_{D0}} \quad (3-24)$$

由式（3-24）可以看出，通过合理设置三极管 BP1，BN1，BN2 的基极偏置电流即可控制电路的翻转阈值温度。

当过温保护电路输出信号由低电平向高电平翻转时，由于 MN1 的栅电位为高电位，MN1 工作于深线性区，将三极管 BN1 的发射极置为高电平，BN1 反向截止。此时若温度由高温降低回阈值温度 T_1 ，过温保护电路依然会保持低电平输出。只有等到温度降到更低的温度 T_2 时，电路的输出才会发生翻转，此时的二极管电

针对图中的 I_1 , I_2 , 列出电流电压方程:

$$V_{BEN2} + V_{BEN3} = V_{BEN1} + V_{BEN4} + I_1 R_2 + I_2 R_4 \quad (3-27)$$

I_1 , I_2 之和 I 由 BN5, BN6 组成的电流镜复制到另一只路。由三极管的电流电压关系可以将 I_1 , I_2 之和解出得到:

$$I_1 + I_2 = I = \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{S_2 S_3}{S_1 S_4} \quad (3-28)$$

其中 S_1 - S_4 分别是 BN1-BN4 各个三极管对应的发射结面积, $V_T = KT/q$ 为热电压。在忽略电阻温度系数的情况下, 可以发现电流 I 为正温度系数电流。将这一电流复制后流过 BP1 产生偏置电压 V_1 , 其表达式为:

$$V_1 = IR_3 + V_{BEP1} = \frac{R_3 V_T}{R_2} \ln \frac{S_2 S_3}{S_1 S_4} + V_{BEP1} \quad (3-29)$$

其中, V_{BEP1} 为三极管 BP1 正向导通时的发射结压降。将 V_1 对温度 T 求导, 可以得到:

$$\frac{dV_1}{dT} = \frac{R_3}{R_2} \ln \frac{S_2 S_3}{S_1 S_4} \frac{dV_T}{dT} + \frac{dV_{BEP1}}{dT} \quad (3-30)$$

其中, dV_{BEP1}/dT 为三极管 BP1 正向导通时发射结压降的温度系数, 其值约为 $-1.5\text{mV/K}^{[49]}$, 而 V_T 为热电压, 其温度系数 dV_T/dT 的值为 KT/q , 为正温度系数。因此由式(3-29)可知, 可以通过调整电阻比值与三极管面积的比值来使得 V_1 的温度系数足够小以满足电路需求。

BN5 二极管连接, 以电流镜的方式提供偏置电压 V_2 , 由式(3-28)可知电流 I 与温度成线性关系, 且其温度系数数值较小, 而由式(3-23)可知二极管的电流与温度成指数关系, 因此电流 I 随温度的变化量远小于二极管电流随温度的变化量。所以直接以 V_2 作为偏置电压可以满足电路设计的要求。

上述计算和分析是基于理想情况下的近似讨论, 分析过程种忽略了许多其他的因素, 例如 MOS 管阈值电压的温度系数和 MOS 管跨导的温度系数, 以及 MN1 的对三极管 BN1 饱和深度的影响。实际电路搭建时可以先通过上述分析中的式(3-24),(3-26),(3-29)来初步确定各个器件的参数, 然后再通过多次仿真迭代, 最终来确定各个元器件的参数, 以此来满足电路的设计指标。

利用 Virtuoso 仿真软件对过温保护电路整体进行 DC 仿真, 设置仿真条件, 在 tt 工艺角情况下, 针对温度这一参数进行迟滞扫描, 过温保护电路的两个输出电平 TW 和 Off 的结果如图 3-24 和图 3-25 所示。

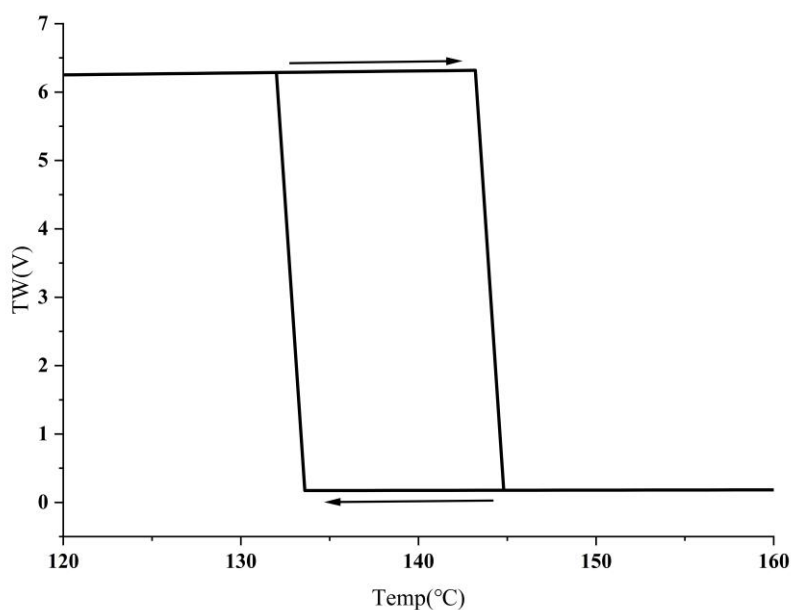


图 3-24 TW 信号随温度的变化情况

针对 TW（温度报警）信号，其触发阈值 T_w 被设置为 145°C ，迟滞窗口被设置为 10°C 。实际仿真结果触发阈值为 143°C 左右，迟滞窗口约为 11°C 。

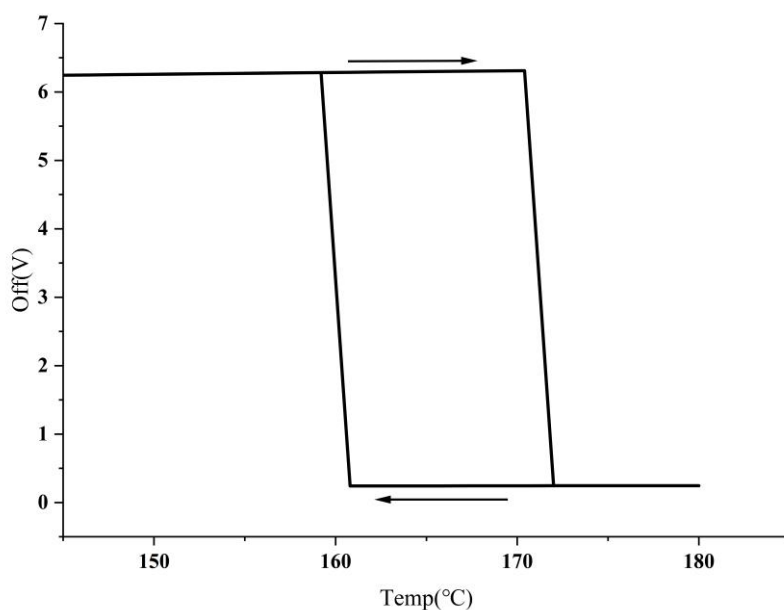


图 3-25 Off 信号随温度变化的情况

对于 Off（停止）信号，本文中设置其触发阈值 T_{off} 为 170°C ，迟滞窗口也为 10°C 。实际仿真结果触发阈值略大于 170°C ，迟滞窗口为 11°C 左右。

从图 3-24, 图 3-25 可以看出，两个信号的翻转温度基本符合设计的预期目标，其迟滞窗口也基本保持在 11°C 左右，略大于预期设计指标。尽管过温保护电路整

体仿真结果与预期目标略有偏差,但基本能够满足电路的要求,在温度过高时分别发出对应的报警和停止信号。

3.6 内部供电模块的设计分析与仿真

内部供电模块需要给其它模块提供低压电源和参考电平，由前面各个模块的分析可知，需要提供的包括控制逻辑的低压电源 $VDD(VD2)$ ，模块内部电平位移电路所需要的低压电源 $VDD(VD1)$ ，参考电平 $VB, Bias$ ，振荡器所需要的两个电流源 $CS1, CS2$ 。同时欠压封锁电路也包含在内部供电模块之中，具体电路结构图如图 3-26 所示。

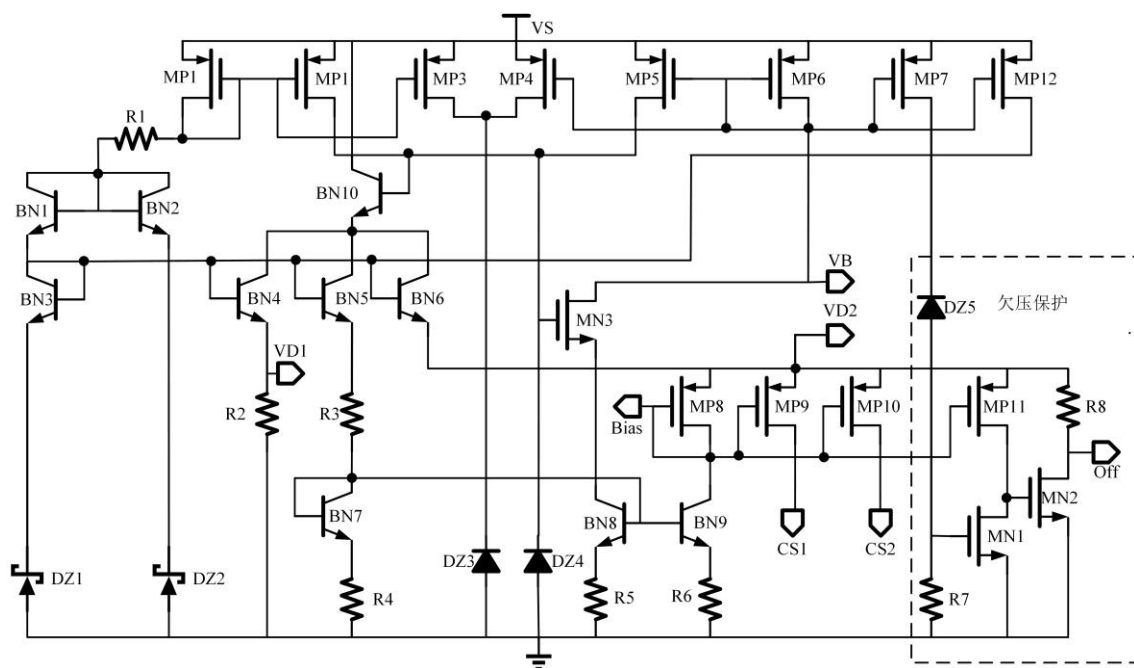


图 3-26 内部供电模块电路结构图

DZ1, DZ2 为 5V 的稳压管, DZ3, DZ4, DZ5 为多个稳压管组合而成, 用于提供不同的偏置。上电时, MP1, MP6 等各个 MOS 管导通给各个电流镜提供栅极偏置; MP1 给 BN1, BN2 提供偏置, MP12 给三极管 BN3-BN6 提供栅极电流; DZ1, DZ2 击穿, 为 V_{D1} , V_{D2} 提供基准电压。 V_{D2} 为 MP8, MP9, MP10 的高电平, 同时 BN6 为其提供电流, 电流大小由 BN9 决定, BN7, BN8, BN9 组成电流镜为各个支路提供电流偏置。MP8, MP9, MP10 组成电流镜对外输出偏置电压 Bias 以及电流源 CS1, CS2。偏置电压 V_B 由二极管连接的 MP6 提供。

图 3-26 方框中为欠压保护支路。上电过程中, 若电源电压 V_S 还不足以击穿 DZ5, 则 Off 信号输出低电平给逻辑控制模块, 此时功率管驱动模块不会工作。直

到电源电压 V_S 上升到足以击穿 $DZ5$ 后, 电流流过 $R7$ 使 $MN1$ 栅电位抬升, $MN1$ 开启, 使得 Off 信号输出为高电平, 整个电路开始正常工作。

针对内部供电进行 DC 仿真, 在电源电压 $42V$ 的条件下对温度这一参数进行扫描, 其输出的内部参考电压仿真结果如图 3-27 所示:

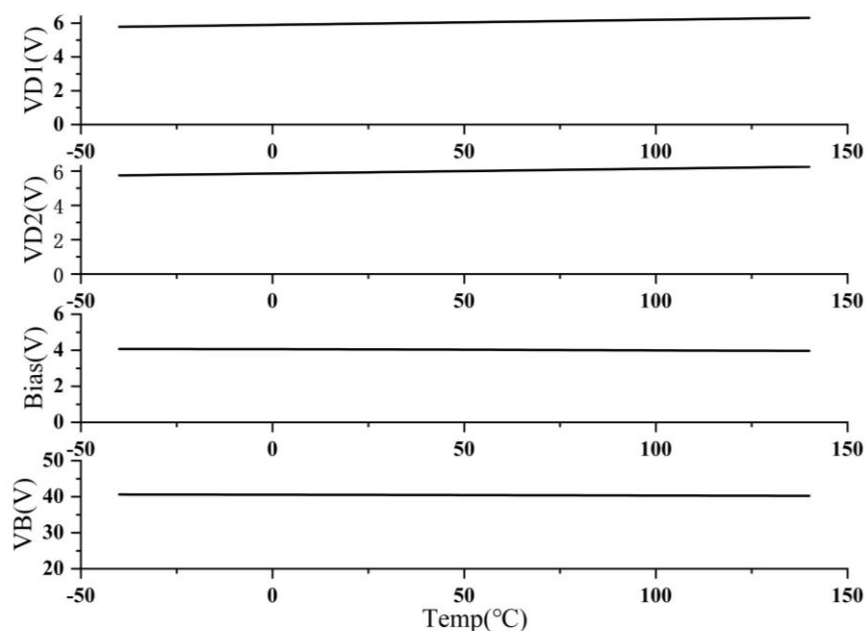


图 3-27 内部供电模块输出电压仿真结果

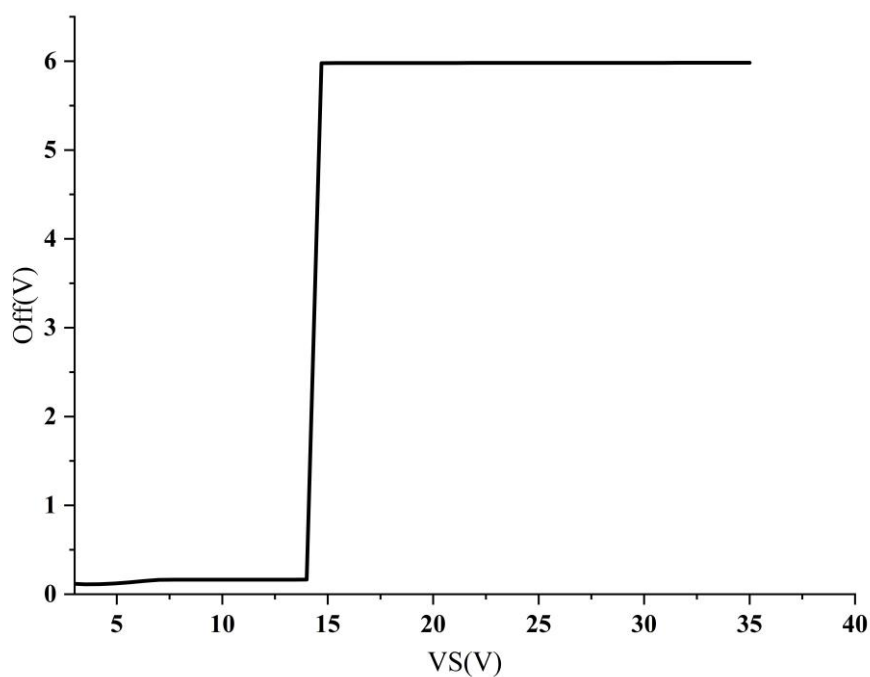


图 3-28 欠压封锁功能仿真结果

从图 3-27 中可以看出，受各个器件的温度系数影响，各个偏置电压在预期的温度范围，即-40-145℃范围内，内部供电模块输出的各个电压稍有变化，但仍在合理范围之内，能够满足电路正常工作需求。

图 3-28 为欠压封锁功能的仿真验证结果。图中横坐标为电源电压，纵坐标为 Off 信号的电平。可以看出，当电源电压低于 15V 时，欠压封锁电路会将 Off 信号置为低电平，这时内部控制逻辑就不会让高电压的子模块电路进入工作状态。当电源电压高于 15V 后，Off 信号变为高电平，整个电路开始工作。

3.7 本章小结

在第二章对电路整体框架设计以及各个子模块功能描述的基础上，本章对控制逻辑模块，高边功率管驱动模块，低边功率管驱动模块，内部供电模块，电流监测模块以及过温，过流保护模块进行了详细的设计分析，并且利用各个子模块用仿真软件完成了电路的搭建以及仿真验证。各个模块性能都基本满足要求，为下一步电路的总体仿真做了铺垫。

第四章 电路的总体仿真分析与版图设计

在第三章对电路所需所有模块完成设计以及仿真的基础上，本章将对电路整体进行仿真，测试验证本文设计的无刷电机驱动电路的各项性能。整体电路搭建基于 $0.25\mu\text{m}$ 60V BCD 工艺，测试软件平台为 Cadence Virtuoso。对于关键参数主要基于 tt, ss, ff 三个工艺角以及 $-40\sim 145^\circ\text{C}$ 的温度范围来测试是否达到预期设计目标。

4.1 电路功能的总体仿真测试

按照第二章所描述的功率管栅极的驱动方式，本文对 PWM-PWM 型调制方式进行了测试，设定 PWM 占空比为 50%。控制信号周期为 $600\mu\text{s}$ ，PWM 调制的周期为 $30\mu\text{s}$ ，仿真测试结果如图 4-1 所示。

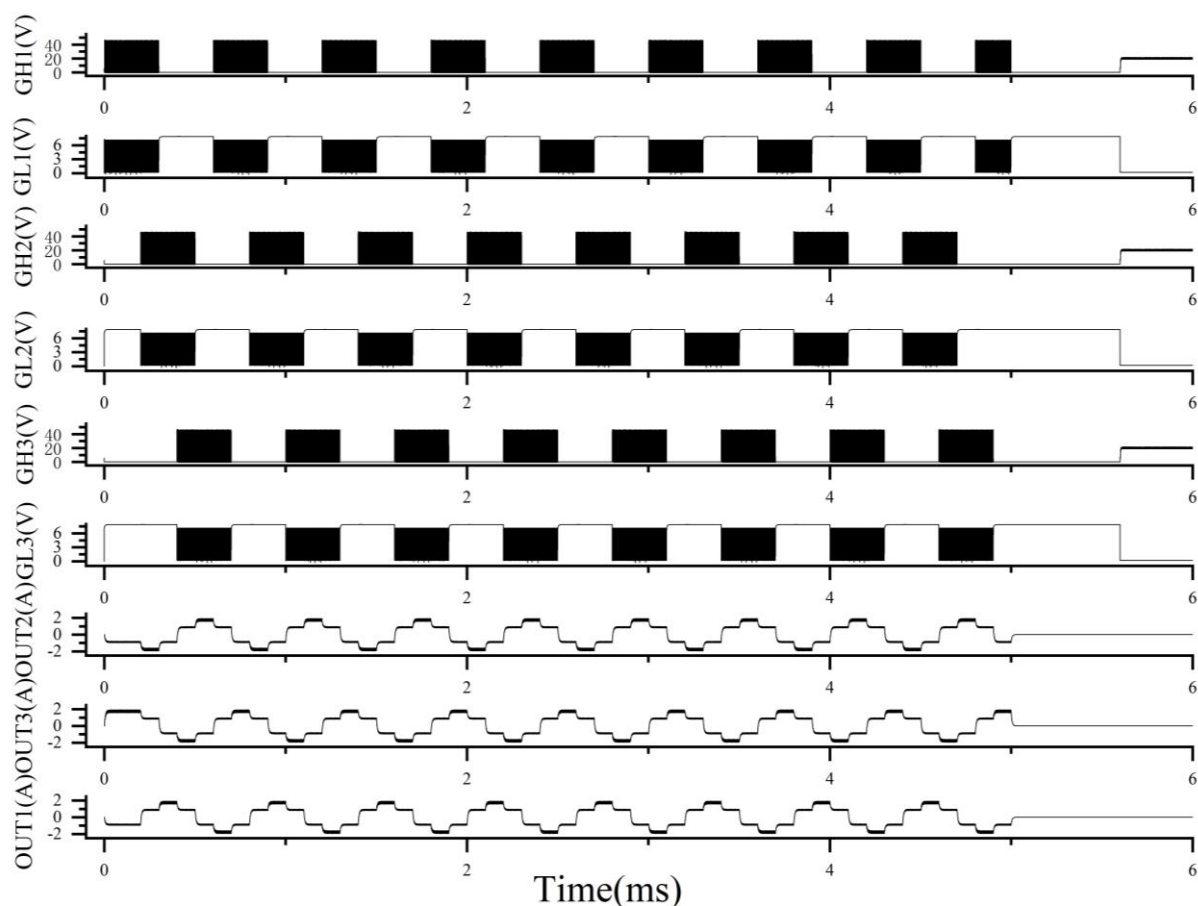


图 4-1 电路总体仿真验证结果

测试时电机模型采用电阻和电感串联的方式来模拟, 设定电感大小为 $50\mu\text{H}$, 电阻为 10Ω 。GH1, GH2, GH3 分别是三个高边功率管的栅极电平, GL1, GL2, GL3 分别为三个低边功率管的栅极电平。初始状态下 Break 信号以及 Off 信号都为高电平, Break 信号在 5ms 时变为低电平, Off 信号在 5.6ms 时变为低电平 (由于篇幅限制, 仿真结果图中未给出)。当两个制动信号都未使能时, 电路正常工作, 此时输出的电流随着三组功率管的导通相位变化而变化, 最大输出电流为 1.93A 。在 5ms 时, Break 信号变为低电平, 此时电路进入刹车使能状态, 所有低边功率管开启, 所有高边功率管关闭, 电机上的电流被迅速泄放。在 5.6ms 时 Off 信号变为低电平, 此时电路进入停止工作状态, 所有功率管全部关闭。图中高边功率管关断时其栅极电位不是低电位, 这是由于同一半桥所有的功率管都关闭了, 所以高边功率管的源端电位约为 0.5VS , 即高边功率管关断时其栅极电位也约为 0.5VS 而不是低电位。综合上述仿真验证结果可知, 本文所设计的无刷电机驱动电路可以正常工作, 且各个控制使能信号功能正常。

4.2 电路性能仿真测试

在验证了电路能够正常工作的基础上, 本小节进一步测试电路的各项性能指标, 并与预期设计指标进行对比。

4.2.1 电路最大输出电流仿真测试

在 PWM-PWM 型驱动方式的基础上, 设置 PWM 占空比为 100% , 即可测试电路的最大输出电流能力。tt 工艺角仿真结果如图 4-2 所示

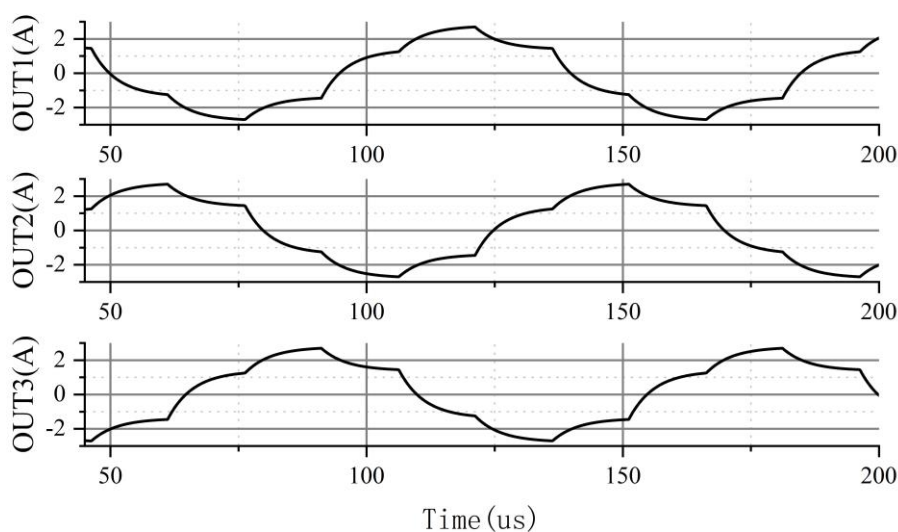


图 4-2 电路最大输出电流测试结果

测试最大输出电流时，同样设置电感为 $50\mu\text{H}$ ，电阻为 10Ω ，模拟电机高速轻载的工作情况，输入信号为周期 $90\mu\text{s}$ 的方波。从图 4-2 可以看出，在 tt 工艺角， 27°C 的仿真条件下，电路的最大输出电流为 2.696A 。在上述测试的基础上，将工艺角以及温度改变，最终将 tt，ff，ss 三个工艺角在不同温度情况下的最大输出电流仿真数据汇总如下：

表 4-1 电路最大输出电流

温度 工艺角	-40°C	27°C	145°C
tt	2.700A	2.696A	2.683A
ff	2.703A	2.699A	2.687A
ss	2.696A	2.692A	2.675A

从仿真结果可以看出，随着温度的升高，电路的电流输出能力逐渐下降；在相同温度下，ff 工艺角的电路电流输出能力最强，ss 工艺角的电路电流输出能力最差。但即使是 ss 工艺角， 145°C 的最差情况，电路的最大输出电流仍可满足预期的设计要求。

4.2.2 功率管导通电阻仿真测试

导通电阻是衡量驱动电路的一个重要指标，导通电阻的大小直接影响驱动电路的工作效率。而导通电阻受温度影响较大，因而测试导通电阻时不仅要考虑不同的工艺角，还需要考虑不同的温度下导通电阻的不同。测试时给功率管施加恒定电流源负载 3A ，栅源压差为 6V ，电源电压为 42V ，测得不同工艺角，不同温度情况下的导通电阻情况如下：

表 4-2 功率管导通电阻

温度 工艺角	-40°C	27°C	145°C
tt	0.078Ω	0.103Ω	0.168Ω
ff	0.069Ω	0.089Ω	0.146Ω
ss	0.092Ω	0.121Ω	0.199Ω

从表 4-2 可以看出，功率管导通电阻受温度影响，温度越高导通电阻越大，在三个工艺角中，ff 工艺角的导通电阻最小，ss 工艺角的导通电阻最大，这也和上一小节最大输出电流随工艺角和温度的变化情况相对应，即功率管导通电阻越大，电路的最大输出电流相对来说就越小。但与预期设计目标的 0.3Ω 相比，本文设计的驱动电路功率管导通电阻在各个工艺角以及电路工作温度范围内都满足要求，且留有一定的余量。

4.2.3 电路的控制信号传输延迟仿真测试

信号的传输延迟被定义为输入控制信号上升（或下降）至 50%与功率管栅极电位上升（或下降）至 50%的时间差，是衡量驱动电路性能的重要指标之一。该指标会影响 PWM 调速时的最小占空比以及最大频率，同时也会影响死区时间的设定^[50]。在 tt 工艺角，27°C的条件下，对高边功率管的控制信号传输延迟仿真结果如图所示：

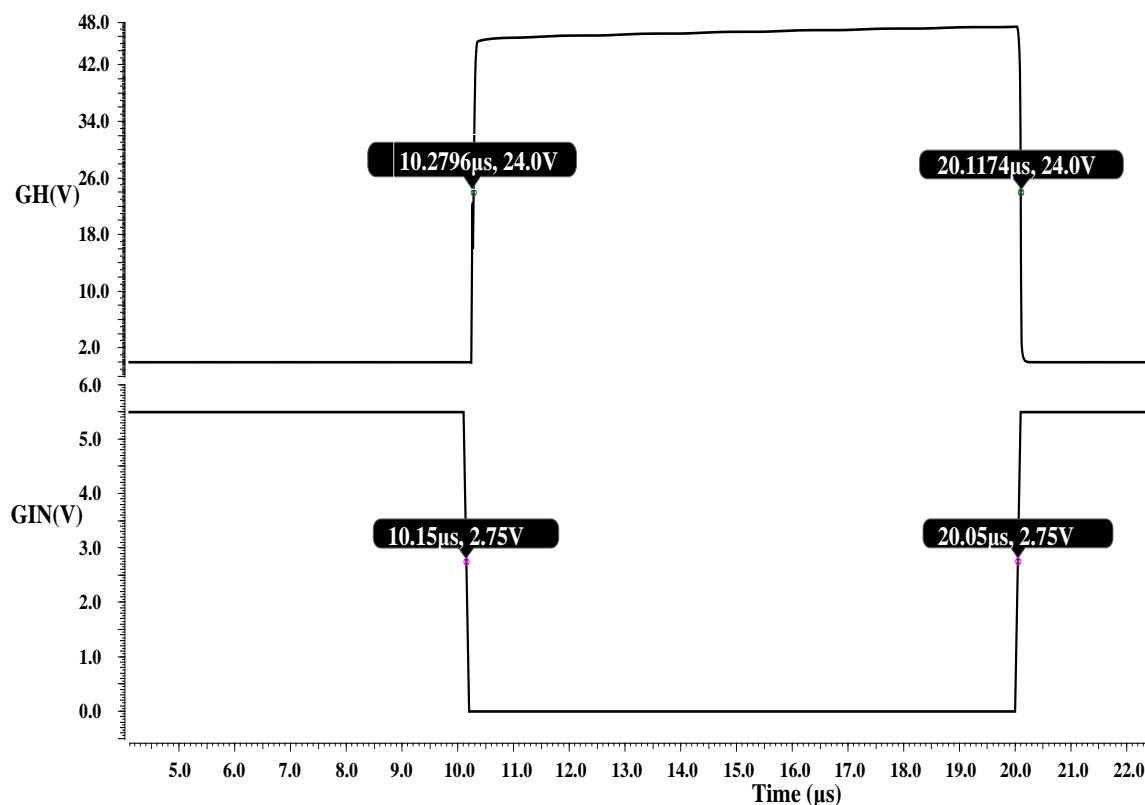


图 4-3 高边功率管的导通及关断延迟

从仿真结果图可以计算出，在 tt 工艺角，27°C的条件下高边功率管的控制信号导通传输延迟 t_{donH} 为 129.6ns，关断传输延迟 t_{doffH} 为 67.4ns。在此基础上，进一步仿真测试不同工艺角以及不同温度情况下控制信号的导通传输延迟以及关断传输延迟，结果如下：

表 4-3 高边功率管的导通及关断传输延迟时间

温度 工艺角	-40°C		27°C		145°C	
	t_{donH}	t_{doffH}	t_{donH}	t_{doffH}	t_{donH}	t_{doffH}
tt	173.0ns	144.7ns	129.6ns	67.4ns	113.2ns	47.5ns
ff	155.6ns	104.8ns	123.3ns	55.5ns	93.6ns	42.2ns
ss	228.9ns	187.7ns	176.3ns	98.8ns	155.0ns	57.8ns

由表 4-3 可以看出,随着温度的升高,同一工艺角条件下功率管的导通传输延迟时间逐渐增大,而同一温度下 ff 工艺角导通传输延迟最小,ss 工艺角导通延迟时间最大。而相对于预期设计指标来说,本文设计的驱动电路在-40-145℃温度范围内三个工艺角均可满足要求。

低边功率管在 tt 工艺角,27℃的条件下,对低边功率管控制信号的导通传输延迟以及关断传输延迟时间进行仿真,其结果如图 4-4 所示。

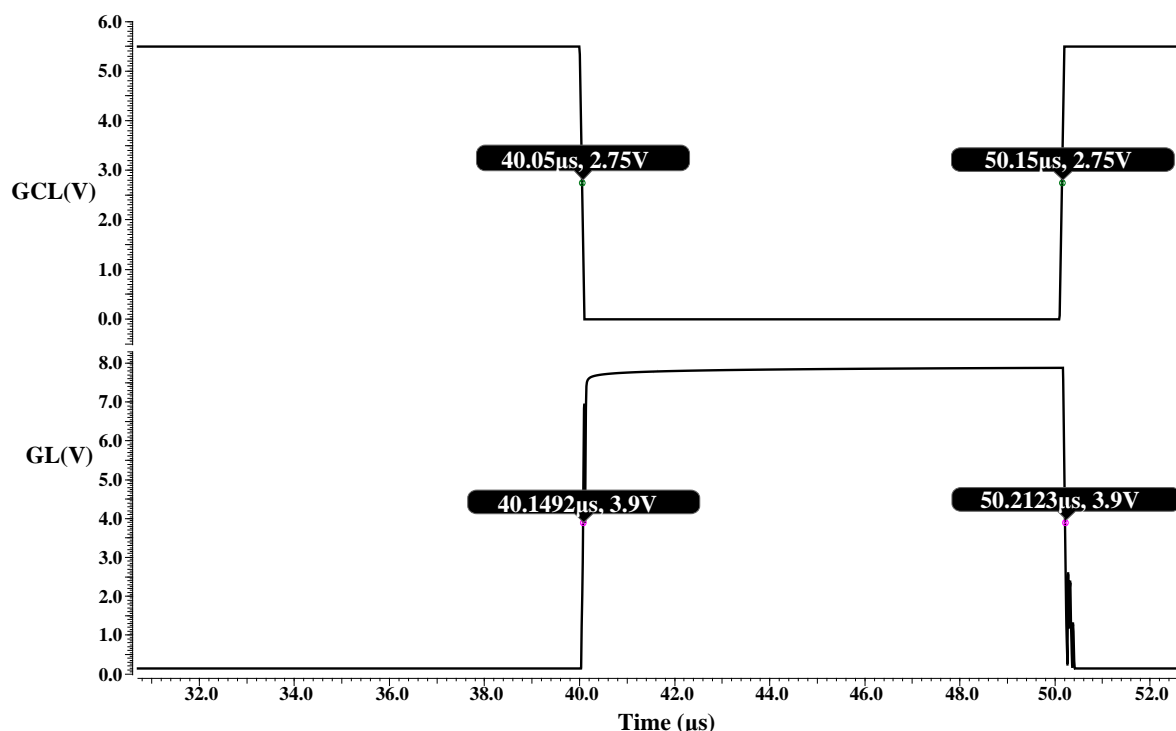


图 4-4 低边功率管导通以及关断延迟

从图 4-4 可以看出,低边功率在 tt 工艺角,27℃的情况下开启延迟时间 t_{donL} 为 99.2ns,关断延迟时间为 t_{doffL} 62.3ns。在此基础上,更换不同的工艺角以及温度情况,继续仿真测试低边功率管的导通及关断传输延迟时间,其结果如下:

表 4-4 低边功率管的导通及关断传输延迟

温度 工艺角	-40℃		27℃		145℃	
	t_{donL}	t_{doffL}	t_{donL}	t_{doffL}	t_{donL}	t_{doffL}
tt	213.7ns	91.6ns	99.2ns	62.3ns	31.4ns	48.3ns
ff	163.9ns	60.5ns	73.5ns	46.1ns	30.4ns	42.2ns
ss	349.1ns	198.9ns	178.9ns	105.7ns	37.2ns	70.0ns

低边功率管的导通传输延迟变化趋势基本和高边功率管的一致,其中 ss 工艺角,-40℃的条件下关断传输延迟时间以及十分逼近预期设计目标限制而没有留足够的余量,但仍可满足无刷直流电机 PWM 调速的需求。

4.2.4 功率管栅电平的上升和下降时间仿真测试

电位的上升时间被定义为由最高电平的 10% 上升到 90% 时所需要的时间, 下降时间被定义为由最高电平的 90% 下降为 10% 所需要的时间。这一参数与控制信号传输延迟类似, 会影响 PWM 控制信号的占空比以及频率。一般情况下 MOS 管的栅电位上升和下降时间都很短, 由于本文设计的驱动电路中功率 MOS 管的面积很大, 因此其栅电容的容值很大, 驱动如此大的栅电容对驱动电路的性能要求很高, 因此功率管栅电平的上升和下降时间也是衡量电路性能的重要指标之一。在 tt 工艺角, 27°C 的条件下仿真测试高边功率管栅电平的上升时间 t_{riseH} 和下降时间 t_{fallH} , 结果如图 4-5 所示:

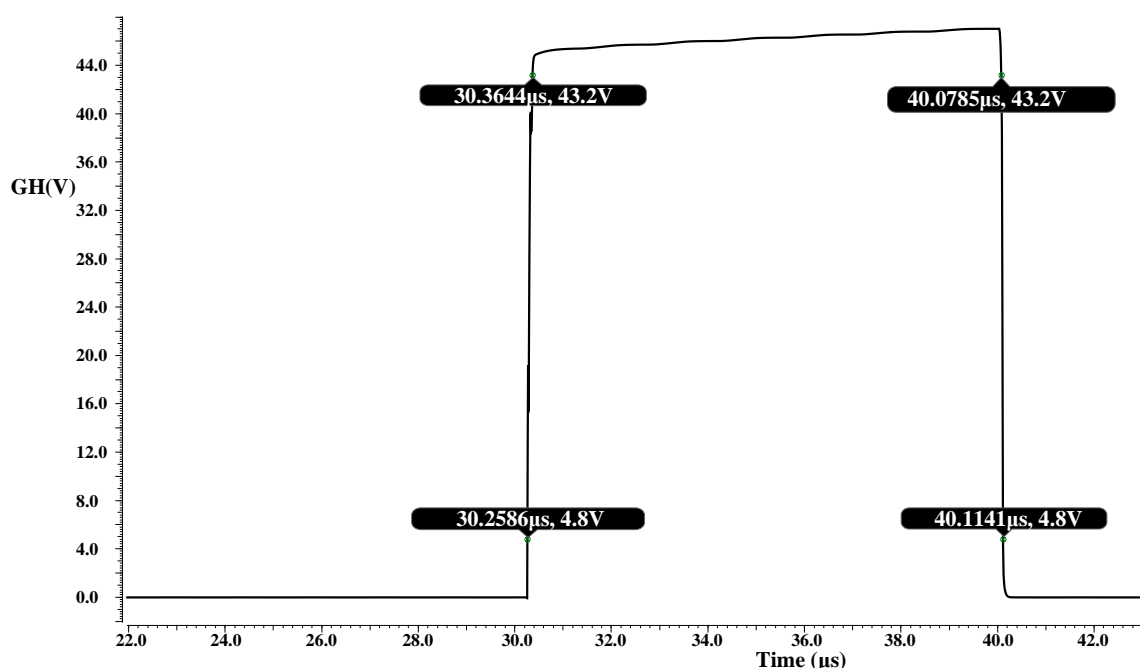


图 4-5 高边功率管栅电平上升和下降时间

由仿真结果可以看出, 在 tt 工艺角, 27°C 的情况下高边功率管栅电平的上升时间为 105.8ns, 下降时间为 35.6ns。变换工艺角, 温度这些仿真条件后测得各种情况下高边功率管栅电平的上升以及下降时间仿真结果如下:

表 4-5 高边功率管栅电平上升和下降时间

温度 工艺角	-40°C		27°C		145°C	
	t_{riseH}	t_{fallH}	t_{riseH}	t_{fallH}	t_{riseH}	t_{fallH}
tt	157.8ns	107.9ns	105.8ns	35.6ns	72.4ns	17.9ns
ff	113.7ns	77.8ns	92.3ns	24.7ns	40.4ns	14.0ns
ss	180.5ns	165.1ns	153.3ns	72.0ns	110.7ns	24.3ns

综合各个工艺角以及温度的仿真结果可以看出，同一工艺角情况下高边功率管栅电平的上升以及下降时间随温度升高而增大，同一温度条件下 ff 工艺角上升以及下降时间最短，而 ss 工艺角的上升以及下降时间最长，这和导通延迟的变化趋势一致。

对于低边功率管，在 tt 工艺角，27°C的情况下仿真测得其栅电位的上升时间以及下降时间如图 4-6 所示。

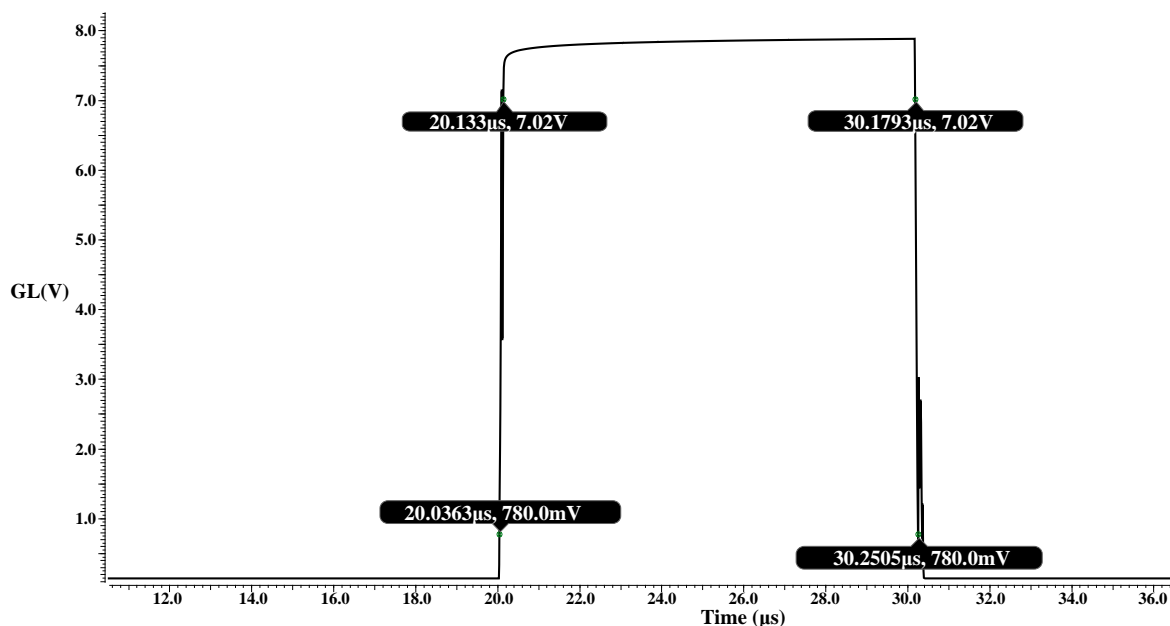


图 4-6 低边功率管栅电位上升和下降时间

从图 4-6 中可以看出，tt 工艺角，27°C条件下低边功率管栅电位的上升时间 t_{riseL} 为 96.7ns，下降时间 t_{fallL} 为 71.2ns。进一步针对不同的工艺角以及不同的温度对低边功率管栅电位的上升和下降时间进行仿真，结果如下：

表 4-6 低边功率管栅电平上升和下降时间

温度 工艺角	-40°C		27°C		145°C	
	t_{riseL}	t_{fallL}	t_{riseL}	t_{fallL}	t_{riseL}	t_{fallL}
tt	259.9ns	314.2ns	96.7ns	71.2ns	46.0ns	36.2ns
ff	160.8ns	77.6ns	64.4ns	44.2ns	33.3ns	23.6ns
ss	394.3ns	367.8ns	201.2ns	316.6ns	68ns	66.6ns

低边功率管栅电位上升以及下降时间随温度以及工艺角变化的趋势与高边功率管基本一致。同时在 ss 工艺角，-40°C的条件下上升时间及下降时间十分接近预期目标。综合上述分析结果，本文设计的驱动电路功率管栅极电位的上升以及下降时间总体来说符合预期目标。

4.2.5 电路的静态工作电流仿真测试

在无负载的静态情况下，电路的静态工作电流能够直观的反应电路的静态功耗。对于本文设计的驱动电路，在电源电压 42V，三个典型工艺角以及-40-145℃的温度范围内对电路的静态电流消耗进行仿真测试，仿真结果如下：

表 4-7 电路静态工作电流

温度 工艺角	-40℃	27℃	145℃
tt	11.58mA	24.41mA	41.68mA
ff	18.26mA	27.43mA	52.71mA
ss	4.85mA	16.35mA	35.41mA

在 27℃的一般室温情况下，电路在三个典型工艺角都能满足预期的设计指标要求。但静态工作电流受温度影响很大，这是由于随着温度升高，器件的工艺参数会发生变化，例如二极管的反向电流会随着温度的升高而增大，MOS 管的阈值电压随着温度的升高而升高，载流子迁移率随着温度升高而降低等，所以第二章的设计指标中对静态工作电流限制了温度。

4.2.6 电路仿真参数汇总

对电路所有的关键参数仿真完成后，将数据汇总，并与预期设计目标做对比，结果如下：

表 4-8 电路整体仿真数据汇总

参数	符号	预期数值	仿真数值	单位
工作电压	VS	42	42	V
工作温度	T	-40-145	-40-145	℃
最大输出电流	I_{MAX}	2.5	2.675-2.7	A
静态工作电流	I_S	<30@27℃	<28@27℃	mA
导通电阻	R_{on}	<0.3	<0.2	Ω
导通延迟时间	t_{don}	<400	<350	ns
关闭延迟时间	t_{doff}	<400	<200	ns
栅压上升时间	t_{rise}	<400	<400	ns
栅压下降时间	t_{fall}	<400	<181	ns
欠压保护阈值	V_d	15	15	V
过流保护阈值	I_{off}	10	10	A
过温报警阈值	T_w	145	143	℃
过温关断阈值	T_{off}	170	170	℃

从表 4-8 可以看出，本文设计的无刷直流电机驱动电路的各项参数基本能够满足预期设计目标，电路整体的性能表现符合预期结果。

4.3 电路的总体版图设计

在电路的设计以及前仿都完成的基础上，利用 Virtuoso LayoutXL 基于 $0.25\mu\text{mBCD}$ 工艺库完成版图的绘制。电路整体版图如图 4-7 所示。

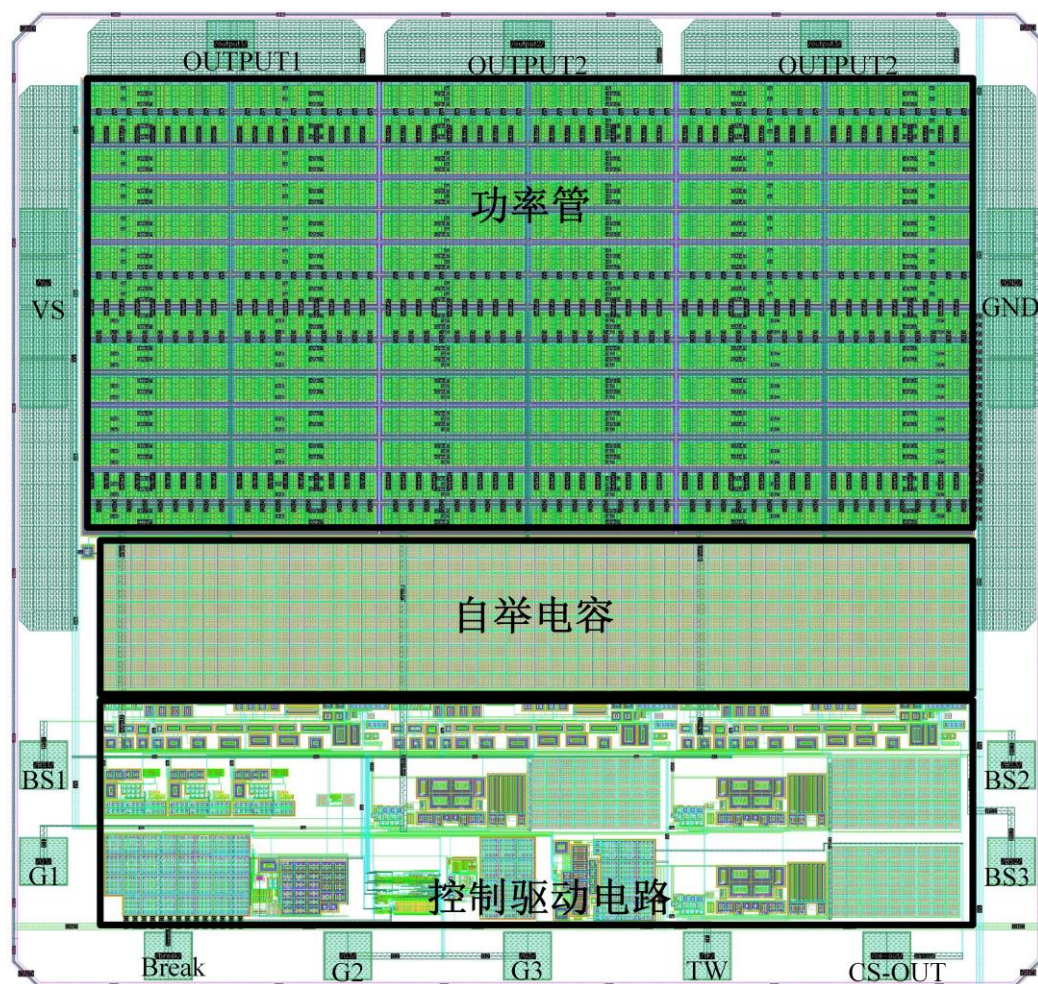


图 4-7 电路的总体版图设计

整体版图尺寸为 $4.407 \times 4.454 \text{ mm}^2$ ，图中上半部分为功率管，分为三组，每一组功率管都由上千个小单元并联而成。为了满足电路较大的电流输入以及输出能力，电源端口 VS，地端口 GND 以及三个 OUTPUT 端口的 PAD 点面积要大于低压控制信号的 PAD 点面积。三个 OUTPUT 端口与功率管尽可能的近且与对应功率管的距离保持一致，这样可以减小走线引入的电阻，且保持三个通道的输出电阻一致。低压的输入信号以及输出信号主要分布在版图的下沿，这样可以将低压信号与高压信号尽量隔开，减小电路内部高压信号对低压信号的干扰。

4.4 本章小结

针对本文设计的无刷直流电机驱动电路，本章首先对电路整体进行了仿真，验证了各项功能能够正常工作。然后针对第二章给出的各项关键性能指标进行了测试。测试结果显示电路各项性能指标基本符合预期目标。最后，本文给出了电路的版图设计。

第五章 总结与展望

本文基于 $0.25\mu\text{mBCD}$ 工艺,设计了一种无刷直流电机的驱动电路。其工作电压为 42V ,工作温度范围 $-40\sim 145^{\circ}\text{C}$,最大输出电流可达 2.7A ,常温静态工作电流小于 28mA ,导通电阻小于 0.2Ω 。电路支持 PWM 调速,可以通过外部刹车信号实现刹车功能。电路内置过温,过流,欠压保护功能。电路内部包含逻辑控制模块,高边驱动模块,低边驱动模块,电流监测模块,过温保护模块以及内部供电模块。

本文首先从无刷直流电机的工作原理出发,介绍了无刷直流电机的各种驱动方式,然后对无刷直流电机驱动电路的电路架构进行了分析。在确定了电路基本架构的基础上,进一步确定了关键子模块电路的结构,并对功率管栅极驱动的非理想特性进行了简要的分析。

在子模块电路的设计方面,本完成了包括逻辑控制电路,振荡器电路,电荷泵电路,自举电路以及电流监测电路,过温保护电路等关键电路模块设计,并且对这些子模块电路利用仿真软件进行了基本功能的验证。其中振荡器电路,电荷泵电路和自举电路一起组成高边功率管的驱动电路,可以将高边功率管的栅极抬升到高于电源电压的电平,电荷泵配合自举电路可以使得高边功率管能够长时间导通;达林顿管的充放电设计可以让电路满足高频 PWM 调速的需求。在逻辑控制电路中,利用组合逻辑实现了驱动电路的刹车响应和停止响应;对于输入的所有信号,控制电路都利用施密特触发器进行了整形,且针对高边驱动电路和低边驱动电路的控制信号设置了死区时间。电路的保护模块可以实现 15V 的欠压锁定, 145°C 和 170°C 两档带温度迟滞窗口的过温保护阈值以及 10A 的过流保护阈值。

在完成了各个子模块设计的基础上,本文完成了整体电路的搭建并对其进行了仿真验证。在不同工艺角,不同温度的情况下,验证了电路的各项性能指标都能满足预期目标。最后电路总体的版图绘制进行了介绍。

受作者的水平限制,本文设计的无刷电机驱动电路还具有很大的优化空间。例如电路的内部供电模块设计过于简单,导致其温度特性不是很好,后续优化可以针对电路内部较为敏感的偏置电路设计专门的低压电源电路来进行独立供电;电路的版图布局布线还可以进一步优化,以减小版图的面积;进一步功率管的布局以减小导通电阻,增大功率管的输出电流等。

由于时间有限,本文仅完成了该电路的前仿与初步的版图设计,寄生参数提取与后仿还未完成。后续将在进一步优化版图的基础上完成后仿。

参考文献

- [1] X. Yan, D. Patterson, D. Sable, et al. A new intelligent gate drive module for IGBTs with high current drive capacity[C]. IEEE International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Perth, WA, 1998, 312-317.
- [2] J.-B. Lee, K.-Y. Jang, D.-W. Chung, et al. New intelligent power modules for very low-power drives[C]. Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Roanoke, VA, 2003, 746-751.
- [3] 王兆安, 杨旭, 王晓宝. 电力电子集成技术的现状及发展方向[J]. 电力电子技术, 2003, 37(05), 90-94.
- [4] 苏世栋. 正弦波驱动下无刷直流电机机械特性研究[J]. 微电机, 2012, 45(03): 22-24.
- [5] 韩帅. 纱线张力精密控制器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [6] 解鸿国. 智能功率集成电路中功率半导体器件的研究[J]. 电子技术与软件工程, 2015(01): 118.
- [7] Mishra P, Banerjee A, Ghosh M. Development of a cost - effective circuit hardware architecture for brushless direct current motor driver[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2021, 49(7): 2183-2198.
- [8] R J Andika. Design and Implementation of Three Phase Motor Driver for Speed Control Blde Motor Based PWM on Electric Car[J]. eProceedings Eng, 2018, 45(01):48-54.
- [9] 陈智昕. 一种驱动三相马达的集成电路设计[D]. 成都:电子科技大学, 2018.
- [10] H. Maghfiroh, F. Adriyanto, A. Seta Ekananda. Brushless Direct Current (BLDC) Motor Control System with Isolated Gate Driver[C]. 2021 International Conference on Electrical and Information Technology (IEIT), Malang, Indonesia, 2021, 39-44.
- [11] Dr. Bimal K. Bose. Power Electronics and Motor Drives-Recent Technology Advances[C]. Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on. 2002, 22-25.
- [12] Zhang Z, Dong Y, Han Y. Dynamic and Control of Electric Vehicle in Regenerative Braking for Driving Safety and Energy Conservation[J]. Journal of Vibration Engineering & Technologies, 2020, 8(01): 179-197.
- [13] 刘伟. PWM 技术在电机驱动控制中的应用[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2009.
- [14] 乔明, 袁柳. 功率集成器件及其兼容技术的发展[J]. 电子与封装, 2021, 21(04): 75-90.

- [15] ANDREINI, A, CONTIERO, GALBIATI P. A new integrated silicon gate technology combining bipolar linear, CMOS logic, and DMOS power parts[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1986, 33(12):2025-2030.
- [16] CONTIERO C, ANDREINI A, GALBIATI P. RoadMap differentiation and emerging trends in BCD technology[C]//IEEE European Solid-State Device Research Conference, 2005:275-282.
- [17] QIAO M, PU S. Bipolar-CMOS-DMOS semiconductor device and manufacturing method:US10607987B2[P]. 2020-03-31.
- [18] QIAO M, LAI C L. BCD semiconductor device and method for manufacturing the same:US10510747B1[P]. 2019-10-17.
- [19] 周敏. SiC MOSFET 开关器件的驱动集成电路研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
- [20] 朱守佳. 一种可调死区时间的无刷直流电机驱动电路设计[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2022.
- [21] 程明, 张淦, 花为. 定子永磁型无刷电机系统及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5204-5220.
- [22] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(03): 25-34.
- [23] 周衍, 张兴华. 基于 180° 导通模式的无刷直流电动机控制系统研究[J]. 微特电机, 2014, 42(12): 69-73.
- [24] 周美兰, 高肇明, 吴晓刚等. 五种 PWM 方式对直流无刷电机系统换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(07): 15-21.
- [25] 戴观祖. 精通电机驱动电流续流、衰减模式和刹车[EB/OL]. 德州仪器, (2020-9) [2022-11-21]. <https://www.ti.com.cn/cn/lit/an/zhcaa31/zhcaa31.pdf>.
- [26] 张海涛, 赵争鸣, 孟朔, 袁立强. 三电平变频调速系统的三相短路制动仿真与实验分析[J]. 中国电机工程学报, 2004(08): 59-63.
- [27] 王烁宇, 郭鹏, 徐振宁等. 汽车制动能量回收系统研究综述[J]. 时代汽车, 2023, 402(06): 105-108+156.
- [28] 王东, 马伟明, 郭云, 等. 基于非正弦供电方式的多相感应电动机建模[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 6-14.
- [29] 吴新振, 王祥珩, 罗成. 多相异步电机谐波电流与谐波磁势的对应关系[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2005, 45(7): 865-868.
- [30] Levi E. Multiphase electric machines for variable-speed applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893-1909.
- [31] Levi E, Bojoi R, Profumo F, et al. Multiphase induction motor drives—a technology status review[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(4): 489-516.

- [32] Bojoi R, Cavagnino A, Tenconi A, et al. Multiphase electrical machines and drives in the transportation electrification[C]. IEEE 1st International Forum on Research and Technologies for Society and Industry Leveraging A Better Tomorrow (RTSI), Turin, Italy, 2015: 205-212.
- [33] A. Elmoznine, J. Buxo, M. Bafleur, et al. The smart power high-side switch: description of a specific technology, its basic devices, and monitoring circuitries [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1990, 37(4): 1154-1161.
- [34] G. Palumbo, D. Pappalardo. Charge Pump Circuits: An Overview on Design Strategies and Topologies[J]. IEEE Circuits and Systems Magazine, 2010, 10(1): 31-45.
- [35] 陈星弼. 超结器件[J]. 电力电子技术, 2008, 42(12): 2-7.
- [36] 韩如锦. 高性能电机驱动器开关损耗和噪声分析与设计验证[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [37] 刘长柱, 王林军. MOSFET 开关过程的研究及米勒平台振荡的抑制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(09): 69-74.
- [38] 刘健. 一种高边智能功率开关的驱动及保护电路设计与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [39] 李国文, 杭丽君, 童安平等. 串扰有源抑制型 SiC MOSFET 驱动方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(11): 3915-3923.
- [40] 德州仪器. 门驱动的欠压保护功能及其注意事项[EB/OL]. (2018-11-27) [2023-3-5]. https://e2echina.ti.com/blogs_/b/power_house/posts/52917
- [41] 李祥, 周伟. 一种结构简单的低功耗振荡器电路设计[J]. 物联网技术, 2012, 2(11): 54-56.
- [42] Yamada T, Majumdar G, Mori S, et al. Next generation power module[C]. Proceedings of the 6th International Symposium, 1994:3-8
- [43] Terashima T, Yoshizawa M, Fukunaga M, et al. Structure of 600V IC and a new voltage sensing device[C]. Proceedings of the 5th International Symposium, 1993:224-229
- [44] Weifeng Sun, Longxing Shi, Zhilin Sun, et al. High-Voltage Power IC Technology With nVDMOS, RESURF pLDMOS, and Novel Level-Shift Circuit for PDP Scan-Driver IC[C]. IEEE Transactions on Electron Device, Vol.53, No.4, April2006:891-896
- [45] Ekhtiarim, Bruune, Andersen M A E, et al. Bi-directional high-side current sense circuit for switch mode power supplies[C]. 21st IEEE ICECS. Marseille, France. 2014:630-633
- [46] Stack D, Kelly A, Conway T. A high accuracy and high bandwidth current sense circuit for digitally controlled DC-DC buck converters[C]. IEEEAPEC. Long Beach, CA, USA. 2016:1670-1674.

- [47] KIW H. Current sensing technique using MOS transistor scaling with matched current sources [P]. USA:US5757174A, 1998-5-26
- [48] 梁国伟, 薛生虎, 李江等. 二极管 pn 结温度特性的实验研究[J]. 计量技术, 2002(08):3-5.
- [49] Behzad Razavi. 模拟 CMOS 集成电路设计(第二版)[M]. 陈贵灿等译. 西安: 西安交通大学出版社, 2018: 462-463.
- [50] 王科竣. 一种可调死区时间的驱动电路设计[D]. 成都:电子科技大学, 2018.