

## 摘要

近年来，随着很多新型便携式电子产品的相继问世，如可穿戴式电子产品、5G 智能手机、平板电脑以及可生物植入和生物注射的天线等。新型电子产品具有体积小，方便携带，自带蓄电功能，对电源的性能要求更高。在日常使用中为了节省电能，除了应用高效率的电源管理芯片外，还需要多个负载开关，并由微处理器进行控制组成负载管理，在不同的工作状态时，给有用的负载供电，将不用的负载统统关断。负载开关 IC 是一种电源 IC，具有体积小、低电压工作、低导通电阻和低静态电流等特点，与传统分立式电源结构相比，使用负载开关有助于显著缩小电源 IC 的尺寸和节能，并且对负载可以起到很好的保护作用，因此深受电源 IC 设计师们的喜爱。

论文在研究了负载开关 IC 发展现状基础上，针对耐高压、大电流的产品应用，设计了一款双向大电流的负载开关芯片；该款负载开关 IC 具有 3V 到 20V 的宽输入电压工作范围，提供最大 5A 的持续负载电流；此外，该芯片还可提供输入过压保护、过温保护、欠压锁定以及输出电压的反向阻断功能，同时还可支持 USB 充电和 OTG 的自主切换。该芯片主要用于智能手机、手持设备、平板电脑和其它便携式设备中。

本文首先系统地研究了负载开关的基本原理与结构，为双向大电流负载开关 IC 的设计提供理论指导，然后结合传统负载开关输出电流较小，不具备 OTG 功能等特点，提出了双向大电流负载开关芯片的实现方法与整体结构框图，然后对相应子模块电路进行具体设计，并使用 Cadence 工具下的 Spectre 软件搭建电路，采用 0.18 $\mu\text{m}$  BCD 工艺完成相关子模块电路的仿真分析工作，最后对芯片整体电路进行了功能验证。

**关键词：**负载开关；浪涌保护；过压保护电路；反向电流阻断；过温保护

## ABSTRACT

In recent years, with the advent of many new portable electronic products, such as wearable electronics, 5G smartphones, tablets, and bio-implantable and bio-injectable antennas. Not only are they small in size, light in weight, and versatile, they also have longer charging intervals and require higher power performance. In order to save electricity in daily use, in addition to applying a high-efficiency power management chip, multiple load switches are required, and the microprocessor is used to control the load management. In different working states, power is supplied to the useful load, which will All unused loads are shut down. Load switch IC is a power supply IC with small size, low voltage operation, low on-resistance, and low quiescent current. Compared with traditional discrete power supply structures, the use of load switches helps to significantly reduce the size of power ICs. And energy saving, and can play a good role in protecting the load, so it is loved by power IC designers.

Based on the research on the development status of load switch ICs, this paper designs a bidirectional high current load switch chip for high voltage and high current resistant product applications. This load switch IC has a wide input voltage operating range from 3V to 20V. Provides a maximum continuous load current of 5A; In addition, the chip can also provide input over-voltage protection, over-temperature protection, under-voltage lockout and reverse blocking of output voltage, while also supporting USB charging and OTG autonomous switching. The chip is mainly used in smart phones, handheld devices, tablet computers and other portable devices.

This paper first systematically studies the basic principle and structure of load switches, provides theoretical guidance for the design of bidirectional high current load switch ICs, and then combines the characteristics of traditional load switches with low output current and no OTG function, and proposes a bidirectional high current load. The implementation method and overall structural block diagram of the switch chip, and then specific design of the corresponding sub-module circuit, and use Spectre software under Cadence tools to build the circuit, using 0.18 $\mu\text{m}$  BCD process to complete the simulation analysis of the relevant sub-module circuit, and finally the chip as a whole The circuit was functionally verified.

**Keywords:** surge protection; over-voltage protection circuit; reverse current blocking; over-temperature protection



## 第1章 绪 论

本章主要介绍了负载开关的研究背景及意义,对负载开关的应用状况作了简单介绍,然后对国内外负载开关研究现状作了简要分析,最后结合本论文完成的主要工作,对论文的主要工作内容和章节安排进行介绍。

### 1.1 负载开关的研究背景及意义

近些年,随着可穿戴电子设备、5G手机以及人工智能等新一代智能化电子产品的快速问世,使得电源需求逐渐趋向于高度复杂和多功能化发展,电子产品对轻小型便携式电池提供电能设备的高效需求也逐步上升,相应的负载开关受欢迎程度也随之急剧上升,因为它使设计人员即使是在最小的设备中也能实现高能效、高精密的电源管理方案<sup>[1-3]</sup>。从负载开关基本电路组成角度出发,可以知道负载开关最突出的优势为结构简单,劣势是缺少相应的过热保护、输出短路等保护功能,一旦出现负载端路,或是相应的负载开关受到损坏,则会导致整个装置以及系统失稳不能正常运行。最近几年,电源设计人员相继开发出多款集成式负载开关,使得性能不仅增强、还稳固了负载开关的工作可靠性<sup>[4-6]</sup>。

集成负载开关是可用于开启和关闭系统中电源轨的电子继电器<sup>[7]</sup>。负载开关为系统带来许多优势,并且集成通常难以用分立元件实现的保护功能<sup>[8]</sup>。负载开关可用于多种不同的应用<sup>[9-11]</sup>,例如①在安全保护方面:引入了相应的热关断电路。一旦出现局部短路的状况,负载开关内部的管芯温度便会超出过热阈值(如125°C),相应的热关断电路便会启动工作切断负载开关。此时,不仅能够避免负载烧毁,还能确保其他电路正常进行供电。当过热故障产生时,负载开关还会反馈出相应的故障信号(给微处理器)告警故障发生。此外还具备一定的输入欠压锁存保护功效。②过流保护:引入额外的限流电路到负载开关当中。具备限流输出形式的负载开关,一方面可以有效提升可靠性,另一方面还能确保系统安全运行,除此之外,还可应用到功率分配开关、热插拔插座以及USB端口当中。有些负载开关在发生过流的同时还具备输出锁存功能,这种情况可认为其充当“电子保险丝”的功效,一旦完成过流故障排查后,只需重启即可恢复运行。③

**浪涌电流控制:** 在没有任何转换率控制的情况下开启子系统时, 可能会由于负载电容快速充电产生浪涌电流而导致输入轨下陷。由于此输入轨可能正在为其它子系统供电, 因此这便会引发系统失效等问题。负载开关可以通过控制输出电压的上升时间来消除输入轨的下陷。此外, 在一些应用中, 可将一些暂时不用的电路关闭(如 DC/DC 转换器、LDO 等模块)并将其置于待机模式, 但即使处于关断状态, 这些模块的漏电流也相对较高。此时, 在负载前面放置一个负载开关可显著减小漏电流<sup>[12]</sup>。因此, 在电源管理及负载保护产品中对负载开关的研究具有非常重要的意义<sup>[13]</sup>。负载开关的主要功能是连接或断开电源和负载, 提供相对较为简便的开关控制以及保护功能。除此之外, 负载开关的导通速率还可基于输出电压进行控制, 通过控制场效应晶体管(FET)栅极的充电, 在输出电压的上升时间控制浪涌电流, 以此对输入电压形成浪涌保护<sup>[14]</sup>。近年来, 电源需求正逐渐向高度复杂, 高度集成化的趋势发展, 对轻小型便携式电池提供电能设备的高效需求也逐步上升, 同时负载开关受欢迎程度也急剧上升<sup>[15]</sup>。

因此, 本文以对适用于新型便携式电子设备的电源管理和负载保护产品为主要研究背景, 从过压保护、浪涌保护及反向电压阻断功能等方面展开, 设计一款针对大电流产品应用的负载开关, 从功能需求及产品定义的角度出发, 完成了芯片的系统设计、子模块电路设计以及仿真验证工作。

## 1.2 国内外研究现状

### 1.2.1 国外研究现状

当前, 国外存在许多半导体厂商进行多功能负载开关的开发与研制, 例如 TI、ON semiconductor (安森美)、Fairchild Semiconducto (仙童半导体)、Diodes Incorporated、Maxim Integrated (美信)、NXP (恩智浦), 像日本的半导体公司 TOSHIBA 以及全球领先的半导体公司 Infineon (英飞凌) 等, 都存在负载开关类产品的研发与销售。这里简单的介绍一些半导体公司的代表性负载开关产品。

像 NCP (安森美) 的开关电池充电器 NCP185x 系列, 充电电压范围 3.3 V-4.5 V, 可支持反向 USB OTG 和快充模式, 在内部集成过压闭锁和过压保护等功能; 为大电流系统和负载提供全面保护的输入电压范围为 1.8V 到 5.5V FPF2000-FPF2007 系列负载开关产品; 以及为需要 1.8V 至 8V 输入和 2.5A 输出电流能力的便携式电子设备提供紧凑型功率管理研发的集成式 FDC632xx 系列负载开关。

TI 公司的具有快速输出放电和导通引脚滞后功能的 3.6V, 1A, 63mΩ TPS22934 - 型负载开关<sup>[16]</sup>; 具有反向电流保护的超小型 3A TPS22930A-型负载开关; 具有可调上升时间和快速输出放电 (QOD) 功能的 5.5V、6A、14mΩ TPS22976-型双路负载开关; 具有快速输出放电和导通引脚滞后功能的 3.6V, 0.5A, 55mΩ TPS22932B -型负载开关; 和具有控制启动功能的小型、超低导通电阻的 TPS22963C - 型负载开关。

NXP (恩智浦) 公司推出的适用于 USB Type-C 和 PD 应用的 NX30P6093 型负

载开关，它是一款 8 A I2C（两线双向总线控制）控制过压保护负载开关。该款负载开关工作电压为 2.8 V 至 20.0 V，它包括欠压锁定、过压锁定和过温保护电路，用于在发生故障时自动隔离电源开关终端。该产品具备输入引脚阻抗检测功能，向系统提供 USB 电源引脚状态，避免对 Type-C 端口电源引脚造成短路损害。

日本 TOSHIBA（东芝）公司推出的 TCK321G、TCK322G、TCK323G 系列负载开关，具有 36V 高输入电压以及 2A 的大电流输出特性，适用于电池充电、智能手机、平板电脑、可穿戴设备以及其它具有多种充电选项的移动设备的应用<sup>[17]</sup>。

ADI（亚德诺半导体）公司推出的高端负载开关 ADP197，工作电压范围 1.8 V 到 5.5V，它能提供电源隔离，帮助延长电源使用寿命。该器件内部添加了一个低导通电阻的 N 沟道 MOSFET，可支持超过 3 安培的连续电流，该款负载开管非常适合于电池供电的便携式充电设备。

此外，FAIRCHILD（仙童半导体）公司、ANALOGIC TECH（研诺半导体）公司和 MICREL（麦瑞半导体）等多家公司也都相继开发出多种新型负载开关。这些公司研究的负载开关产品主要集中在小电流低电压负载的应用，大部分工作电压为 1.2V~5.5V，只有少数工作电压为 3V~13V。如果要求工作电压 18V~36 V，工作电流  $\geq 5$  A，则较难找到合适的现成产品。

### 1.2.2 国内研究现状

我国在电源 IC 管理和负载开关设计领域著名的企业并不是很多，像台湾的 Rich Tek 半导体公司在做 LDO，LED 驱动器和具有限流保护功能的功率开关；上海贝岭公司在做广泛应用于音频和数据切换的负载开关；北京的 SGMICRO（圣邦微电子）半导体公司在做模拟集成电路的研发和销售，其中也有类似 SGM2554 系列的限流保护负载开关产品的推出；以及上海韦尔半导体的 WS46XXX 系列，主要针对 USB 充电设备保护应用，工作电压为 2.5V~5.5V 的多功能保护负载开关。这些公司的负载开关产品各有侧重，主要取决于实际的应用环境。

目前，我国在高端集成式负载开关类型的产品还不是很多，市场上大都以传统的功率开关为主。为此，本课题拟研究和设计一款具有双输入功能的双向大电流负载开关芯片。该芯片的输入引脚可支持高达 20V 的直流工作输入电压，可承受的耐压值最大为直流 28V，从输入引脚到输出引脚的连续工作电流最大可达 5A。同时该芯片还具有集成的高速输入过压保护功能，在导通状态或关断状态期间发生浪涌事件时可确保其安全工作。

## 1.3 论文主要工作和章节安排

本论文的主要工作是基于 BCD 工艺设计了一款双向大电流的负载开关芯片，论文的作者主要负责芯片的系统设计、工艺选型、模拟电路部分设计与整体电路的仿真验证工作。论文的主要内容和各章节安排如下：

第 1 章为绪论，主要阐述了本课题的研究背景和发展状况，

总结了由于新一代智能化便携式电子产品的快速发展,对电源管理芯片的要求更高,进而对负载开关的需求也越来越强烈,然后介绍了当前国内外一些著名的集成电路设计公司的代表性负载开关产品;最后根据市场需求和应用,提出本文设计的双向大电流负载开关芯片,并给出本文设计的负载开关芯片的特点。

第 2 章为负载开关介绍,主要介绍了负载开关的基本原理及功能作用;首先给出了基本负载开关的框图和原理介绍,接着给出了负载开关的设计指标和在设计负载开关时应注意的事项及规范。

第 3 章为双向大电流负载开关芯片的整体设计,在分析传统负载开关优缺点的基础上提出了芯片设计框图和指标,然后对模拟集成电路的工艺做了简单介绍,重点分析了针对本文设计所使用的 BCD 工艺。

第 4 章为双向大电流负载开关芯片的子模块电路设计,以第 3 章的理论基础和设计思路为指导,对各个子模块电路进行分析设计,并给出仿真结果。

第 5 章为整体仿真电路验证,搭建了负载开关芯片的整体仿真框图,对主要的指标参数进行仿真验证。

第 6 章是总结和展望,一方面对自己的研究内容进行了一个总结,另一方面对自己的研究指出不足之处,并进一步对未来负载开关的发展作了展望。



## 负载开关介绍

本章主要对负载开关的原理做了一定介绍，给出了负载开关的基本结构，基于传统负载开关框图分析了负载开关的基本组成模块，介绍了负载开关在电路保护和电源管理中的功能作用，最后给出了负载开关设计时的指标要求和注意事项。

### 2.1 负载开关的基本原理

负载开关是可用于开启和关闭电源轨的集成电子继电器。负载开关为系统带来许多其它优势，并且集成通常难以用分立元件实现的保护功能。负载开关一般是由输入电压引脚、输出电压引脚、使能引脚以及接地引脚四个部分组成。

如图 2.1 所示。当设备凭借 ON 引脚启动，通过 FET（场效应晶体管）打开，电路中电流即可从输入流向输出引脚，依次将电能传送到下游电路。

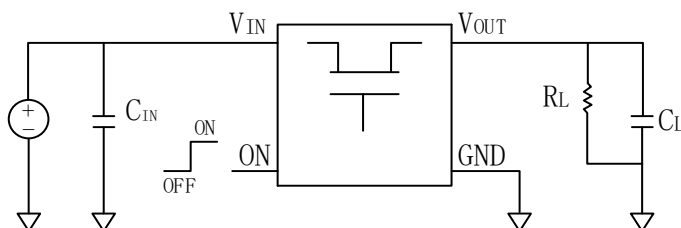


图 2.1 传统负载开关电路图

从传统负载开关电路图来看，优点是结构相对较为简单，以最简单的电路实现对负载的保护；缺点在于结构较为单一，不具备过热保护等功能。一旦出现短路，不仅相应的负载开关会受到损坏，而且会造成电源过载，导致整个装置以及系统失稳不能正常运行。最近几年，电源 IC 设计工程师针对不同应用场景和电子设备，在传统负载开关结构上进行了相应功能模块的集成，不仅增强了负载开关的性能、还稳固了可靠性。下图 2.2 是多功能集成负载开关的基本框图。

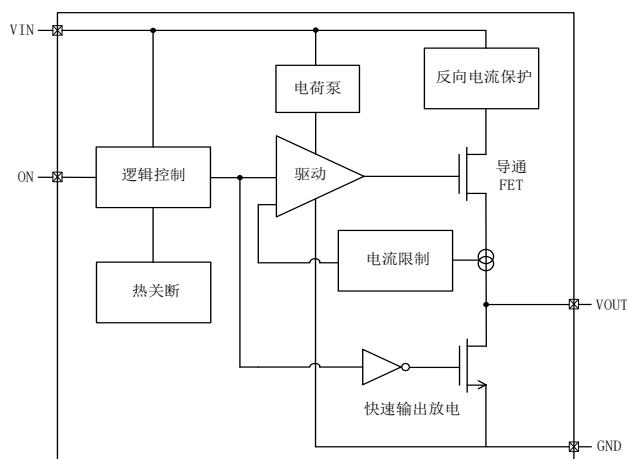


图 2.2 集成负载开关基本框图

从图中可以看出，该负载开关共包括八个模块。它们分别是导通 FET、驱动模块、逻辑控制模块、电荷泵、反向电流保护、限流模块、热关断以及快速输出放电模块。

1. 导通 FET 是负载开关的主要元件，它决定了负载开关可处理的最大输入电压和最大负载电流。负载开关的导通电阻是导通 FET 的特性，将用于计算负载开关的功耗。导通 FET 既可以是 N 沟道 FET，也可以是 P 沟道 FET，采用何种导通 FET 将直接决定负载开关的架构。

2. 栅极驱动器以控制方式对导通 FET 的栅极进行充放电，从而控制器件的上升时间。

3. 逻辑控制模块由外部逻辑信号驱动。它控制了导通 FET 和其它模块，如快速输出放电模块、电荷泵以及带保护功能模块的接通和关断。

4. 并非所有负载开关中均包含电荷泵。电荷泵用于带有 N 沟道 FET 的负载开关，因为栅极和源极间需要有正差分电压才能正确接通 FET。

5. 高反向偏置电压的产生是导致反向电流的根本原因；电流走向改变为输出到输入端。反向电流有可能损坏内部电路和电池等电源，因此为了避免这种情况的发生，需要在芯片内集成反向电流保护功能。

6. 在电子设备的使用过程中，一旦负载出现异常，流过的电流便瞬间增大，这种瞬态大电流可能会烧毁电路。所以需要在电路中加入限流电路，当负载开关电流达到限流值时，芯片会在恒流模式下工作，以防止过量电流造成器件失效。

7. 高压功率输出电路会导致芯片产生一定的热量，芯片过热一方面会增加额外损耗，另一方面还会造成电路失效。所以为了避免这种情况的发生，需要在负载开关 IC 中对热关断电路进行有效设计，一旦芯片温度达到阈值温度值，电路自行输出热关断信号，对系统进行过温保护；当芯片温度低于阈值温度后，系统恢复正常运行。

8. 快速输出放电模块是一个连接输出到地的片上电阻，当通过 ON 引脚禁用器件时，该电阻导通。这将对输出节点进行放电，从而防止输出端浮空。对于带有快速输出放电模块的器件，仅当输入电压和偏置电压处于工作范围内时，此功能才有效。

## 2.2 负载开关的功能作用

1. 配电：许多电源对子系统配电的控制有限。这时可使用负载开关来接通和关断输入电压相同的子系统，而避免重复使用多个 DC/DC 转换器或 LDO。在使用负载开关后，可通过对各个负载的控制不同负载间进行配电，大大简化电路，提高工作效率。如图 2.3 所示。

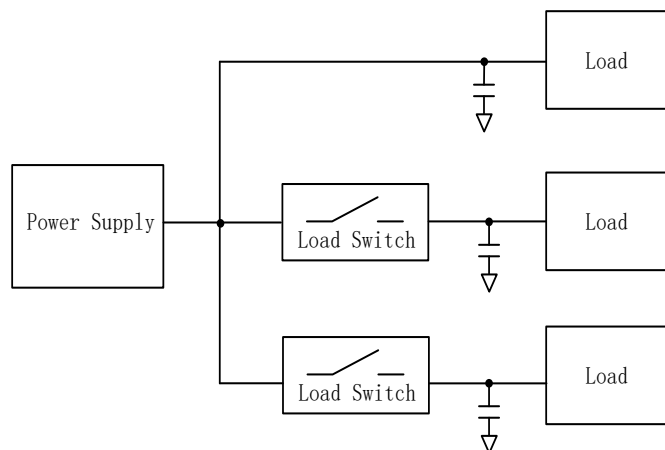


图 2.3 负载开关配电框图

2.上电排序和电源状态转换：在一些带有处理器的系统中，必须遵循严格的上电时序。负载开关可提供每个电源路径的独立控制，从而简化上电排序的负载点控制，如图 2.4 所示。

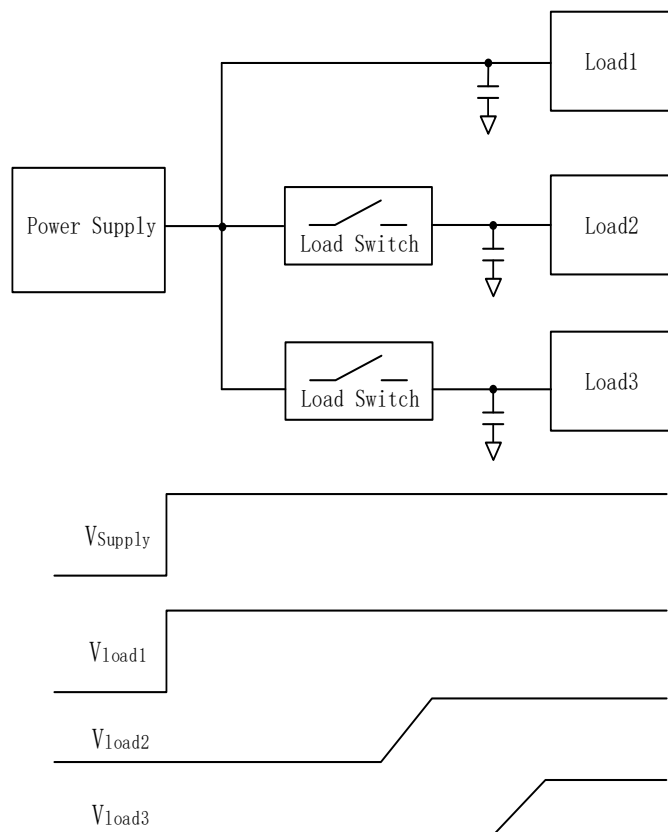


图 2.4 使用负载开关的上电排序

3.低漏电流：在许多设计中，存在只在特定工作模式期间使用的子系统。可以使用负载开关关闭这些子系统的电源来限制漏电流和功耗。在一些应用中，可禁用 DC/DC 转换器、LDO 等模块并将其置于待机模式。但即使是处于关断状态，这些模块的漏电流也相对较高。这时在负载前面放置一个负载开关可显著减小漏电流和功耗。图 2.5 显示了使用和不使用负载开关时的漏电流对比情况。

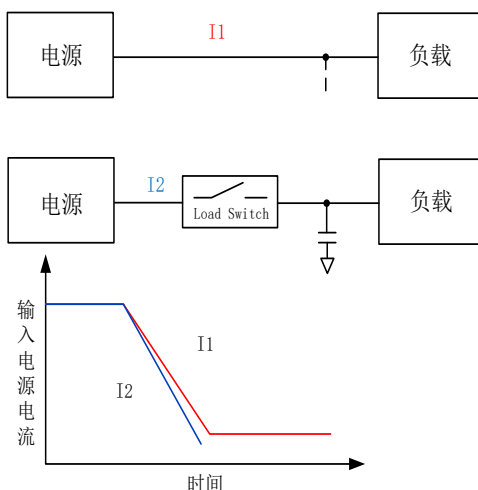


图 2.5 使用和未使用负载开关时的漏电流情况对比

4.断电控制: 当不带快速输出放电功能的 DC/DC 转换器或 LDO 关闭时, 负载电压保持浮空, 断电取决于负载, 如图 2.6 所示。这可能导致出现预想外的动作, 因为下游模块并未在断电后到达指定状态。

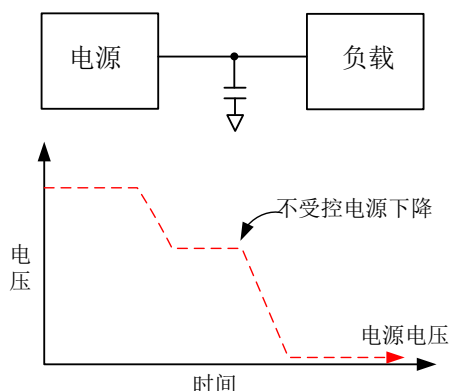


图 2.6 未使用负载开关时的不受控断电

使用带快速输出放电功能的负载开关可缓解这些问题。负载将以受控方式快速断电, 并将复位为已知的良好状态以备下次上电, 如图 2.7 所示。

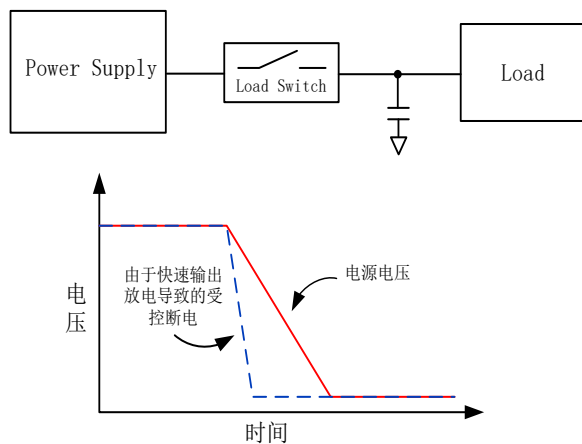


图 2.7 使用负载开关时的受控断电

5.浪涌电流控制：在没有任何转换率控制的情况下开启子系统时，可能会由于负载电容快速充电产生浪涌电流而导致输入轨下陷。由于此输入轨可能正在为其它子系统供电，因此这会引发器件失效等问题。负载开关可以通过控制输出电压的上升时间来消除输入电压的下陷，从而解决此问题。

6.某些应用可能需要负载开关中集成故障保护功能。一些负载开关包括反向电流保护、ON 引脚滞后、限流、欠压锁定和过热保护等集成功能。与通过离散元件实现这些复杂电路不同，使用集成负载开关可减少物料清单数量（BOM）、减小解决方案尺寸并缩短开发时间。下面简要介绍了其中一些功能：反向电流保护功能将阻止电流从 VOUT 引脚流向 VIN 引脚。如果没有此功能，当二极管压降导致 VOUT 上的电压高于 VIN 上的电压时，电流可能从 VOUT 引脚流向 VIN 引脚。因此，反向电流阻断可使某些应用获益，如电流不应从 VOUT 流向 VIN 的电源多路复用器应用。有许多不同的方法可实现反向电流保护。在某些情况下，器件将监视 VIN 引脚和 VOUT 引脚上的电压。当此差分电压超出特定阈值时，开关将被禁用，同时体二极管断开以防止出现流向 VIN 的反向电流。某些器件只有在被禁用时才具有反向电流保护功能。ON 引脚滞后功能可使 GPIO 使能更稳定。由于 ON 引脚上存在逻辑高电平与逻辑低电平的电压差，即使 GPIO 线上出现噪声，控制电路也将按预期工作。限流功能将限制负载开关输出的电流量。这将确保外部电路不会拉过量的电流。如果电流不受限制，外部电路可能会使主系统停止工作。在限流模式下，负载开关提供连续电流，直至开关电流降至电流限值以下。欠压锁定 (UVLO) 用于在 VIN 电压降至阈值以下时关闭器件，以确保下游电路不会因为供电电压低于预期值而损坏。过热保护功能可在器件温度超出阈值温度时禁用开关。凭借此功能，器件可用作在检测到高温时关断的安全开关。

7.使用集成负载开关可减少系统的 BOM 数量和 PCB 面积。如果有离散 FET 与其它元件配合使用，则可以考虑使用负载开关来减少系统中的元件总数。分离创建负载开关时，将需要多个电阻、电容和晶体管来实现栅极驱动器、控制逻辑、输出放电和保护功能。而采用集成负载开关，只需单个器件便可实现全部功能，从而显著降低 BOM 数量。

### 2.3 负载开关的器件选择和设计指标

#### 1. NMOS 与 PMOS 的选用

在 NMOS 器件中，通过使栅极电压高于源极电压来使导通 FET 接通。通常，源极电压与输入端处于相同电势。要使栅极和源极间产生上述电压差，需要一个电荷泵。使用电荷泵将增大器件的静态电流。在 PMOS 器件中，通过使栅极电压低于源极电压来使导通 FET 接通。PMOS 器件的架构则无需电荷泵，因此其静态电流比 NMOS 器件的静态电流低。使用 PMOS 架构与使用 NMOS 架构的一个主要差别是，使用 PMOS 架构设计的负载开关在低电压下性能欠佳，而 NMOS 器件在低输入电压应用中性能良好。因此，在高压应用中的开关通路设计多采用 N 型 MOSFET 做功率开关管，这样可以有效降低导通电阻从而降低导通损耗。

## 2. 导通状态电阻( $R_{ON}$ )

导通状态电阻( $R_{ON}$ )是一个极为重要的参数，因为它决定了负载开关的压降和功耗。 $R_{ON}$ 越大，负载开关的压降越大，功耗越高。

## 3. 电压( $V_{IN}$ )和电流( $I_{MAX}$ )额定值

决定使用哪种负载开关时的重要考虑因素之一是应用所需的电压和电流。负载开关必须能够支持稳态工作期间所需的直流电压和电流，以及瞬变电压和峰值电流。需要注意的是，一些负载开关需要偏置电压来开启器件和偏置内部电路，此偏置电压与输入电压无关。所以在设计负载开关时，对输入最大电压和最大电流值得计算极为重要。

## 4. 关断电流( $I_{SD}$ )和静态电流( $I_Q$ )

静态电流是负载开关接通时消耗的电流。除功率损耗外，静态电流还将决定负载开关接通时的功耗量。如果负载电流足够大，则静态电流引起的功耗可忽略不计。关断电流决定了负载开关通过 ON 引脚被禁用时的功耗量。使用负载开关切断子系统电源可显著降低电源轨的待机功耗。

## 5. 快速输出放电

一些负载开关具有内部电阻，该电阻会在开关关断时将输出拉至地，以避免输出浮空。要使快速输出放电功能起作用，输入电压引脚上的电压需处于工作范围内。快速输出放电功能有诸多好处，例如：①输出不会浮空并且始终处于已确定状态。②下游模块始终完全关闭。不过，仍有应用无法从快速输出放电功能中受益。③如若负载开关输出端和相应的电池连接，凭借 ON 引脚停止负载开关工作时，快速输出放电便会造成电池电量耗尽。④如果两个负载开关用作双输入单输出多路复用器，则负载开关无法提供快速输出放电功能。否则，快速输出放电期间将持续浪费电能，因为只要通过 ON 引脚禁用负载开关，电流就会通过内部电阻流向地。

## 6. 上升时间

上升时间因器件而异。上升时间可能需要较短，也可能较长，具体取决于应用。此外，浪涌电流与上升时间成反比。

## 7. 输入和输出电容

在负载开关应用中，放置输入电容，目的是为了限制进入电容的瞬变浪涌电流所造成的压降，通常在输入和地之间靠近输入端的位置放置  $1\mu\text{F}$  的电容。使用较大的电容将降低大电流应用期间的压降。但并非所有负载开关都需要放置电容，因为在移除电源时，输出端和地之间的总输出电容可能会使输出上的电压超过输入上的电压，对于不具备反向电路保护功能的器件，这种情况会导致电流从输出端经导通 FET 中的体二极管流向输入端，由此造成负载开关损坏现象。为防止出现这种情况，一般选择输入电容和负载电容为 10:1 的比值。

### 2.4 本章小结

本章主要介绍了负载开关的基本原理和功能作用，以及在设计负载开关时应注意的重要指标参数和设计规范。首先基于负载开关电路结构对其相关原理进行了简明概述，然后结合目前的多功能集成式负载开关系统框图，简单介绍集成式负载开关的模块以及设计方法。

## 第3章 负载开关芯片的整体设计

本章主要基于上一章负载开关的基本原理和设计方法,在分析传统负载开关的优缺点后,对本文提出的双向大电流负载开关芯片进行整体设计,给出了本文设计的负载开关芯片应该满足的各项电气特性指标和参数,最后对负载开关设计中用到的工艺技术做了简要介绍。

### 3.1 负载开关芯片的整体设计要求

根据前面对负载开关的介绍,可以看到负载开关在电路中将电源隔离同时提供对负载的保护,但传统的负载开关功能较为单一,在电路中仅实现基本的通断功能;多功能集成式负载开关与其相比除了具备传统负载开关基本的通断功能外,还根据不同的应用集成了更多的功能,使得其可以广泛应用于便携式消费类电子产品。

为此,本文设计了一款双向大电流的负载开关芯片,该款负载开关芯片具有宽输入电压范围、大输出电流和低导通电阻的特点。可提供输入过压保护和浪涌保护,在导通状态或关断状态期间发生浪涌事件时可确保系统安全工作。同时,该芯片还具有欠压锁定、和过温保护电路,用于在发生故障时自动隔离电源开关。此外,该芯片可支持 OTG (On-The-Go) 数据传输功能,其正向有线充电模式从 VIN 输出到 OUT,反向 OTG 数据传输模式从 OUT 输出到 VIN,可实现双输入。

#### 3.1.1 应用领域

- (1) 智能手机、手持设备;
- (2) USB Type-C 接口双向供电设备;
- (3) 多电源接口的平板电脑、笔记本电脑等。

#### 3.1.2 主要特性

- (1) 直流输入电压工作范围: 3.0V~20V;
- (2) 导通电阻: <35m $\Omega$ ;
- (3) 静态电流: <200 $\mu$ A;
- (4) 最大输出电流: 5A;
- (5) 工作温度范围: -40 $^{\circ}$ C~+85 $^{\circ}$ C;
- (6) 软启动功能;
- (7) 输入过压保护功能;
- (8) 欠压锁存保护功能;
- (9) 过温保护功能;



(10) 符合 IEC 6100-4-5 的 100V 浪涌保护；

(11) OTG 数据传输功能。

### 3.1.3 芯片管脚定义及封装

首先对芯片各管脚进行定义，使之满足设计要求。与此同时，对其封装形式进行确定，具体的管脚定义详情如表 3.1 所示。

表 3.1 本文所设计芯片的管脚定义及功能描述

管脚位号	管脚名称	功能描述
1	$V_{IN}$	负载开关外部电压输入
2	EN	使能控制信号（不允许悬空）
3	$V_{IN\_SNS}$	用来钳位引脚 $V_{IN}$ 上的电压
4	GND	地信号
5	SS	软启动控制
6	FLAG_N	OTG 使能输入/输出
7	RX_N	无线接收器控制信号
8	$V_{OUT}$	负载开关电压输出

所设计负载开关芯片采用标准 SO-8 封装形式，如图 3.1 所示。

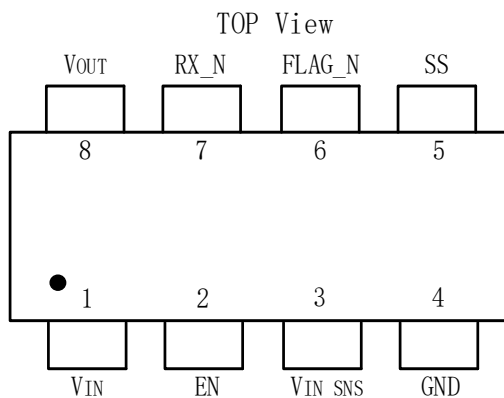


图 3.1 负载开关芯片的封装图

### 3.1.4 芯片的电气特性指标

根据所设计芯片的功能需求，我们对芯片的电特性指标参数进行了如下设定。

#### (1) 最大额定值

最大额定值代表芯片工作过程中所能承受的极限值，一旦超越最大额定值会对设备造成损坏。表 3.2 列出了芯片能许用最大额定载荷值。

表 3.2 所设计芯片的最大额定值

符号	定义	绝对最大额定值	单位
$V_{IN}$	输入电压	-0.3~28	V
$V_{IN\_SNS}$	直流工作电压	-0.3~20	V
$V_{OUT}$	输出电压	-0.3~20	V
$I_{OUT}$	输出电流	3	A
$V_{EN}$	使能管脚的电压	-0.3~6	V
$V_{FLAG\_N}$	FLAG_N 引脚控制电压	-0.3~6	V
$V_{RX\_N}$	RX_N 引脚控制电压	-0.3~6	V
$T_{STG}$	储存温度	-65~150	°C
$T_J$	结温	150	°C
ESD HBM	ESD 耐压(人体模型)	2.5	KV
ESD CDM	ESD 耐压 (器件模型)	1	KV

## (2) 主要电特性指标

电气性能指标参数如下表 3-3 所示, 在未有特殊注明情况下, 这些参数适用的条件为:  $V_{IN}=5V$ ,  $C_{IN}=1\mu F$ ,  $C_{OUT}=1\mu F$ ,  $C_{VIN\_SNS}=1\mu F$ ,  $V_{EN}=0V$ ,  $T_A=+25^\circ C$ 。

表 3.3 芯片的主要电特性指标

符号	定义	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{IN}$	输入电压	-	3	-	20	V
$I_Q$	静态电流	$V_{IN}=5V$ $V_{EN}=V_{IN}$ $I_{OUT}=0A$	-	110	200	$\mu A$
$R_{ON}$	导通电阻	$V_{IN}=5V$ $V_{EN}=V_{IN}$ $I_{OUT}=1A$	-	23	35	$m\Omega$
$R_{DIS\_VIN}$	输入端放电电阻	快速放电状态	-	500	-	$\Omega$
$I_{OUT}$	$I_{OUT}$ , $I_{OTG}$ 输出电流		-	$\pm 5$	-	A
$V_{ENH}$	使能高电平	$V_{IN}=5V$	1.4	-	5.5	V
$V_{ENL}$	使能低电平	$V_{IN}=5V$	0	-	0.4	V
$V_{LK\_VIN}$	输入到输出漏电压	$V_{IN}=28V$ 开关未导通 输出不接负载	-	-	0.4	V
$V_{LK\_VOUT}$	输出到输入漏电压	$V_{OUT}=16V$ 开关未导通 输入不接负载	-	-	0.4	V

V <sub>UVLO_VIN</sub>	输入欠压锁定阈值	上升	2.5	2.8	3.0	V
		下降	2.4	2.6	2.8	
V <sub>UVLO_OUT</sub>	输出欠压锁定阈值	上升	2.5	2.8	3.0	V
		下降	2.4	2.6	2.8	
V <sub>UVLO_HYS</sub>	欠压锁定迟滞		-	200	-	mV
V <sub>OV_P_HYS</sub>	过压保护迟滞		-	2	-	V
T <sub>SNS</sub>	启动时间	V <sub>IN</sub> =5V V <sub>IN_SNS</sub> 从 0 到 4.5V 空载状态	-	450	-	μs
T <sub>SD</sub>	过温关断阈值		-	150	-	°C
T <sub>SDHYS</sub>	过温关断迟滞		-	30	-	°C

### 3.1.5 系统框图及功能描述

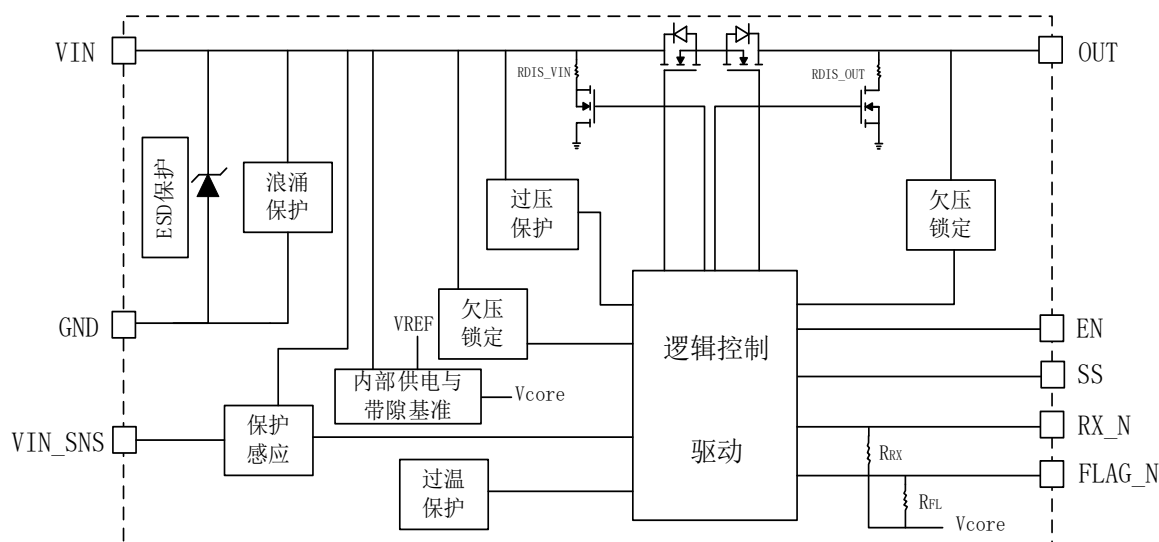


图 3.2 负载开关芯片的系统框图

从图 3.2 负载开关芯片的系统框图可以看出，所设计的负载开关芯片主要由内部电源、过压保护、欠压锁定、过温保护、浪涌保护、以及逻辑控制和驱动等模块组成。下面分别对这些主要模块进行详细描述。

#### 1. 主要模块描述

**内部供电与带隙基准模块：**给负载开关芯片内部其他低压模块提供的供电电压，由于本文所设计的负载开关芯片是一种数模混合集成电路，此类电路的特点是需要多种电压值的电源供电，以满足不同的性能要求，所以在芯片中设计内部电源，为其他模块供电。带隙基准电路为 EN,OTP 等模拟电路提供参考电压。

**过压保护模块：**在使用电子设备时，一旦操作失误，使输入电压高于额定电压值时，负载开关芯片马上就会烧坏，导致系统瘫痪

，因此在电源的输入端到芯片的供电输入端，有必要添加一个过压保护电路。当输入电压超过设定值时，就切断电源输入，保护芯片不被烧坏。本文设计的过压保护电路为下游电路提供保护，使其免受过高输入电压而造成的损坏。

**欠压锁定模块：**在使用过程中，由于误操作使得输入电压低于芯片工作电压值时，电源芯片不工作，处于失效状态。为了避免这种情况的发生，需要加入欠压锁定电路。欠压锁定是一种保护模式，即当输入电压小于芯片启动电压时，可保护芯片不受过低电压的影响，它可保证芯片在供电电压不足时避免被损坏。

**过温保护模块：**该模块主要对从带隙基准模块采样得来的温度感应值和过温检测值进行温度比较。当芯片温度过高时，关闭负载开关 IC，并提高过温检测电压；当温度下降到一定幅值时，芯片又重新开启工作，从而对芯片起到保护作用。

**浪涌保护模块：**浪涌电压是一种瞬态过电压，即短暂的一瞬间引起的电压突变，一般是由于负载短路、电源切换或接入负载过重等原因造成。在所设计的负载开关芯片中，加入抗浪涌电路，以保护芯片免于受损。

**逻辑控制与驱动模块：**该部分有两部分组成，逻辑控制电路部分是一个状态切换机，用于主机模式（ $V_{IN}$  到  $V_{OUT}$  的正向充电）和从机模式（反向 OTG 的数据传输）的自动切换；另一部分是驱动电路，主要功能是对  $RX\_N$ ， $VIN\_SNS$  以及  $FLAG\_N$  等引脚和使能电路的驱动，保证芯片的正常工作和关断。

## 2. 其他功能描述

(1) 输入输出： $VIN$  是负载开关的输入端，为负载开关芯片提供输入电压。 $OUT$  是负载开关的输出端，连接负载。电流通过功率管从  $VIN$  流向  $OUT$  端的负载。

(2) 关断控制功能：系统中的各个子模块的启动和关断都是通过  $EN$  管脚控制，一旦进入关断模式后，输出端将被自动放电拉到地。此时， $EN$  端要么被拉到高电平要么被拉到低电平，不允许处于悬空状态。

(3) 快速输入和输出放电功能：负载开关芯片在  $VIN$  和  $GND$  之间以及  $VOUT$  和  $GND$  之间各有一个用于放电的大宽长比 NMOS 管。当  $EN$  为低电平时，该 NMOS 管可迅速地将输出电容上的电荷释放掉，并关闭整个负载开关 IC。

(4) 反向电压阻断功能：在电源 IC 设计时，通常需要考虑  $V_{OUT}$  高于  $V_{IN}$  的情况，这个时候则需要对开关通路进行阻断，以防止输出端到输入端的电压反向。在实际的使用过程中，由于输入端经常会受到输出端反向电压的冲击，因此必须设计相应的反向电压阻断功能。一旦  $V_{IN}$  端遭受到  $V_{OUT}$  端反向电压冲击时， $V_{IN}$  端电压会高于电源电压，此时反向阻断机制能将功率开关与端口冲击电压进行有效隔离，从而保证芯片的安全。

(5) 软启动功能：通常，电源电路中都会伴随有大容量的电容，在给这些大容量电容充电瞬间则需要很大的浪涌电流，这样很可能会造成输入电源的降低。软启动电路就是用于减少上电时的浪涌电流，使输出电压缓慢增加并减小对输入电源的影响。

如果没有软启动模块，将较小的反馈电压与芯片的内部参考电压进行比较，这两个

电压的巨大差值可能会导致功率管长时间导通产生浪涌电流,从而导致器件受到应力冲击而损坏开关管。添加软启动模块后,在芯片导通或关断电源时,软启动输出电压会平滑地或呈阶梯状上升或下降。此时,将反馈电压与软启动输出电压进行比较,以确保输出电压的平稳上升或下降。使整个芯片受到保护,可最大程度地减小功率管受到的应力冲击。

### 3.1.6 负载开关芯片的整体设计流程

遵循模拟集成电路的设计与开发流程,本文所设计的负载开关芯片具体流程图如图 3.3 所示。

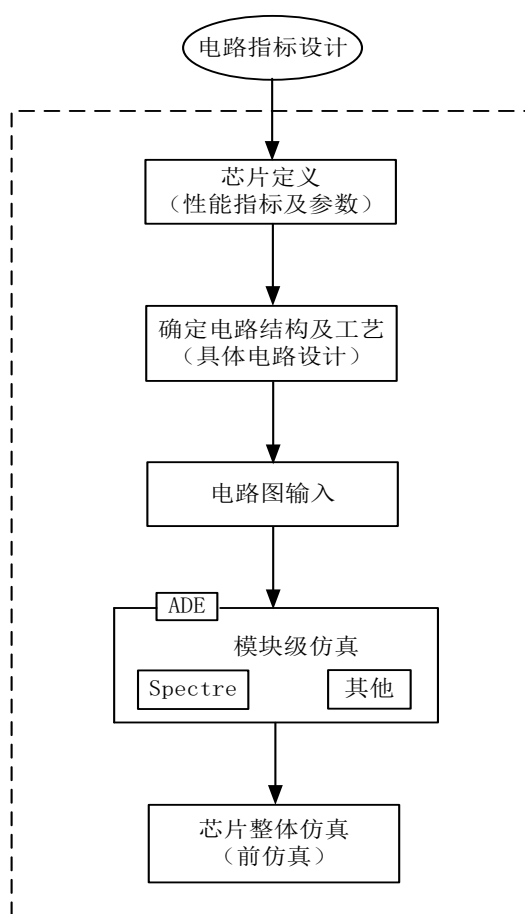


图 3.3 论文工作内容流程图

## 3.2 负载开关芯片的工艺选择

近些年以来,随着半导体制造工艺的快速发展,集成电路制造工艺的每一次进步都会给电子产品的性能带来极大的提升。小尺寸、低功耗和高能效是所有集成电路工艺制造商一直追求的结果。现阶段在半导体制造工艺领域发展的最为常见的工艺有三种:它们分别是基于  $0.18\mu\text{m}$ 、 $0.35\mu\text{m}$  以及  $0.5\mu\text{m}$

的 CMOS 工艺、双极型工艺和 DMOS 工艺，还有就是由这三个工艺技术分别结合而成的 BC 工艺、CD 工艺以及 BCD 工艺<sup>[18]</sup>。CMOS 工艺流程比较简洁、功耗低、速度快、抗干扰能力强等，已经成为当下主流集成电路的技术。但是，CMOS 器件电流驱动能力低，如果只单纯的使用 CMOS 工艺技术则已经不能满足愈来愈复杂的集成电路系统更多方面的需求。双极型工艺是最早发明的半导体工艺之一，主要使用 NPN 和 PNP 型三极管作为主要器件。该工艺的电流驱动能力较强，具有工作频率快、高跨导、低噪声、工艺步骤少、性价比高优点，仍一直被应用于模拟和超高速集成电路；但是其模拟精度高、功耗比较大。DMOS 分为垂直 VDMOSFET 和横向 LDMOSFET 双扩散金属氧化物半导体场效应管<sup>[19-21]</sup>。一般 DMOS 器件是由成百上千个 DMOS 管组合而成的，DMOS 管数量的多少直接决定了芯片的面积和驱动能力<sup>[22-25]</sup>。下表 3.4 总结了双极型 Bipolar，CMOS 和 DMOS 器件的特点。

表 3.4 双极型 Bipolar，CMOS 和 DMOS 器件的特点

器件类别	器件特点	应用
双极型器件	导电驱动能力强,工作频率高,集成度低, 性价比高	强驱动、高精度模拟电路和超高速集成电路
CMOS 器件	功能损耗小, 集成化高	可做逻辑处理,
DMOS 器件	高压大电流驱动	可做模拟电路和驱动, 不适合做逻辑处理

如果把双极型 Bipolar，CMOS 和 DMOS 器件相互集合起来，则可以构成 BC 工艺，CD 工艺和 BCD 工艺；根据本文设计的负载开关芯片的高电压、大电流的特点，本课题拟采用 0.18 $\mu\text{m}$  32V/5V BCD 工艺。下面主要对 BCD 工艺进行介绍。

BCD 工艺技术诞生于上世纪 80 年代中期的 Thomson 公司，该工艺技术能够在同一芯片上进行模拟精度相对较高的双极型(Bipolar)、数字型 CMOS 等多种器件的集成。模拟电路可以看做是外部世界与数字系统连接的纽带，CMOS 逻辑电路便是进行信号处理的大脑，而高压/功率部分执行外部负载的驱动<sup>[26]</sup>。BCD 工艺技术不仅具备 Bipolar 管高精度、低噪声以及电流驱动高的优良特性，而且拥有 CMOS 管低能耗、集成度高以及便于逻辑控制等优良特性；除此之外，还具备 DMOS 器件响应迅速、热稳定性良好以及耐高压的特性。凭借芯片内部各种形式的电路集成可有效降低内部互连，进而确保电磁干扰有效下降，使得芯片稳定可靠性显著提升；与此同时，还能保证轻便型、低能耗以及低成本的准则，整体呈现出相对较优的综合性能。所以自从 BCD 工艺诞生以来，始终被半导体行业所青睐。截止至今，历经近四十年的优化与升级，BCD 工艺技术在结构紧凑性、高压隔离以及金属互联等方面均实现了巨大突破。该工艺技术的不断改进将对未来的人工智能，无人驾驶，工业机器人以及医疗器械等众多智能化产业有着很好的推动作用

。今后,BCD 工艺仍将朝着高压、高功率、高密度三个方向分化发展。其中 BCD 技术与 SOI 技术相结合,是一个非常重要的技术趋势。

### 3.3 本章小结

本章主要对负载开关芯片的整体系统架构以及相应的指标参数进行设计。首先简要介绍了负载开关芯片的功能作用和应用范围,然后给出了负载开关芯片的总体系统框架结构图,后根据所设计的负载开关芯片的特点列出详细的电性参数指标。



## 第 4 章 子模块电路设计与仿真验证

上一章介绍了本文设计的负载开关芯片的系统框架和电特性指标。在此基础上本章将重点、细致地对负载开关芯片中主要几个模块的原理以及相关电路设计展开了详尽描述，并呈现出电路设计原理图以及相应的仿真结果，再对仿真结果进行了进一步详细地分析。

### 4.1 内部供电与带隙基准电路

内部供电电路是负载开关芯片的关键模块，由于设计的负载开关的输入电压范围较大，因此内部电源模块也需要适应较大的输入电压范围，以便调节负载开关的输入电压并为内部电路提供一个恒定的低压电源，供数字模块电路使用。而对于负载开关电路而言，过温保护及使能电路等模块均需要基准电压作为参考电压，而且该基准电压与环境温度、电源电压以及工艺参数无关。因此，本文结合带隙基准设计了一种用于负载开关的内部供电电路，分别为数字部分和模拟部分电路供电。

#### 4.1.1 带隙基准基本原理及电路设计

传统的带隙基准是通过将正、负温度系数的电压进行求和计算，进而对系数完成相互抵消，从而得到不受温度影响的基准电压，该电压大约是  $1.25\text{V}$ <sup>[34]</sup>。由于产生的基准电压数值大体与硅元素的带隙电压相接近，故称其为带隙基准电压<sup>[35]</sup>。如图 4.1 所示，呈现出带隙基准结构图示意图。

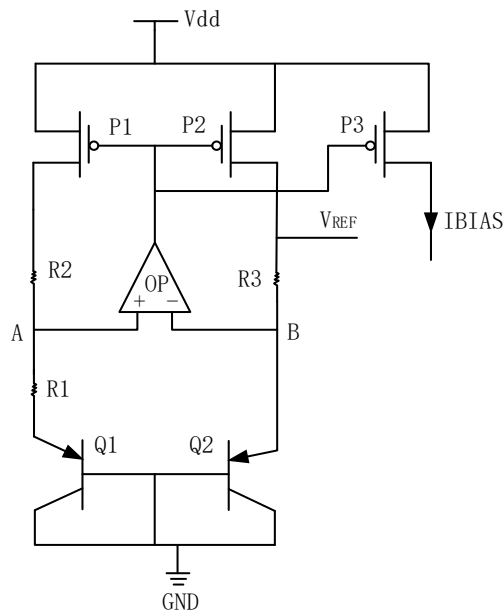


图 4.1 带隙基准电路的基本结构图

由于运算放大器（OP）的作用，从而保证 A，B 两点拥有相同的电位，故三极管 Q1 与 Q2 发射级之间的电压差可以写成：

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \frac{I_0}{I_S} - V_T \ln \frac{I_0}{nI_S} = V_T \ln n \quad (4.1)$$

式中，n 为 Q1 与 Q2 发射级面积之比， $V_T=KT/q$ ， $I_0$  为 Q1 和 Q2 的集电极电流， $I_S$  为 Q1 与 Q2 的反向饱和电流。于是可得到偏置电流为：

$$I_{BLAS} = \frac{\Delta V_{BE}}{R1} = \frac{V_T \ln n}{R1} \quad (4.2)$$

于是，输出基准电压整理得：

$$V_{REF} = V_{BE2} = V_T \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \ln n \quad (4.3)$$

式中， $V_{BE}$  与温度存在负系数关系， $\Delta V_{BE}$  与温度成正系数关系。他们可近似表示成：

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} &\approx -1.5mV/^{\circ}K \\ \frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T} &\approx +0.087mV/^{\circ}K \end{aligned} \quad (4.4)$$

结合式（3）、（4）可知，仅需对 n、R1 以及 R2 进行合理取值，便可得到零温度系数的电压源和与温度成反比的电流源。为确保对称性，通常取  $n=8$ 。

在带隙基准电路中，OP 和 P1，R2，R1 以及 Q1 形成负反馈回路，相应的反馈系数如下式：

$$\beta_N = \frac{1/g_{Q2} + R1}{1/g_{Q2} + R1 + R2} \quad (4.5)$$

OP、P2、R3 以及 Q2 存在正反馈系数，相应的反馈系数如下式：

$$\beta_N = \frac{1/g_{Q1}}{1/g_{Q2} + R3} \quad (4.6)$$

一般情况下 R1 的取值相对较大，故负反馈系数往往要高于正反馈系数数值，进而确保电路具有相对稳定性。

图 4.2 是为低功耗系统设计的带隙基准电路。图中 PM1，PM2，NM1，NM2 构成与电源电压无关的偏置电路，通过 PM4 管生成 PTAT 电流。该电路在每个分支电路中使用两个串联的基极-发射级电压以此减小了 MOSFET 失配的影响。其中，PMOS 电流镜电路保证了 Q1~Q4 的集电极电流相等。在图 4.2 所示的带隙基准电路中，虽然在一定程度上将 MOS 管失配的影响进行有效降低，但沟道长度存在一定的调制效应，依然会造成该电路对电源产生高度依赖。

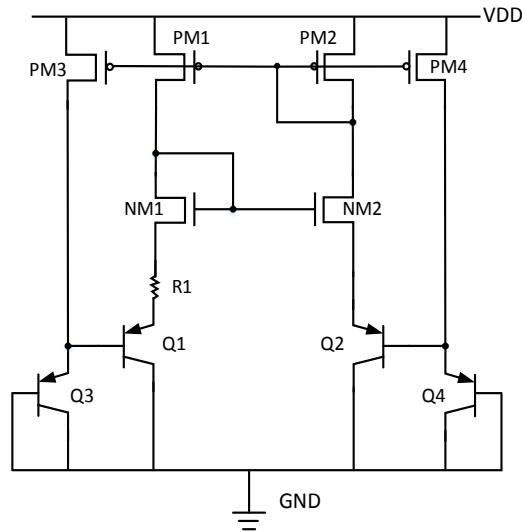


图 4.2 低功耗带隙基准产生电路

为了解决图 4.2 电路产生的电源依赖性的问题，并且避免使用外加偏置电路，通过各个电路分支采用 PMOS 以及 NMOS 共源共栅类型的结构，搭配出自偏置共源共栅结构，如图 4.3 所示。当带隙基准电路因为某种情况进入小电流工作的简并状态时，则需要加入启动电路，以保证带隙基准的正常启动，在本文设计的自偏置带隙基准中，启动电路由 PM7、PM8、PM9、PM10、PM11、NM5、NM6 构成。在电源上电的过程中，PM7、PM8 和 NM5 开始饱和导通，PM8 漏端电压增大，使得自偏置电路摆脱简并工作点，随着 PM8 漏端电压继续上升，经过一段时间后，输出电压也随之上升，使得 NM6 的栅极电压上升，等到其栅源电压大于阈值电压 ( $V_{GS} > V_{TH}$ ) 时，NM6 开始导通，NM5 栅端电压被拉至低电平，NM5 管截止。同时，PM7、PM8 也摆脱工作状态，最终使得带隙基准电路进入正常工作状态。

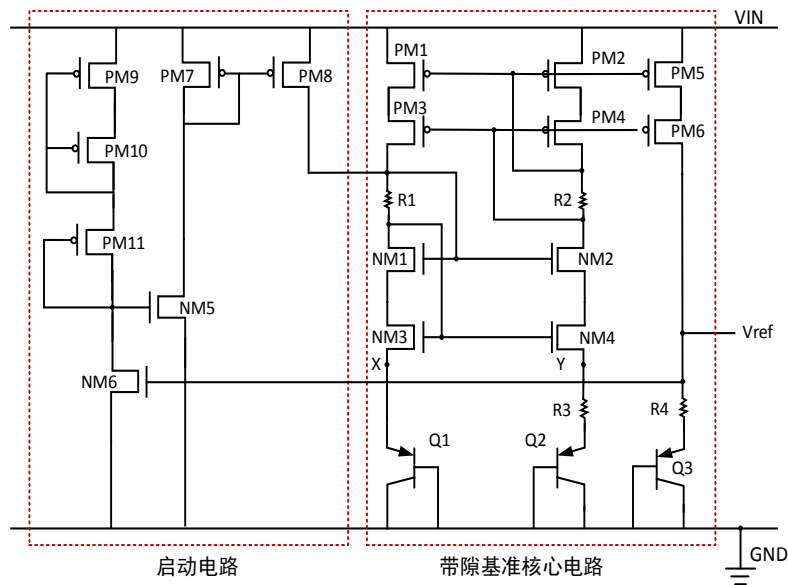


图 4.3 自偏置共源共栅带隙基准电路

图中 R1 和 R2 维持适当的电压，使所有晶体管都工作在饱和区。双极晶体管

Q1 和 Q2 的基极-发射极的正向电压由通过电阻 R3 两端的 PTAT 电流生成的电压降和 CTAT 电压降构成。在该电路中，输出基准电压  $V_{ref}$  由 CTAT（与绝对温度互补）和 PTAT（与绝对温度成正比）基准构成。因此，基准电压可以写成式 4.7。

$$V_{ref} = V_{be} + L * \ln(N) * V_T \quad (4.7)$$

式中， $V_T$  是具有正温度系数的热电压， $N$  是双极晶体管和的发射极面积比， $L$  是比例因子。为了有效获取零温度系数相应的带隙基准参考电压，进一步将带隙基准参考电压对温度求偏导，可得到式（4.8）。

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = \frac{\partial V_{be}}{\partial T} + L * n * \ln(N) * \frac{\partial V_T}{\partial T} \quad (4.8)$$

其中， $\frac{\partial V_{be}}{\partial T} \approx -1.87\text{mV/K}$ ， $\frac{\partial V_T}{\partial T} \approx +0.087\text{mV/K}$ ；将式 4.8 设为 0，可以得到随温度的变化为零时  $L$  的值，于是，可得到  $L$  的关系式为：

$$L = \frac{1.87}{n * \ln(N) * 0.087} \quad (4.9)$$

令  $N=8$ ， $n=1$ ，则可解出  $L \approx 10.22$ 。

在自偏置带隙基准电路中，误差源主要来自 MOS 管的不匹配，MOS 管的不匹配引起的随机误差会在运放的输入端等效为一个失调电压。下面主要对由威尔逊电流镜和 PNP 双极晶体管不匹配引起的误差进行讨论。

在实际中，MOS 器件的失配会给基准输出电压带来误差。同时，闪烁噪声对低频电路的影响也是不可忽略的。在考虑 MOS 管失配引起的失调电压以及闪烁噪声对电路的影响下，图 4.3 的基准电压可表示为式 4.10。

$$V_{ref} = (1 + \frac{R_4}{R_3})V_T \ln(N) + V_{be} - (1 + \frac{R_4}{R_3})(V_{os} + V_{1/f}) \quad (4.10)$$

式 4.10 中， $V_{os}$  是威尔逊电流镜和 PNP 双极晶体管的总偏移量。 $V_{1/f}$  是威尔逊电流镜晶体管 PM1、PM2、NM3、NM4 的闪烁噪声。从等式 4.10 可以看出，带隙基准电压受到晶体管之间的偏移电压和闪烁噪声的影响。闪烁噪声在低频处的计算公式，如式 4.11 所示。

$$V_{1/f} = \frac{K}{C_{ox} * W * L * f} \quad (4.11)$$

从式 4.11 我们可看出闪烁噪声与晶体管的宽度和长度以及单位面积的极电容成反比。因此在自偏置带隙基准电路中，PM1，PM2，NM3 和 NM4 的晶体管尺寸选择较大的宽度和较长的长度有利于减少闪烁噪声。

为了进一步降低自偏置带隙基准电路中由低频噪声（主要是闪烁噪声）带来的影响，可以采用斩波技术来消除失配，抑制低频噪声，从而提高自偏置带隙基准电路的精度<sup>[36,37]</sup>。这里将不再过多赘述。

### 4.1.2 内部供电产生电路

便携式电子设备多采用电池供电，所以要求低功耗电源设计，以延长电池的使用寿命。在一些电子产品中，其 IC 的工作电压是需要稳压的，例如一些 DCDC 或信号处理 IC，就需要稳定的 3.3V 或者 5V 电源为芯片内部供电，这时就需要一个低功耗的降压稳压电路。一些高端产品对成本控制的不是很严格，采用现成的低功耗 LDO，但在一些低端的消费性产品中，使用 LDO 带来的成本则是我们所不能接受的，基于以上原因，本文所采用的内部供电产生电路如图 4.4 所示。本文的内部供电模块的主要功能就是将 VIN 引脚上的输入电源电压转换成内部低压电路可以使用的 3.5 伏电压。图中的 I1, I2 为带隙基准产生的 PTAT 电流，NM14 为耐高压的 LDMOS 管，NM8~NM13 为 NMOS 管栅漏短接形成的二极管，所以其  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ ，因此这些 NMOS 管子都处于饱和区。于是可以得到  $V_{CORE}$  的电压为：

$$V_{CORE} = V_{GS8} + V_{GS9} + V_{GS10} + V_{GS11} + V_{GS12} + V_{GS13} - V_{GS14} \quad (4.12)$$

当芯片上电后，电流流过电阻 R6，NM14 管导通，此时 I1 的 PTAT 电流为：

$$I_1 = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_{NM8} \times (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (4.13)$$

流过 I2 的 PTAT 电流为：

$$I_2 = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_{NM14} \times (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (4.14)$$

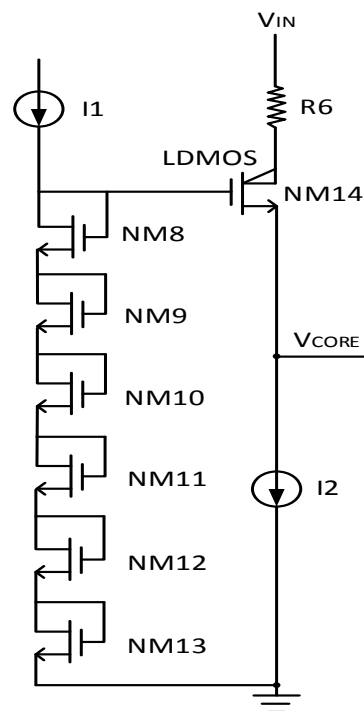


图 4.4 内部供电  $V_{CORE}$  产生电路

此时  $V_{CORE}$  的电压为 NM8~NM13 的  $V_{GS}$  之和再减去 NM14 的  $V_{GS}$  生成的， $V_{CORE}$  电压约为 3.5V。

### 4.1.3 仿真验证

结合 0.18um BCD 工艺，在 Cadence 工具下选取 Spectre 软件进行相应的仿真验证分析。如图 4.5 所示呈现出带隙基准电压随温度变化的曲线，不难得出结论，当  $T_A=25^\circ\text{C}$  时， $V_{REF}$  随温度的变化率几乎为零，即对温度的导数为零，与理论推导保持基本一致。如图 4.6 呈现出基准电压  $V_{REF}$  随输入电压  $V_{IN}$  变化的情况，从图可看出基准电压随输入电压变化呈线性关系，线性变化范围较小；图 4.7 是当输入电压  $V_{IN}=5\text{V}$  时，内部电源电压  $V_{CORE}$  随温度的变化曲线，图 4.8 是当  $T_A=25^\circ\text{C}$  时，内部电源电压  $V_{CORE}$  随输入电压的变化关系。

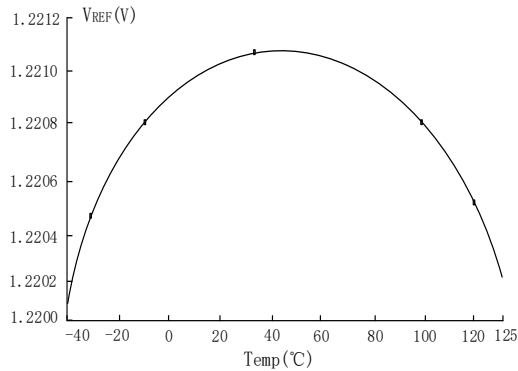


图 4.5 带隙基准电压随温度变化

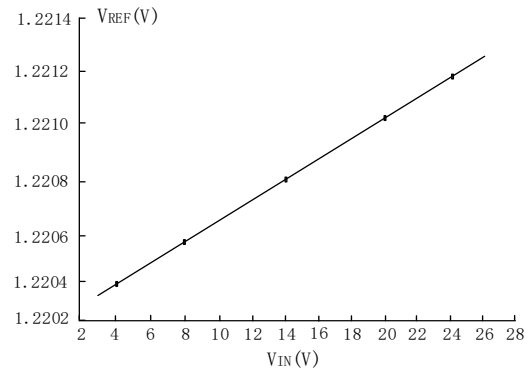


图 4.6 带隙基准电压随输入电压变化

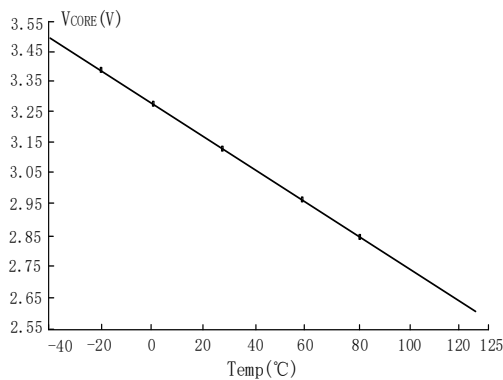


图 4.7 V<sub>CORE</sub> 电压随温度变化

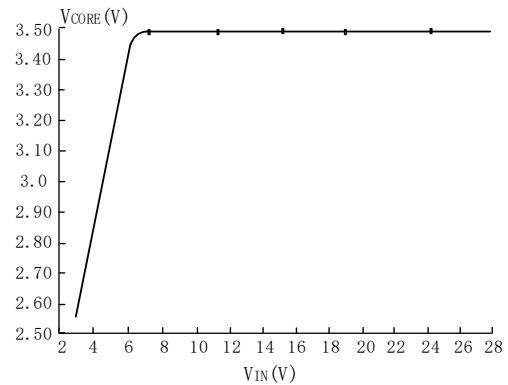


图 4.8 V<sub>CORE</sub> 电压随输入电压变化

## 4.2 UVLO 欠压锁定电路

欠压锁定 (under-over lockout, UVLO) 电路是负载开关芯片内部至关重要的保护电路。当输入电源电压较低时，电子产品中的一些模块电路则不能保证系统正常运行，所以需要对电源电压工作范围进行管理，此时在芯片中集成欠压锁定电路有助于避免系统因为低电压输入而出错。

### 4.2.1 欠压锁定基本原理



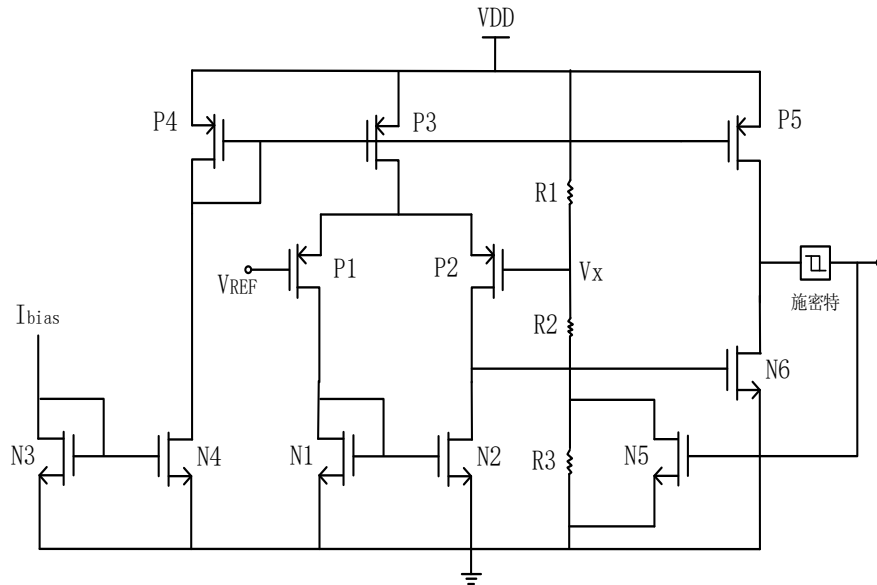


图 4.10 本文采用的欠压锁存电路

下面对欠压锁定电路进行详细分析，从图中可看出，本文采用的欠压锁存电路由电压比较部分、电压检测部分以及偏置电流产生部分组成。偏置电流产生部分由 N3、N4、P3、P4 和 P5 组成，其中 N3 与 N4 为电流镜结构，P3、P4 和 P5 又构成了另一个镜像电流镜结构。当 N3 管漏极偏置电流  $I_{bias}$  达到  $2\mu A$  时，这时欠压锁定电路就会启动。通过改变各晶体管的宽长比，可有效凭借电流镜将相应的偏置电流传递给其余各电路，电压检测电路由 R1、R2 以及 R3 构成。于是，电源采样电压  $V_X$  可表示为：

$$V_X = V_{DD} \times \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (4.15)$$

电压比较器电路由 P1、P2、N1、N2 以及 N6 晶体管构成，P1、P2、N1、N2 采用折叠式共源共栅结构，可有效提升电路当中的共模抑制比。迟滞电路能够有效产生迟滞电压，可有效抑制由于电源波动造成的芯片反复关断而产生的逻辑失真问题。图 4.11 为施密特触发器内部电路图。

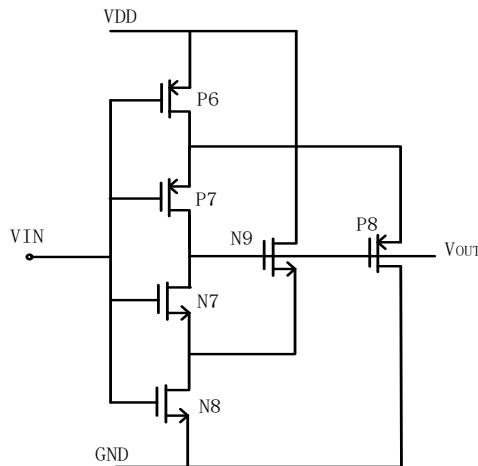


图 4.11 施密特触发器内部电路图



当电源电压 VDD 触发上升沿或者下降沿的时候，假如采集的电源电压值比基准电压值还要低，这个时候欠压锁定（UVLO）输出为高电平，使得 P6 管关断，此时电源采样电压 VX1 大小为：

$$V_{X1} = V_{DD} \times \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} \quad (4.16)$$

当电源采样电压大于基准电压时，欠压锁定输出为低电平，P6 管立即导通，此刻电源采样电压 VX2 可以表示为：

$$V_{X2} = V_{DD} \times \frac{R2}{R1 + R2} \quad (4.17)$$

于是，可得迟滞电压  $\Delta V$  为：

$$\Delta V = V_{X1} - V_{X2} = V_{DD} \left[ \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} - \frac{R2}{R1 + R2} \right] = V_{DD} \frac{R1R3}{(R1 + R2 + R3)(R1 + R2)} \quad (4.18)$$

### 4.2.3 欠压锁定电路仿真

基于 0.18 $\mu\text{m}$  BCD 工艺，使用 Cadence 工具下的 Spectre 软件对欠压锁定电路进行仿真。仿真条件为输入电压从 0V 到 5V 上升和从 5V 到 0V 下降，上升和下降的时间均为 10ms。其仿真结果如图 4.12 所示，从图中可以看出当输入电源电压由 5 V 下降到 2.6 V 时，欠压锁定电路输出低电平，这时欠压锁定被触发；当电源电压由 2.8 V 升高到 3.75 V 时，欠压锁定电路输出高电平，此时欠压锁定被解除，两个阈值电压之间具有 200 mV 的迟滞。

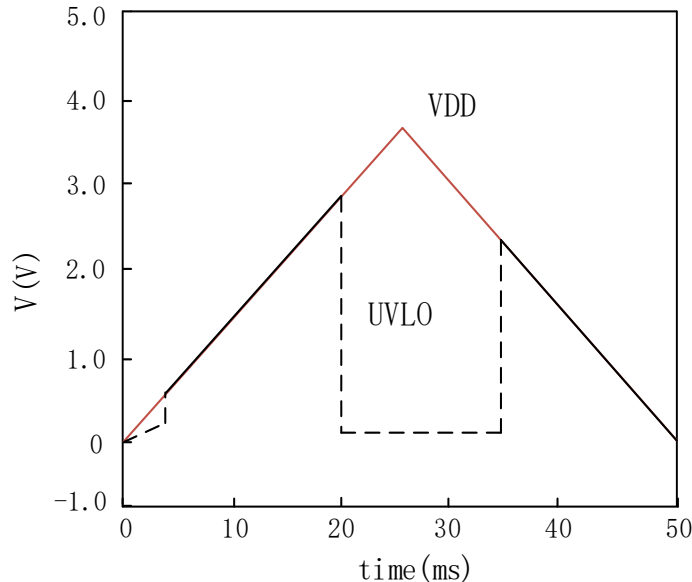


图 4.12 欠压锁定电路的仿真结果

### 4.3 过温保护电路

开关电源芯片中由于集成了大量高电压和大电流的功率管，使得整体能耗显著上升，从而使得芯片内部温度升高，过高温度在一定程度上会造成半导体器件失效<sup>[39]</sup>。当芯片的温度超过一定的阈值后，芯片就会被烧毁，停止工作。因此温度也是影响芯片工作可靠性和稳定性的关键因素之一。为了保护芯片不受过高温度所造成的危害，可以在芯片内部集成过温保护电路，当芯片工作温度过高时，过温保护电路就会起作用，使芯片停止工作，不再产生功耗，让温度快速降下来<sup>[40]</sup>。

#### 4.3.1 过温保护基本原理

典型的过温保护电路是利用齐纳二极管击穿电压的正温度特性和双极结型晶体管(Bipolar Junction Transistor—BJT)的发射极导通电压  $V_{be}$  的负温度特性来产生<sup>[41]</sup>。如图 4.13 所示。

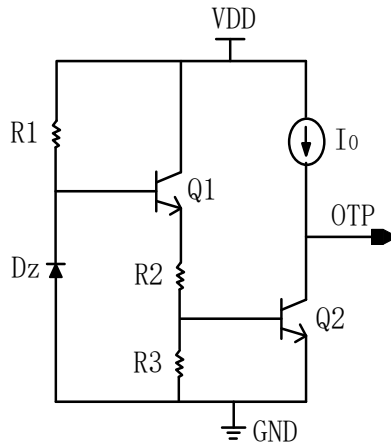


图 4.13 过温保护电路原理图

其中，齐纳二极管  $D_z$  反向击穿电压用  $V_z$  来表示，于是三极管  $Q_2$  的基极电压  $V_{B2}$  可以写成：

$$V_{B2} = (V_z - V_{BE1}) \times \frac{R3}{R2 + R3} \quad (4.19)$$

式中， $V_z$  存在正温度系数，相应的 PN 结正向导通电压  $V_{BE1}$  存在负温度系数，所以  $V_{B2}$  与温度呈现正相关。正常温度下，当  $V_{B2}$  低于  $Q_2$  的阈值电压  $V_{BE2}$  时， $Q_2$  呈现截止状态，输出端 OTP 表现为高电平；一旦温度过高， $V_{B2}$  便会高于  $Q_2$  的阈值电压  $V_{BE2}$ ，此时  $Q_2$  便会立即导通，OTP 表现为低电平；当温度下降恢复后， $Q_2$  变为截止状态，OTP 表现为高电平。通过改变电阻  $R_2$  与  $R_3$  的比值能够进行过温阈值的相关设定。

上述典型过温保护电路虽然结构简单，但是由于使用了齐纳二极管，使得反向漏电流变大，无形之中会增加电路内部功耗。并且该电路不具备迟滞功能，一旦芯片工作达到临界温度值， $Q_2$  便会处于反复导通与截止的状态，因此造成电路急剧

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如  
要下载或阅读全文，请访问：

<https://d.book118.com/556111211043010110>