

西安电子科技大学

硕士学位论文

BUCK型DC/DC开关电源芯片的设计与实现

姓名：樊继斌

申请学位级别：硕士

专业：微电子学与固体电子学

指导教师：刘红侠

20090101

摘要

DC/DC开关电源以其高效率、集成度高的特点在便携式电子产品中得到了广泛的应用。随着集成电路技术的发展,结构复杂但性能更好的峰值电流模式PWM DC/DC开关电源变换器已经成为市场的主流。

本文介绍了降压型DC/DC开关电源变换器的拓扑结构与基本原理,重点分析了降压型DC/DC变换器在各种模式下的工作原理,分析比较了它们各自的优缺点。同时还对降压型DC/DC开关电源变换器的开环不稳定性、斜坡补偿及系统频率补偿进行了研究。

本文设计了一款基于BCD工艺的单片BUCK型DC/DC变换器芯片。采用峰值电流控制模式,内部时钟频率为380kHz,集成功率管,具有欠压保护、过温保护、过流保护等功能。文中对该变换器芯片的主要功能模块如:基准电压电路、过温保护电路、比较器、误差放大电路、振荡电路与斜坡补偿电路、自举电路、欠压保护电路、电流检测电路等进行了设计并给出了仿真验证结果。通过Hspice对变换器芯片应用电路的仿真,验证了设计的基于BCD工艺的单片BUCK型DC/DC开关电源芯片达到了设计的各项指标。芯片工作静态电流为23 μ A、效率可达95%,可应用于分布式电源系统、DSL调制解调器、电池充电器等。该芯片已流片成功,芯片版图面积为1.3 μ m \times 1.3 μ m。

关键词: BCD工艺 DC/DC 脉冲宽度调制 电流模式

ABSTRACT

DC/DC switch mode regulator has been widely used all over the world for the virtues of high conversion efficiency and high integration. As the progress of integrated circuit technology, the peak current mode PWM DC/DC switch mode regulator with complex structure has become the mainstream of the market because of its better performance.

This paper studies the basic principles of buck DC/DC converter and the topology. It focuses on the analysis of the buck DC/DC converters in a variety of modes of operation principle, and analyzes their respective advantages and disadvantages. Open-loop instability, slope compensation and frequency compensation of system is also investigated.

This paper designs a buck DC/DC switch mode regulator with the BCD process. The peak current mode is used. Its clock frequency is 380 kHz with internal power MOSFET switch, with the function of under-voltage protection, over-temperature protection and over-current protection. In this paper, the main function modules of the converter such as: reference circuit, over-temperature protection circuit, comparator, error amplifier, oscillator circuit with the slope compensation circuit, driver circuit, under-voltage lockout circuit, and current sense amplifier are designed. Meanwhile, simulation researches are done for each cell in cadence and prospective value is achieved.

Based on the application circuit of the converter, the tests are accomplished by the simulation software-Hspice. The results show that all of the electrical characteristics can meet the specifications. The converter is characterized by 23 μ A shutdown mode, its efficiency can reach 95%. It can be used Distributed Power Systems, DSL modems, battery chargers, and so on. The design chip has been taped out with a BCD process, the corresponding layout area is 1.3 μ m \times 1.3 μ m.

Keyword: BCD process DC/DC PWM Current-Mode

西安电子科技大学

学位论文独创性(或创新性)声明

秉承学校严谨的学风和优良的科学道德，本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切的法律责任。

本人签名：樊继斌

日期 2009.1.23

西安电子科技大学

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律署各单位为西安电子科技大学。

(保密的论文在解密后遵守此规定)

本人签名：樊继斌

日期 2009.1.23

导师签名：刘永

日期 2009.1.23

第一章 绪论

本章首先简要分析了课题的背景和电源集成电路发展的状况,阐述了 DC/DC 电源的特点及发展方向,最后介绍了论文的主要工作及体系结构。

1.1 课题的背景及开关电源研究现状

电源管理(Power Management)芯片是电源管理技术与半导体结合而形成的一类新产品。对于电路管理 IC 这个名称,有人称之为 Power Supply IC,也有人称之为 Power IC。电源技术是与现代控制理论、微电子技术、材料科学等许多领域密切相关的一门多学科互相渗透的综合性技术,它对现代通讯、电子仪器、计算机、及某些高新技术起着非常关键作用。无线多媒体通信和计算市场的迅猛发展既对电源提出了越来越高的要求,同时也为电源以及电源管理 IC 发展注入了一股强劲的动力。数字 IC 技术在工艺微缩后对电压、电流变化的容忍和保护日益重要,不同的 IC 需要不同的供应电压,这就促成对更多电源管理 IC 的需求。随着手机、PDA、数码相机和 MP3 等以电池供电的便携式设备中彩屏、Java 游戏、内置 CMOS 镜头、GPS 等各种功能的整合,电力需求和电池寿命也成设计必备要素,电源管理 IC 的地位可以说是越来越显重要,如何设计高效的电源管理已经成为一项挑战。

近年来,DC/DC 开关变换器以其转换效率高、稳压范围宽、功率密度比大、重量轻、灵活的正负极性和升/降压方式等优点,广泛应用于电子产品中,如笔记本电脑、移动电话、寻呼机、PDA 等。随着对电源管理效率要求的不断提高,便携式设备中的电源变换从以往的线性电源(如 LDO)逐渐走向开关式电源(如 DC/DC),开关式电源内部关键元器件工作在高频开关状态,本身消耗的能量很低,电源效率可达 80%以上,比普通线性稳压电源提高近一倍^[1]。我国开关式电源产业近年来发展较快,有一些本土 IC 设计企业的设计水平已经取得了长足的进步,在技术上已达到较高的水平,但是在正向设计的经验上,以及在技术高度和复杂度等方面还落后于国际领先企业,国外开关式电源设计企业在中高端产品市场仍然是主导。

图 1.1 为 2007 年中国电源管理芯片市场产品结构图^[2],可以看出 DC/DC 开关式电源在电源管理市场占据了相当大的比重。图 1.2 为中国电源管理芯片市场品牌结构图,可以看出国外开关电源芯片公司仍然是中国开关电源市场的主力军和领导者。

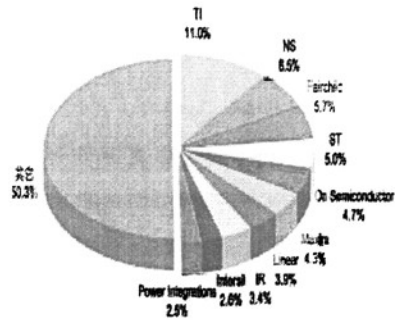
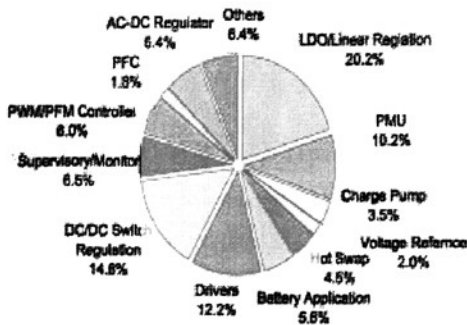


图 1.1 中国电源管理芯片市场产品结构图 图 1.2 中国电源管理芯片市场品牌结构图

1.2 开关式电源的分类及发展方向

开关式电源是利用现代电力电子技术，控制开关晶体管开通和关断的时间比率，维持稳定输出电压的一种电源。开关式电源可分为 AC/AC 电源、DC/DC 电源、AC/DC 电源和 DC/AC 电源，应用最广泛的就是 DC/DC 开关式电源。DC/DC 开关式电源分为电感式开关电源和电容式开关电源。

1. 电感式开关电源

电感式开关电源是利用电感作为主要的储能组件，为负载提供持续不断的电流，通过不同的拓扑结构可以完成降压、升压和负压的功能。

电感式开关电源具有非常高的转换效率，其工作时主要的电能损耗包括：1) 内置或外置 MOSFET 的导通损耗，主要与占空比和 MOSFET 的导通电阻有关；2) 动态损耗，包括功率 MOSFET 同时导通时的开关损耗和驱动 MOSFET 开关电容的电能损耗，主要与输入电压和开关频率有关；3) 静态损耗，主要与 IC 内部的漏电流有关。

在负载电流较大时，上面的损耗都相对较小，故电感式开关电源可以达到 95% 的效率。但是在负载变小时，这些损耗就会相对变大而影响转换效率。

电感式开关电源的缺点是电源方案的整体面积较大(主要是电感和电容)，输出电压的纹波较大，在 PCB 布板时必须格外小心以避免 EMI (Electro Magnetic Interference)。提高开关频率可以有效的减小电感和电容的体积及输出电压纹波。

2. 电容式开关电源——电荷泵

电荷泵是利用电容作为储能组件，内部的开关管数组控制电容的充放电。为减少由于开关造成的 EMI 和纹波，很多设计采用双电荷泵的结构。电荷泵可以完成升压、降压和负压的功能。

由于电荷泵内部电路结构的原因,当输出电压与输入电压成一定倍数关系如 2 倍或 1.5 倍时,最高的效率可达 90%以上。但效率会随着两者之间的比例关系而变化,也会低至 70%以下,应尽量利用电荷泵的最佳转换工作条件。由于储能电容的限制,其输出电压一般不超过输入电压的 3 倍,而输出电流不超过 300mA。

电荷泵特性介于 LDO (low dropout regulator)和电感式开关电源之间,具有较高的效率和相对简单的外围电路设计,EMI 和纹波居中,但有输出电压和输出电流的限制。

开关式电源被誉为高效节能电源,它代表着稳压电源的发展方向,现在已成为 DC/DC 稳压电源的主流产品。世界领先的著名半导体大公司纷纷加大对性能的电管理集成电路设计的投入并推出新型产品。近年来,开关式电源朝着提高集成度、提高效率、提高控制精度和小型轻量化飞速发展^{[1][3]}。

1. 提高集成度。早期的开关变换器电源系统以分立元件构成为主。上世纪90年代中、后期,出现了由控制芯片、功率开关管和电感电容元件组成的Power IC。由于方便地实现了功率调节、远程控制等功能,以及体积、重量的大幅度降低,功率集成电路顺应了现代便携式电子设备对电的需求,并因此得到了广泛应用和快速发展。集成开关电源在通信行业、工业自动化、汽车制造业、航空航天技术等领域中成为电源设计的主流,代表着稳压电源的发展方向,被誉为高效节能电源。发展到今天,功率集成电路控制芯片把控制电路和功率开关集成到一起,外部仅需少量的电感、电容元件就可方便地构成开关电源。可以预期,随着电感元件在芯片上集成技术的日渐成熟,开关电源系统的集成度会更高。

2. 提高电源转换效率。提高电源的转换效率意味着降低电源的损耗。开关变换器的开关损耗主要包括:1)开关器件导通时,电流流经开关的导通电阻,产生导通损耗;2)开关器件在导通、截止之间转换时,开关管的栅源电容充放电引起的开关损耗。针对减少这两项损耗,分别发展了同步整流技术和软开关技术。

同步整流技术采用MOSFET代替整流二极管,由于MOSFET的导通电阻很低,只有几十 $m\Omega$,整流元件的导通损耗大大降低,提高了转换效率。同步整流技术尤其适宜应用在低电压、大电流的场合。

PWM (Pulse-Width Modulation)开关拓扑架构:在功率开关导通、关断的瞬间,利用辅助开关造成主开关管零电压或零电流开通或关断,而在非开关时间电路仍以PWM方式工作,因此主电路电压、电流幅值仍与传统PWM变换器相同。这种技术的另一个优点是它的零电压、零电流开关条件不受输入电压和负载变化的影响。特点是电压、电流变换过程中没有波形交叠,使开关损耗近似为零,从而提高系统的电源转换效率。软开关技术适用于开关频率较高的应用场合。

另外,还有低功耗待机、远程关断、轻载时自动降低开关频率等提高转换效率的措施。

3. 提高控制精度。开关变换器的控制方式由最初的电压单环反馈控制发展为电压与电流双环反馈控制, 其中基于平均电流控制的PWM控制技术能实现对电感电流平均值的精确控制, 已成功应用在功率因数校正电路中。此外, 还出现了电荷控制技术等。

4. 小型轻量化。开关电源的体积越来越小。随着集成度的提高, 开关电源所需要的外围元件越来越少; 随着开关频率的提高, 系统所需要的电感、电容元件值降低, 电感、电容元件占用的体积减小。此外还出现了由同一个输入电源实现多路电源输出的拓扑结构。多路输出电源可以通过并联或串连方式实现。采用单输入多输出DC/DC变换器可有效减少整机体积, 是实现整机综合性能优化的措施。

总体来讲, 目前开关变换器发展的技术趋势为: 高频化技术、软开关技术、PFC (Power Factor Correction) 技术、模块化技术以及低输出电压技术等。

1.3 论文主要工作及体系结构

本论文结合公司项目和当今电源管理的发展趋势, 设计了一款高效率、集成功率管的降压型开关电源转换芯片, 可输出 2A 的电流, 同时静态电流仅为 23 μ A, 最大程度地延长了便携式应用中电池的使用寿命, 具有很好的线性与负载调整率。该芯片还包括过流保护、过温保护、欠压锁定、待机、软启动等辅助功能。

本论文的主要工作是完成 DC/DC 芯片的设计与仿真, 主要工作有:

- ① 对开关电源的工作原理及系统性能进行研究;
- ② 以目前较先进的 DC/DC 电源芯片为基础, 进行 DC/DC 电源芯片模块电路的设计;
- ③ 对设计的模块电路及系统使用 Cadence 软件进行功能仿真, 验证 DC/DC 电源芯片的设计指标。

本论文的结构安排按照项目工作内容及进度, 主要内容有:

第一章是绪论, 介绍了课题背景及开关电源的研究现状; 第二章对 BUCK 型 DC/DC 开关电源芯片的工作原理、拓扑结构、工作模式以及系统稳定性进行了分析; 第三章对 BUCK 型 DC/DC 开关电源芯片的各模块电路进行了设计, 并使用 Cadence 软件对重要模块电路进行了功能仿真与验证; 第四章对芯片进行了系统的各项指标仿真; 第五章进行了全文总结, 提出了自己对开关电源发展的一些想法。

第二章 BUCK 型 DC/DC 开关电源芯片的工作原理

本章首先对降压型开关电源的拓扑结构、工作原理、控制模式进行了介绍。重点分析比较了 PWM 模式下的电压模式和电流模式，对系统的稳定性进行了研究，得出使用斜坡补偿与系统频率补偿来解决系统的稳定性问题。

2.1 BUCK 型 DC/DC 开关电源的基本原理

2.1.1 拓扑结构

BUCK型DC/DC开关电源的基本拓扑结构如图2.1所示^[2]，由功率开关管Q、储能电感L、续流二极管D、滤波电容C及负载电阻R组成。功率开关管Q的栅极驱动信号是周期为T的方波信号(方波信号由控制回路提供)。

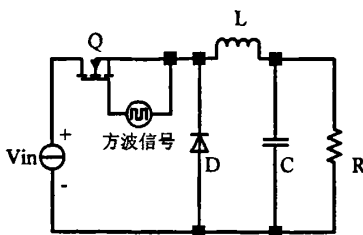


图2.1 BUCK型DC/DC变换器基本拓扑结构

当方波信号为正半周期时，功率开关管Q导通，续流二极管D反偏截止，此时电感L充电，电流 i_L 增加，负载电阻R上流过电流 i_o ，当 $i_L > i_o$ 时，电容C处于充电状态；若忽略开关管上的压降，由 $i_L = \frac{1}{L} \int V(t) dt$ 可得：

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{IN} - V_{OUT} \quad (2-1)$$

其中 V_{IN} ， V_{OUT} 认为是稳定常量，假定 $t = 0$ 时电感中的初始电流为 i_0 ，由式(2-1)可得：

$$L(i_L - i_0) = (V_{IN} - V_{OUT})t \quad (2-2)$$

当方波信号为负半周期时，功率开关管Q截止，由于通过储能电感L的电流不能突变，所以在电感L两端感应出左负右正的自感电势，使续流二极管D导通，电感电流 i_L 将通过二极管D续流，此时， i_L 将减小，当 $i_L < i_o$ 时，电容C处于放电状态，

维持 i_0 、 V_{OUT} 不变。若忽略二极管的导通压降，则有如下关系：

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{OUT}}{L} \quad (2-3)$$

电感L中的电流 i_L ，在开关管开启时上升，而在开关管关闭时下降。若在这样一个周期T中， i_L 下降到零，并在之后一直保持为零，则开关电源工作在DCM (Discontinuous Current Mode)，否则工作在CCM (Continuous Current Mode) 下。由于输出电压低于输入电压，因此称为降压型变换器^[4]。

2.1.2 工作模式

BUCK型DC/DC开关电源的工作模式有CCM及DCM。如图2.2所示，在CCM模式中，电感电流始终不为零，而在DCM模式中，电感电流在开关周期中有一段时间保持为零。当负载电流变化时，芯片有可能经历在CCM和DCM之间的转换，输出级的频率响应也会随之改变。若采用CCM，电感电流是连续的，而且不会接近零；若采用DCM，电感电流是断续的，而且在开关进行时的某一时段内会变为零。随着负载电流的下降，转换器会在下降轨道上的某一点由CCM转为DCM^[5]。具体关系如图2.2所示。

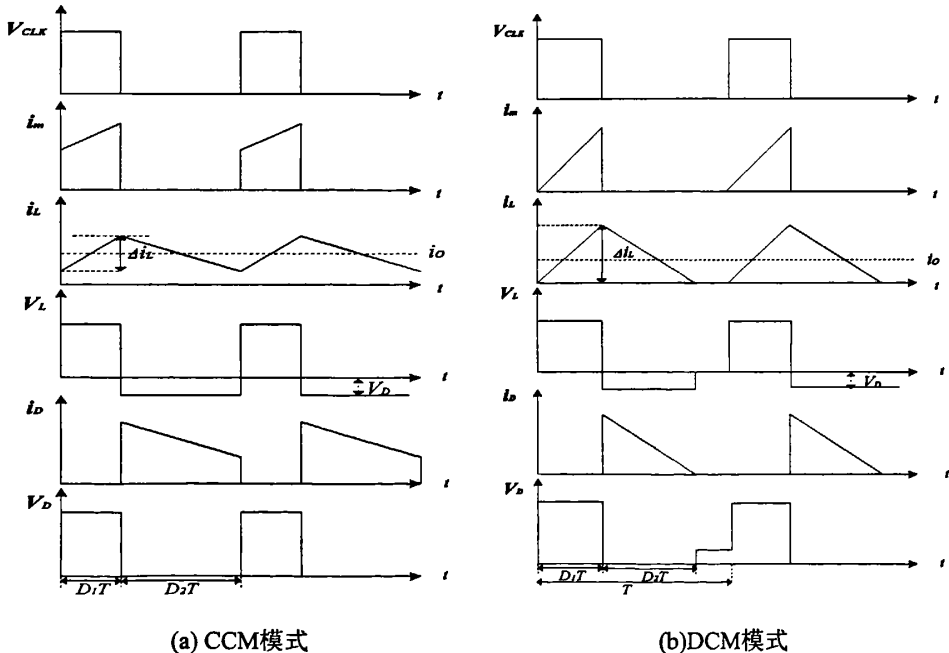


图2.2 CCM模式和DCM模式

设开关周期为T，开关管开启时间为 D_1T ，二极管导通时间为 D_2T ， D_1 为开关管导通占空比， D_2 为二极管导通占空比。对于CCM模式， $D_1 + D_2 = 1$ ；对于DCM

模式, $D_1 + D_2 < 1$, 开关管和二极管都截止的时间为 $(1 - D_1 - D_2)T$ 。

开关管导通时, 电感电流线性上升, 其上升量 i_{L1} 为:

$$i_{L1} = \int_0^{D_1 T} \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} dt = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})D_1 T}{L} \quad (2-4)$$

开关管关闭时, 电感电流线性下降, 其下降量 i_{L2} 为:

$$i_{L2} = \int_{D_1 T}^{(D_1 + D_2)T} \frac{V_{OUT}}{L} dt = \frac{V_{OUT} D_2 T}{L} \quad (2-5)$$

在稳态状态下, i_L 在每个周期的末尾和开始必须相等, 因此

$$\frac{(V_{IN} - V_{OUT})D_1 T}{L} = \frac{V_{OUT} D_2 T}{L} \quad (2-6)$$

整理可得

$$V_{OUT} = \frac{D_1}{D_1 + D_2} V_{IN} \quad (2-7)$$

CCM 模式 开关电源工作在 CCM 模式下时, $D_1 + D_2 = 1$, 因此

$$V_{OUT} = D_1 V_{IN} \quad (2-8)$$

其电压增益 M 为

$$M = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D_1 \quad (2-9)$$

可见, 输出电压 V_{OUT} 随占空比 D_1 变化, 当 BUCK 型变换器工作于 CCM 模式时, 电压增益仅由占空比 D_1 决定, 变换器具有很好的控制特性。

DCM 模式 当电感 L 较小, 负载电阻 R 较大, 或 T 较大时, 会出现电感电流已下降到零, 而新的周期却尚未开始的情况, 当新的周期到来时, 电感电流将从零开始上升, 此时变换器作于 DCM 模式。开关电源工作在 DCM 时, 初始电流 $i_0 = 0$, 在开关管 Q 开启后电感电流 i_L 可上升到的最大值 I_{max} , 可由式(2-2)得到:

$$I_{max} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} D_1 T \quad (2-10)$$

DCM 下的输出电流 I_o 就是电感电流 i_L 三角波形下的面积, 表示如下:

$$I_o = \frac{1}{2} (D_1 + D_2) I_{max} = \frac{V_{OUT}}{R} \quad (2-11)$$

根据式(2-10)和(2-11), 整理可得:

$$V_{OUT} = \frac{D_1 V_{IN}}{D_1 + \frac{2L}{RT(D_1 + D_2)}} \quad (2-12)$$

其电压增益M为:

$$M = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D_1}{D_1 + \frac{2L}{RT(D_1 + D_2)}} \quad (2-13)$$

当变换器工作于DCM模式时, $D_1 + D_2 < 1$, 由式(2-7)可知, 其电压增益大于CCM模式的电压增益, 但由于此时控制特性不明显, 而且会带来较高的峰值电压和峰值电流等不安全因素, 因此, 在变换器的设计中, 最好应避免变换器工作于DCM模式^[6]。

CCM模式与DCM模式的临界条件 当变换器处于CCM模式和DCM临界条件时, 仍然满足 $D_1 + D_2 = 1$, 若在给定电感L、 V_{OUT} 、 V_{IN} 的情况下, 由

$i_{L1} = i_{L2} = \frac{V_{OUT}D_2T}{L}$ 可计算发生DCM的临界输出电流 I_o 为:

$$I_o = \frac{V_{OUT}}{R} = \frac{1}{2}i_{L1} = \frac{V_{OUT}D_2T}{2L} = \frac{V_{OUT}(1-D_1)T}{2L} \quad (2-14)$$

由式(2-14)可得,

$$\frac{L}{R} = \frac{D_2T}{2} = \frac{(1-D_1)T}{2} \quad (2-15)$$

当 $\frac{L}{R} > \frac{(1-D_1)T}{2}$ 时, 系统工作于CCM模式, 当 $\frac{L}{R} < \frac{(1-D_1)T}{2}$ 时, 系统工作于

DCM模式。电感L越小, V_{IN} 越大, 越容易进入DCM状态^[7]。

2.1.3 控制模式

为将开关电源输出稳定在一定值, 需要有控制模块对输出进行调整, 也就是控制开关管的开启和关断。开关电源控制模式按调制方式可分为: PFM(Pulse Frequency Modulation)、PWM和PFM/PWM混合调制模式^[8]。各种调制方式都有其优缺点, 可根据实际需要选择。

1. PFM

脉频调制通常为固定导通时间, 调整脉冲频率来调制占空比。PFM的常用工作方式有: 经典PFM, 也就是跨脉冲调制, 通过固定时钟为50%的占空比, 由电压反馈实现开关频率的控制。当输出电压低于一定值时, 固定时钟将控制开关开启与关闭, 直到输出上升到调整值; 当输出高于调整值时, 开关管将关闭直到输出下降到调整值以下。这种模式的电感选择比较复杂, 而且电压纹波很大, 噪声频

谱随负载变化大。电流限制PFM，不同于PFM调制，运用峰值电感电流限制和一个最小关闭或最大开启时间。一旦输出电压低于调整值，开关管将开启直到电感电流大到设计值，此时开关管将关闭一定时间，电感电流开始下降，当该段时间结束时，反馈电路通过对输出采样，比较输出电压此时是否低于调整值，若低于则开启开关管，否则继续关闭开关管。由于电流限制PFM的电感电流峰值固定，电感容易选择，纹波相对与经典PFM小，但噪声频谱仍然随负载变化。

2. PWM

脉宽调制指固定时钟频率，通过调节开关管控制信号的占空比实现对输出电压的调整。PWM技术在较宽的负载范围内都具有较高的效率，因为频率恒定，噪声频谱相对窄，利用简单的低通滤波技术就可以得到纹波电压很低的输出电压^[8]。因此，PWM技术普遍应用于POWER IC及通信技术中。PWM调制方式根据反馈采样的不同可分为电压模式和电流模式。

电压模式 电压模式是最早应用于开关电源的一种控制模式，只有一个电压反馈环，其原理图如图2.3所示^[9]。

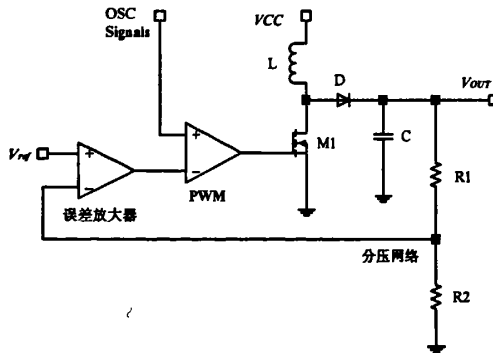


图2.3 电压控制模式原理图

在电压模式控制中，输出电压都是被单独检测和直接控制的。对负载电流变换的调整过程是：电流变化引起输出电压的微小变化，而误差放大器会探测到这个变化并调节开关管的导通时间以保持输出电压恒定。电压模式并不直接探测输出电流。

传统的电压型PWM 控制原理如下：输出电压 V_{OUT} 经过分压后送入误差放大器的反相输入端，误差放大器的同相输入端为精密温度补偿基准(V_{ref})电压。两者通过误差放大器的输出 V_{EA} 与控制器内部振荡器产生的锯齿波电压通过PWM比较器进行比较，产生控制开关晶体管的方波信号。功率开关管 M_1 、采样网络、误

差放大器、PWM比较器构成一个电压负反馈。直流输出电压由于输入电压或负载情况变化产生波动时,误差放大器输出电压 V_{EA} 将调整,与锯齿波的交点发生变化,使输出电压从 $V_{OUT} = V_{IN}T_{ON} / T$ 保持不变。 M_1 导通时间的改变使采样电压总是等于基准电压 V_{ref} ,即

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)V_{FB} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)V_{ref} \quad (2-16)$$

电压模式控制只响应输出(负载)电压的变化,这就意味着变换器为了响应负载电流或输入电压的变化,它必须“等待”负载电压的相应变换。这种等待/延迟会影响转换器的稳压特性。

电压模式控制具有以下优点:(1)单环控制,设计简单;(2)较大的斜坡幅度将提供良好噪声裕度;(3)低输出阻抗有利于多输出。同时具有以下缺点:(1)响应慢;(2)补偿复杂。

电流模式 针对电压模式控制的缺点,电流模式控制得到了发展,电流模式控制可分为PCM (Peak Control Mode)和以其为基础发展起来的ACM(Average Current Mode),通常情况下所指电流模式为峰值电流模式控制。图2.4为峰值电流模式控制原理图^[10],这里PWM比较器的输入端由电压模式控制中的斜升电压,换成对开关管电流采样值所转换成的电压,因而电流模式控制是双环控制,一个是检测输出电压的电压外环,一个是检测开关管电流且具有逐周期限流功能的电流内环,电流内环控制电压外环。

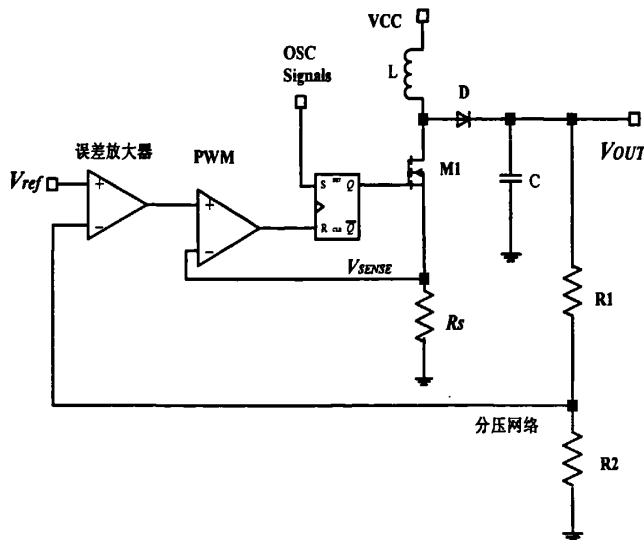


图2.4 电流模式控制原理图

其基本思想是以外环电压调节器的输出作为内环电流给定,电流内环检测电

感电流与之比较，再由PWM比较器的输出控制功率开关MOS管，使电感(或开关)电流的峰值电流直接跟随电压调节器的输出变化。这样构成的电流和电压双环转换器瞬态性能好、稳定精度高，还具有内在对功率开关电路的限流作用。

图2.4所示电流模式控制具有如下优点：(1)由于输入前馈，有较好的开环线形调整；(2)单极点系统，具有良好的小信号稳定性能，较好补偿；(3)优异的动态特性。缺点如下：(1)当占空比高于0.5时出现次谐波不稳定状况，需要有斜坡补偿；(2)噪声抑制差；(3)负载调整差；(4)峰值电流与平均电流有很大的误差。针对于峰值电流模式的缺点，平均电流模式可以很好的予以抑制。

若采用电压模式控制，芯片输出级在CCM与DCM之间的边界有2个和1个极点的变化。对于第一级及次级的系统来说，需要优化的补偿电路极为不同^[11]。电流模式结构的主要优点是无论采用DCM还是CCM，输出级的传输函数都非常相似(在低频至中频范围内属一级)。因此，转换器采用DCM及CCM驱动较大负载时，其动态性能不会有大幅度的波动。在电压模式中，DCM和CCM需要不同的补偿网络；而电流模式中，DCM和CCM可以运用大致相同的补偿网络。所以，在负载变化较大时，补偿网络无需作太大的改动，因此被本文设计的DC/DC 开关电源芯片采用。

3. PFM/PWM混合调制模式

PFM/PWM混合调制模式，就是当电源芯片外部负载情况改变时，芯片内部工作方式发生改变。PWM模式下，由于变换器开关损耗不随负载变化，效率随负载变低而下降，在轻负载时效率很低；PFM模式下，变换器开关损耗和传导损耗随负载电流的降低而降低，在轻负载时，总损耗很小，有较高的转换效率，而在重负载时效率比PWM模式低。

当轻负载条件下，间歇的控制开关管的工作，以减小开关管的功率损耗。它采用高低不同的电压门限将输出电压限制在预先设好的电压波动范围内。当输出电压低于低门限时，唤醒控制电路，控制开关管工作，对输出电容充电。当输出电压高于高门限时，使控制电路处于睡眠状态，同时将功率开关管Q关闭，由输出电容提供输出能量，直到输出电压再次低于低门限。这样在轻负载条件时，功率开关管有较长的关闭时间，从而减小了功率开关管的能量损耗，同时，系统内部部分电路可以关闭，提高了转换效率。

混合调制模式立足于负载电流的检测，当负载电流较大时，芯片工作在PWM模式；当负载电流较小时，芯片工作在PFM模式。因此，混合控制模式在全负载范围都有较高的转换效率，但是面临着PFM的输出噪声频谱比较宽、纹波较大、EMI较差。此种方案是基于高转换效率前提，应避免在噪声敏感场合使用。

2.2 BUCK 型 DC/DC 电源芯片的工作原理

2.2.1 芯片的基本结构

PWM电流模式控制开关电源，由于其对电压模式的优点，得到了广泛应用。

图2.5为带斜坡补偿的降压型峰值电流模式DC/DC开关电源的功能框图。

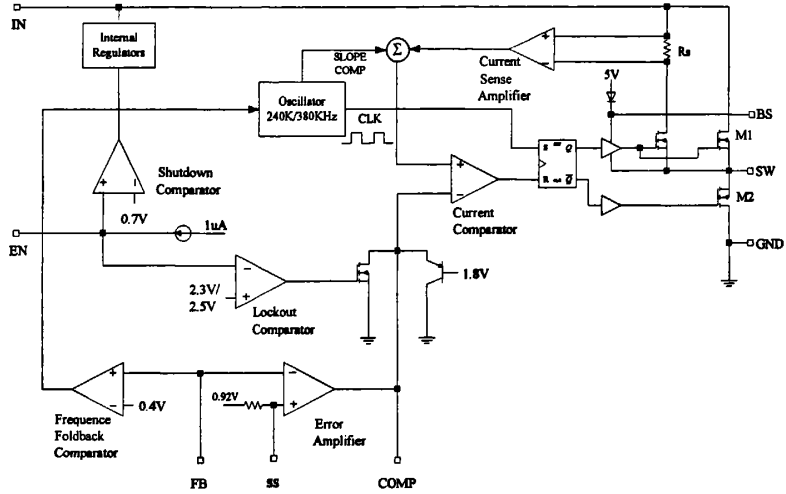


图2.5 单片BUCK型DC/DC开关电源芯片框图

其主要功能模块有：

① Internal Regulators(带隙基准模块)：为芯片内部提供电源以及偏置电压，包括模拟电路电源、数字电路电源、1.22V 基准电压源、过温保护电路以及偏置电压产生电路；

② Lockout Comparator(欠压保护模块)：在使能端 EN 输入低于一定值时，关断芯片主要模块及功率管 M_1 及 M_2 使之处于不工作状态；

③ Oscillator(振荡电路)：为芯片产生时钟信号和斜坡补偿信号，在芯片正常工作情况下，其输出时钟信号频率为 380kHz，在故障情况下，输出时钟信号频率为 240kHz；

④ Current Sense Amplifier(电流敏感放大电路)：通过采样电阻 R_s 来检测功率管 M_1 上的电流，进而控制 Current comparator 的输出信号翻转；

⑤ Frequency Foldback Comparator(故障频率比较器)：用来控制振荡电路的时钟频率(380kHz/240kHz)；

⑥ Error Amplifier(误差放大器): 通过对输出端电压的采样来为过流比较器提供一个参考电平。当输出电压降低时, 误差放大器输出电平变高, 最大限流电流将增加, 输出占空比加大, 输出电压提高。当输出电压升高时, 误差放大器输出电平变低, 最大限流电流将减小, 输出占空比减小, 输出电压降低;

⑦ Current Comparator(PWM比较器模块): 将采样电流与斜坡补偿电流以求和的形式叠加后和误差放大电路的输出进行比较, 输出高/低电平, 控制R-S触发器的工作状态, 得到与振荡器同频的占空比可调的方波控制信号;

⑧ Driver(高压驱动模块): 为功率开关管 M_1 产生高压驱动信号, 保证功率管工作在完全导通状态;

⑨ Logic(逻辑模块): 整个芯片的核心控制模块, 控制芯片其他各个功能模块的工作与否, 并通过控制 M_1 和 M_2 的通断来实现稳压输出。

2.2.2 芯片的工作原理

如图 2.5 所示, 本系统有两个反馈回路, 一个是电压反馈回路, 另一个是电流反馈回路。系统开始工作时, 主开关管的导通频率就是振荡器的频率, 占空比最大比值为 95%。该电源芯片为电流模式的转换器, 也就是说, COMP 脚电压与峰值电感电流成正比。在初始的时钟周期, 功率管 M_1 关闭, M_2 导通, COMP 脚电压高于电流感应放大器的输出电压; 电流比较器输出为低。直到 380kHz 时钟信号的上升沿到来, R-S 触发器触发, 其输出关断 M_2 管, 开启 M_1 管, SW 脚和电感与输入电源形成通路, 电感上电流不断增加并通过电流感应放大器放大, 在经过斜坡补偿后与误差放大器输出电压通过电流比较器比较。当电流感应放大器与斜坡补偿电路的叠加信号大于 COMP 脚电压时, R-S 触发器复位, M_1 被关断, M_2 导通; 如果电流感应放大器与斜坡补偿电路叠加信号小于 COMP 脚电压, 时钟信号的下降沿使 R-S 触发器复位。

误差放大器用来放大反馈电压与 0.92V 基准电压之间的差值, 当 FB 脚电压低于 0.92V 时 COMP 脚电压变高。因为 COMP 脚电压与电感电流成正比, 电感电流的增加会导致输出电压增大。 M_2 管可以确保在轻载状态下自举电容被充电, 外置的肖特基二极管 D_1 在 M_1 关断的情况下承担电感上电流。

本芯片还设计了过温保护, 当芯片温度超过 160°C 时, 整个芯片的大部分电路都是关闭的, 同时 M_1 和 M_2 管是关断的。

芯片的输出电压可由电压反馈电路电阻 R_1 、 R_2 按以下公式设定:

$$V_{OUT} = 0.92 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2-17)$$

2.2.3 系统稳定性分析

1. 开环不稳定性分析^[12]

当负载或输入电压变化时都会造成电流的变化，当产生扰动时，系统能否稳定工作取决于其对抗扰动的响应是否收敛。电流型控制系统的收敛分两种情况，即占空比 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 。在这两种情况下，系统受到扰动时的稳定性表现是不一样的，如图2.6 (a)、2.6 (b)所示。若 I_0 为没有扰动的电感电流采样初始值， Δi_0 为上升处的电流扰动量， Δi_1 为下降处的扰动量。 Δd 为占空比扰动量， m_1 为电感电流上升斜率， m_2 为电感电流下降斜率，则有如下关系：

$$\Delta i_0 = m_1 \Delta d T \quad (2-18)$$

$$\Delta i_1 = -m_2 \Delta d T \quad (2-19)$$

在降压型开关电源中

$$m_1 = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \quad (2-20)$$

$$m_2 = -\frac{V_{OUT}}{L} \quad (2-21)$$

整理可得
$$\Delta i_1 = -\frac{m_2}{m_1} \Delta i_0 = -\frac{D}{1-D} \Delta i_0 \quad (2-22)$$

经过 n 个周期后
$$\Delta i_n = \left(\frac{D}{1-D}\right)^n \Delta i_0 \quad (2-23)$$

因此，当 $m_2/m_1 < 1$ ，即 $D < 50\%$ 时，电流误差 Δi_n 将逐渐衰减到0，系统稳定；

而当 $m_2/m_1 > 1$ ，即 $D > 50\%$ 时，电流误差 Δi_n 将逐渐增大，将导致系统失控。电源的抗干扰性能差，不能稳定工作。

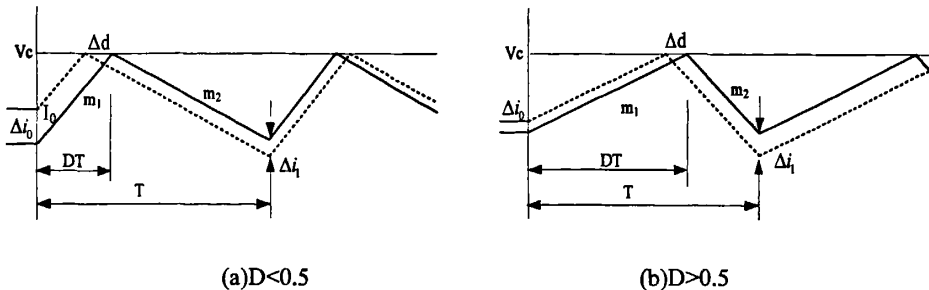


图2.6 开环不稳定性分析

2. 斜坡补偿^{[13][14][15]}

为了解决 $D > 0.5$ 时系统不稳定的问题，我们可以对电感电流 Δi_0 上升的斜率进行斜坡补偿，也就是加大等效的 m_1 ，实际上也就是人为地减小占空比 D ，使其等效成 $D < 0.5$ 时的稳定的情况。增加 Δi_0 也就是增加 V_s (电流反馈的电压值)，实际上和减小 V_c (误差放大器的输出电压值)是等效的。但是在实际应用过程中，增加 V_s 和减小 V_c 都是可以的，有时增加 V_s 反而比减小 V_c 更方便。

(1) 在控制电压 V_c 处加入斜坡补偿电压

在控制电压 V_c 处叠加斜坡补偿电压形成新控制电压输入到PWM比较器的一端，与PWM比较器另一端的电流反馈 V_s 进行比较。图2.7是该种补偿方法的原理波形， m 是斜坡补偿电压的斜率。

用解析几何的方法可以求出经过一个周期， Δi_0 引起的电流误差为 Δi_1 为：

$$\Delta i_1 = \Delta i_0 \frac{-m + m_2}{m + m_1} \quad (2-24)$$

如果能保证 $(-m + m_2)/(m + m_1) < 1$ ，在经过 n 个周期后， Δi_0 引起的电流误差 Δi_n 将逐渐衰减到0。又有根据 $Dm_1 = (1 - D)m_2$ ，消去 m_1 ，可得到加入斜坡补偿后保证系统稳定的条件是：

$$\frac{m}{m_2} > (1 - \frac{1}{2D}) \quad (2-25)$$

式(2-25)说明了峰值电流控制斜坡补偿和电源系统稳定性之间的关系：1)系统未加入斜坡补偿，即 $m=0$ 时，稳定条件是占空比必须小于50%；2)加入斜坡补偿后，当补偿斜坡斜率大于电感电流下降斜率的一半时，即 $m > 0.5m_2$ ，在 $0 < D < 1$ 的范围内，式(2-25)恒成立，系统始终是稳定的。实际设计中斜坡斜率常取为 m_2 的0.7~0.8倍，以保证系统的稳定。

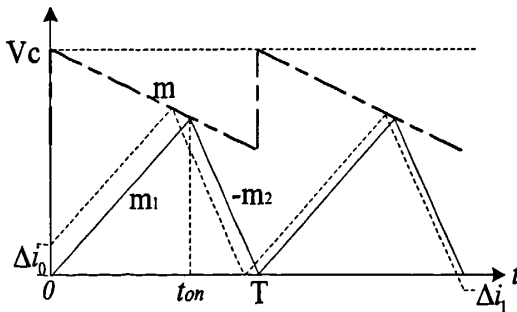


图2.7 斜坡补偿示意图

(2) 电流反馈 V_s 处加入斜坡补偿电压

图2.8是该补偿方法的原理框图^[13]。通过斜坡补偿电路，在电流反馈电压上叠加由振荡器产生的斜坡补偿电压，产生反馈电压 V_s 输入到PWM比较器的一端，与PWM比较器另一端的控制电压 V_c 进行比较，来控制芯片的占空比。该补偿方法与在控制电压 V_c 处加入斜坡补偿电压效果等效，但是实现电路简单，因此被本文所采用。

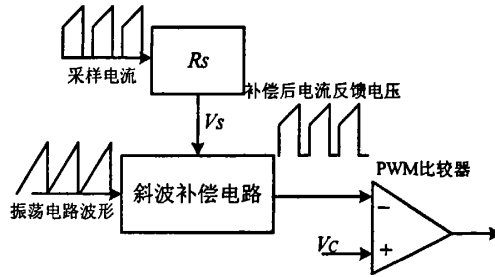


图2.8 斜坡补偿示意图

对于斜坡补偿，斜率越大，振荡衰减越快，但补偿斜率过大，会造成过补偿。过补偿会加剧斜坡补偿对系统开关电流限制指标的影响，降低系统的带载能力；另一方面，过补偿会影响系统瞬态响应特性。选择斜坡补偿需根据需要折中考虑。

3. 电流模式下的系统稳定性分析^{[16][17]}

电感 L 被视为恒流源，因此LC滤波器结合负载电阻 R_L 在频域产生一个极点 $f_1 = (2\pi R_L C_0)^{-1}$ 避免了谐振频率产生，增大了负载范围。同时为保证系统稳定，根据采样定理，交越频率 f_{co} 必须小于开关频率 f_s 的1/2，否则在输出中将会有很大的开关纹波。因此，通常将 f_{co} 设计为开关频率 f_s 的1/4~1/5。

系统总开环增益包括四部分：误差放大器增益 A_{EA} 、脉宽调制器(含PWM比较器)增益 A_M 、LC输出滤波器增益 A_F 、采样网络增益 A_{sample} 。

PWM增益是一种电压增益。分析可得该增益 A_M 与频率无关。

LC滤波器在谐振频率 $f_0 = (2\pi\sqrt{L_0 C_0})^{-1}$ 前，增益 A_F 一直为1。

采样网络增益可以表示为 $A_s = R_2 / (R_1 + R_2)$ 。

系统总开环增益是误差放大器 A_{EA} 与其它增益之和。如果误差放大器增益始终保持恒定，电网纹波(频率通常为120Hz)处，系统开环增益很大。为使该频率处的纹波衰减到足够小，在此频率处的开环增益应当尽可能的大，因此在误差放大器输出端引入补偿网络。补偿网络结构如图2.9所示^[18]。

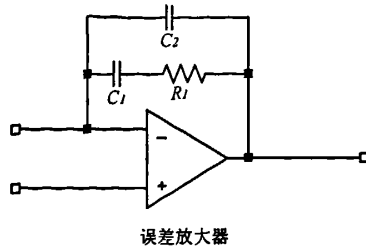


图2.9 补偿网络

当输出滤波电容含有ESR(Equivalent Serial Resistance)时, 输出LC滤波器产生一个左零点, 增大了高频噪声的干扰, 为了使交越频率 f_{co} 右边的高频噪声干扰减小到最小, 应使高频范围内增益降低, 需要在误差放大器输出端引入一个高频左极点以减小系统高频增益。补偿网络产生一个主极点 $f_{pole1} = (2\pi R_{OEA} C_1)^{-1}$, 这一极点频率很低, 次极点与零点分别为

$$f_{pole2} = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \quad (2-26)$$

$$f_{zero1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2-27)$$

f_{pole1} 和 f_{pole2} 的放置, 直接影响系统性能。增加两者距离, 会获得较大的相位裕量; 减小两者之间的距离, 会更好的衰减低频纹波, 并抑制高频噪声尖峰。因此, 必须在两者之间寻求最佳性能。考虑LC滤波器中输出电容带有ESR, 则统计系统主要的极零点有以下几个:

$$\text{误差放大器: } f_{pole1} = \frac{1}{2\pi R_{OEA} C_1} \quad f_{pole2} = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \quad f_{zero1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$\text{LC输出滤波器: } f_1 = \frac{1}{2\pi R_L C_0} \text{ (极点)} \quad f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_{load}} \text{ (零点)}$$

以上极零点位置可以以系统交越频率 f_{co} 作为参考坐标。一般取交越频率 f_{co} 为开关频率 f_s 的1/5~1/10。因为误差放大器极大的输出电阻 R_{OEA} , f_{pole1} 一般是整个系统的主极点, 一般在大于电网纹波频率处, 约为几十Hz; 输出滤波器极点 $f_1 = (2\pi R_L C_0)^{-1}$ 取决于负载的范围, 一般在小于1/10 f_{co} 处。为了补偿输出滤波器极点引入的 f_{zero1} 大小主要取决于系统的相位裕量。一般取在系统交越频率的1/4处^[15]。当输出电容 C_{load} 的ESR大于一定值时, 即使 $(2\pi C_o R_{ESR})^{-1} < \frac{f_s}{2}$ 时, 需要引入 f_{pole2} 来

减小高频噪声干扰。令 $f_{pole2} = f_{ESR}$ 得到 $C_2 = \frac{C_o R_{ESR}}{R_1}$ 。零极点具体位置根据要求在

仿真中调节。

2.3 本章小结

本章对 BUCK 型 DC/DC 开关电源的一些基础理论背景进行了分析与讨论。基于 BUCK 型 DC/DC 开关电源的拓扑结构,分析了开关电源的基本工作原理以及稳态直流分析方法。研究了开关电源的两种工作模式: CCM 模式与 DCM 模式,给出了 CCM 与 DCM 模式的临界条件。同时对开关电源的控制模式进行了讨论,重点阐述了 PWM 调制方式下电压模式和电流模式各自的工作原理以及优缺点。介绍了 BUCK 型 DC/DC 开关电源芯片的内部模块结构,描述了各模块的功能。对电流模式下系统的稳定性进行了研究,重点分析了当芯片占空比大于 50%工作时引起的开环不稳定性,提出了通过添加补偿模块来保证系统的稳定。

第三章 芯片内部模块电路的设计与仿真

本章根据芯片功能及设计指标要求，基于BCD(Bipolar CMOS DMOS)工艺，紧密结合集成电路的设计特点，对系统的每个模块电路进行了详细的分析、设计及计算，并用Cadence Hspice仿真工具^{[19][20]}对各个模块电路进行了仿真实验，并给出了验证结果。

3.1 芯片主要模块的设计与仿真

本章论述芯片中主要模块的设计和仿真，其中包括基准电压源、误差放大器、振荡电路、PWM比较器、辅助保护电路、电流敏感放大电路、自举电路等。图3.1是某单片电流型PWM开关电源芯片框图，其中包含了各功能模块。

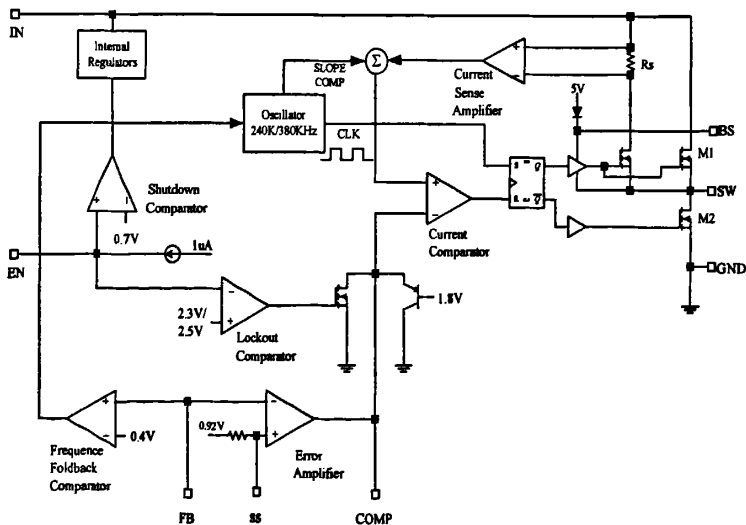


图3.1 单片BUCK型DC/DC开关电源芯片框图

本次设计难点在于电源管理电路属于Mixed Signal IC。由于电源管理对效率要求较高，同时模拟电路比数字电路的静态电流大的多，所以需要采用数字电路关断某些时刻不需要工作的模拟电路部分。

另一难点在于内部电流信号的采样和斜坡补偿，电流采样和斜坡补偿要求准确，以确保能达到峰值电流恒定的目的。本次设计采用的是BCD工艺，仿真采用的软件为Cadence下的Hspice，仿真环境温度为25℃。

3.2 基准电压源设计与仿真

3.2.1 基准电压概述

电压基准的作用是为模拟电路提供一个不随温度变化(或随温度变化很小)的已知幅度的固定直流电压^[21]。在集成系统中,实现电压基准的方法主要有:

- 1) 利用一个当反偏时在一个已知电压处击穿的稳压二极管;
- 2) 利用一个增强型晶体管和一个耗尽型晶体管之间的阈值 (V_{TH})之差异;
- 3) 用来自一个 PTAT(与绝对温度成正比)电路的正温度相关性抵消一个 PN 结的负温度相关性。

第一种方法现在已经不常用,因为稳压二极管的击穿电压一般大于在现代电路中所需要的电平。第二种方法需要获得特殊的工艺支持。一般目前采用最多的是第三种方法,这一方法由于其实现方法也被称为“带隙”电压基准。

带隙电压基准的基本原理是利用两个不同发射极面积(即不同电流密度 $A_E I_s$)的双极型晶体管的 V_{BE} 之差与一个双极型晶体管的 V_{BE} 在某一个温度进行温度补偿,得到一个在一定温度范围内变化较小的电压基准^[22]。由于两个电压的温度特性是两个非相关量,所以只能实现在某一温度上达到零温度相关性。

本芯片的带隙基准产生有: A_{ref} 是 3.6V 的基准电压,为内部模拟电路提供电源; L_{ref} 是 5V 的基准电压,为数字电路提供电源; F34 也是 5V 的基准,它为 BS 端提供内部电源,其输出电流较大; SS 是 0.92V 的基准电压,为误差放大电路提供参考电压,同时,SS 通过外接电容来实现软启动的目的。 U_{base} 为 1.22V 的基准电压,主要为过温保护电路提供一个固定偏置电压。

3.2.2 基准电压产生电路设计

1. 内部模拟电源电路设计

模拟电源为芯片内模拟电路提供工作电源,本文设计的模拟基准电压为 3.6V,电路结构如图 3.2 所示。 P_{438} 、 P_{416} 、 R_{437} 、 Q_{41} 、 Q_{42} 构成启动电路,电路正常工作时, P_{443} 、 P_{416} 、 Q_{42} 、 R_{436} 形成低阻值的直流通路,使一级偏置电流源 P_{443} 、 P_{442} 、 P_{444} 、 P_{445} 工作。 Q_{41} 工作在临界饱和状态, R_{436} 起负反馈、稳定电流的作用。当输入端 IN 的电压超过工作电压时, Q_{41} 工作在饱和状态,使得 Q_{42} 的基极电压降低,低阻值通路无法形成,一级偏置电流源无法工作,整个电路不工作。

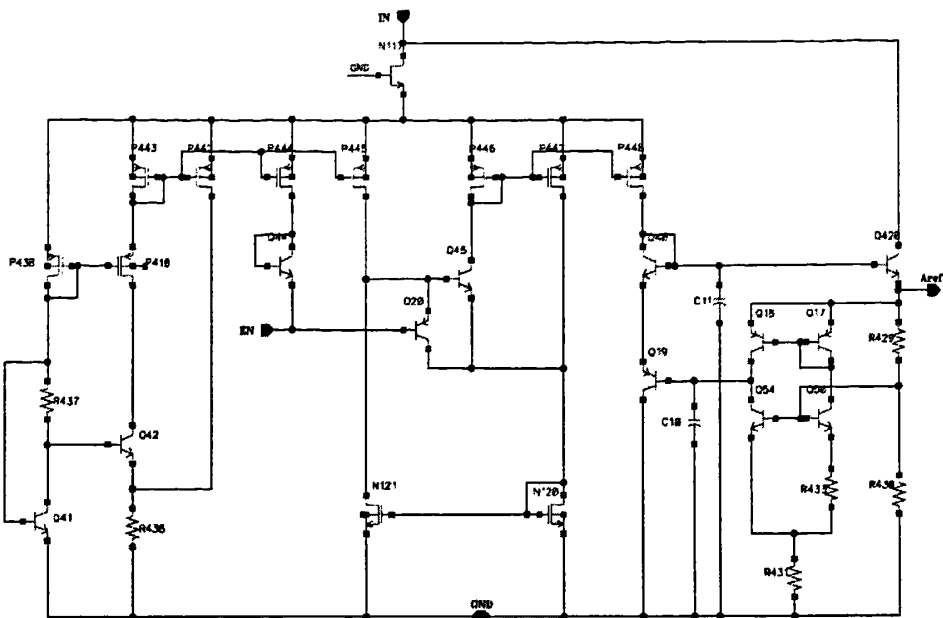


图 3.2 内部模拟电源电路

当 IN 输入在 4.75V~23V，EN 端为高电平时，PNP 管 Q₂₀ 关闭而 Q₄₅ 导通，P₄₄₆、P₄₄₇、P₄₄₈ 构成的二级恒流源工作，为 NPN 管 Q₄₂₀ 提供偏置电源，使 Q₄₂₀ 工作在放大区，同时由 Q₁₇、Q₁₈、Q₅₀、Q₅₄、R₄₃₁、R₄₃₃、R₄₂₉、R₄₃₀ 构成的二管能隙基准源工作；当 EN 端为低电平时，Q₂₀ 导通而 Q₄₅ 截止，P₄₄₆、P₄₄₇、P₄₄₈ 构成的二级恒流源不能建立起来，基准电压源不工作，无法为整个芯片电路供电，即芯片处于待机模式。

若忽略三极管的基极电流，EN 为高电平时，二管能隙基准源正常工作，设

$$\frac{I_{C18}}{I_{C17}} = \frac{I_{C54}}{I_{C50}} \approx \frac{I_{E54}}{I_{E50}} = M \quad (3-1)$$

则
$$U_{E54} = U_{R431} = (I_{E54} + I_{E50})R_{431} = (1 + M)I_{E50}R_{431} \quad (3-2)$$

$$I_{E50} = \frac{\Delta U_{BE}}{R_{433}} = \frac{1}{R_{433}} \frac{KT}{q} \ln \frac{J_{50}}{J_{54}} \quad (3-3)$$

由此可得两管能隙基准电压为：

$$U_b \approx U_{BE54} + U_{E54} = U_{BE54} + (1 + M) \frac{R_{431}}{R_{433}} \frac{KT}{q} \ln \frac{J_{50}}{J_{54}} \quad (3-4)$$

由式(3-4)可知，利用等效热电压 KT/q 的正温度系数与 U_{BE54} 的负温度系数相互补偿可以使输出基准电压的温度系数接近零。则模拟电源输出电压为

$$U_{ref} = \frac{R_{430} + R_{429}}{R_{430}} U_b = \left(1 + \frac{R_{429}}{R_{430}}\right) \left[U_{BE54} + (1+M) \frac{R_{431}}{R_{433}} \frac{KT}{q} \ln \frac{J_{50}}{J_{54}}\right] \quad (3-5)$$

设置电阻 R_{431}/R_{433} 和有效发射结面积 A_{E50}/A_{E54} 的比值可以获得接近零的温度系数。对于模拟电源电路，其 $U_{BE54}=0.69V$ ，取 $M=1$ ， $R_{429}=56k\Omega$ ， $R_{430}=R_{431}=30k\Omega$ ， $R_{433}=5.725k\Omega$ ， $J_{50}/J_{54} = A_{E50}/A_{E54} = N = 8$ ，则通过式(3-4)、(3-5)可以得到

$$U_b = 0.69 + 2 \times \frac{30}{5.725} \times 0.026 \times \ln 8 \approx 1.256 V, \quad U_{ref} = \frac{56+30}{30} \times 1.256 \approx 3.600 V.$$

当芯片输入电压在 $4V \sim 25V$ 范围内时，模拟电源直流仿真曲线如图 3.3 所示，在输入电压大于 $4.5V$ 以后，模拟电源输出稳定在 $3.603V$ ，性能良好。

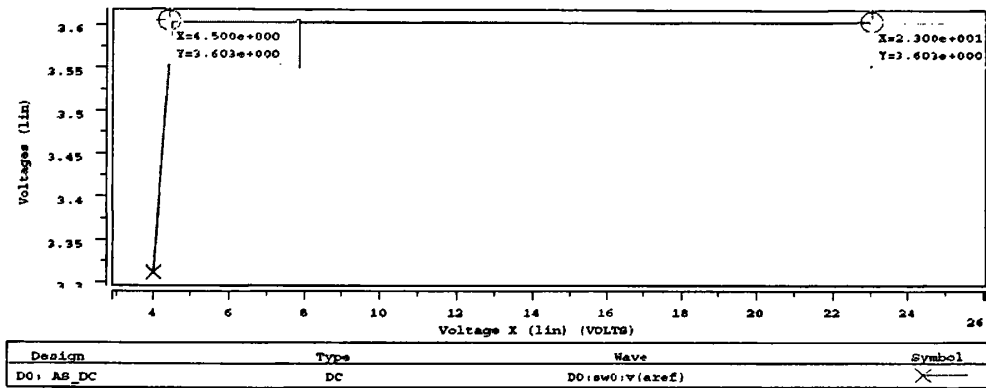
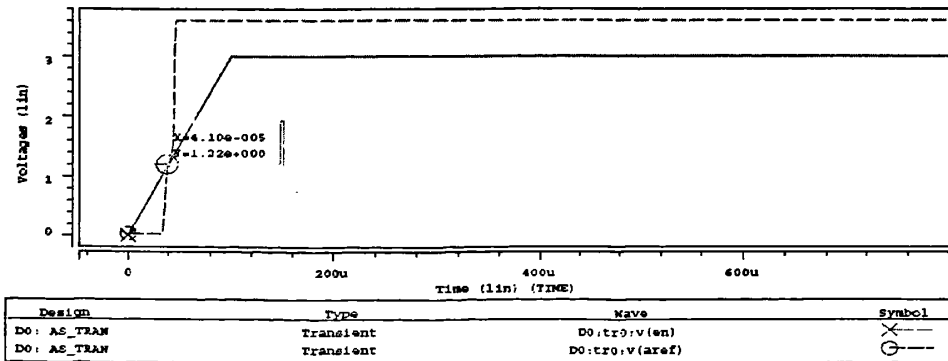
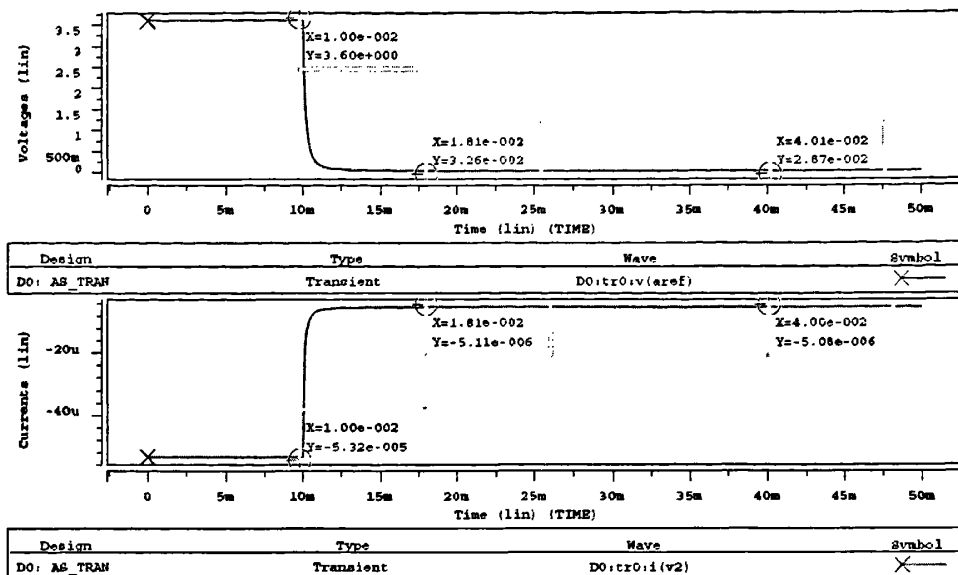


图 3.3 内部模拟电源直流仿真曲线

图 3.4 显示了在使能端控制下的模拟电源输出，可以看到，当 $EN > 1.22V$ 后，模拟电源输出电压达到设计要求。当 EN 由高电平转为低电平($0.4V$)后，模拟电源输出电压为 $28.7mV$ ，静态电流为 $5\mu A$ ，此时模拟电源处于待机模式。



(a) 开启电压曲线



(b)输出电压与静态电流

图 3.4 模拟电源瞬态仿真曲线

为了测试模拟电源的负载调整能力，对负载电阻由 $1\text{k}\Omega\sim 50\text{k}\Omega$ 进行了仿真，结果如图 3.5 所示，可以看出在负载电阻在 $1.773\text{k}\Omega\sim 2.738\text{k}\Omega$ 的范围内，负载调整率约为 $8.5\times 10^{-6}/\Omega$ ，在负载电阻大于 $10\text{k}\Omega$ 以后，其负载调整能力趋于理想。

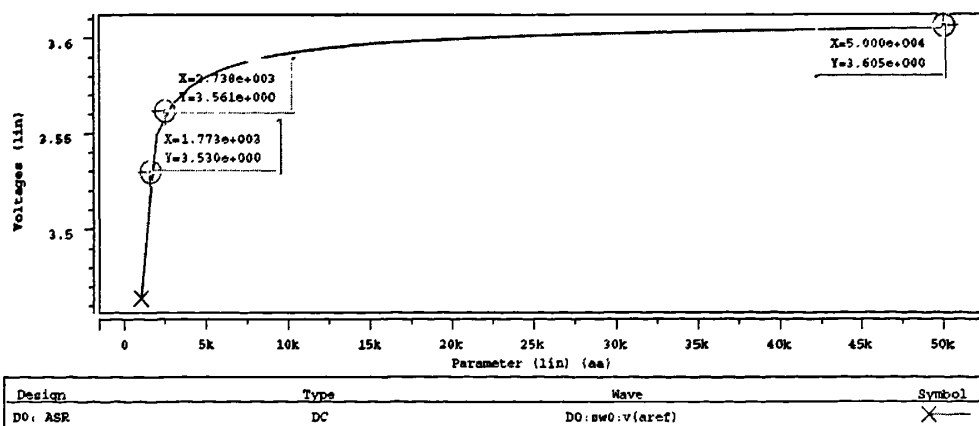


图 3.5 输出电压随负载变化输出曲线

图 3.6 为模拟电源输出电压随温度变化的仿真曲线，在 $-50^{\circ}\text{C}\sim 150^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内，其温度系数约为 $77.7\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ，对于模拟电路供电来说，满足要求。

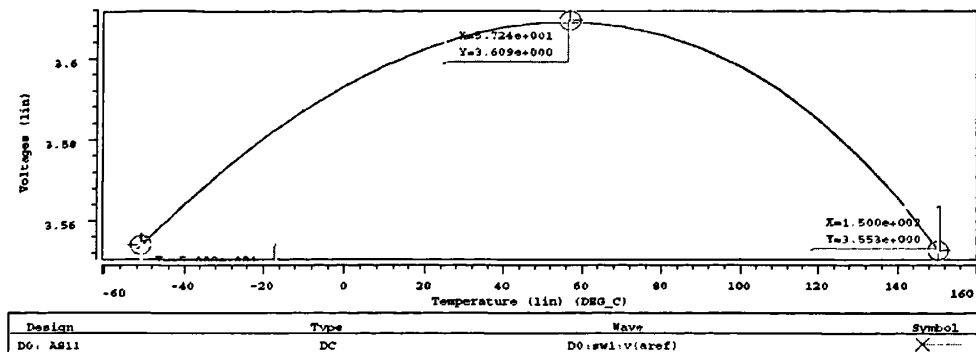


图 3.6 EN 为高电平时内部模拟电源电压温度特性曲线

2. 内部数字电源电路设计

内部数字电源主要为数字电路和自举电路提供工作电源，本文设计的逻辑电平为 5V，为逻辑电路提供工作电压的电路如下图 3.7 所示。该电路结构简单，但性能很好。

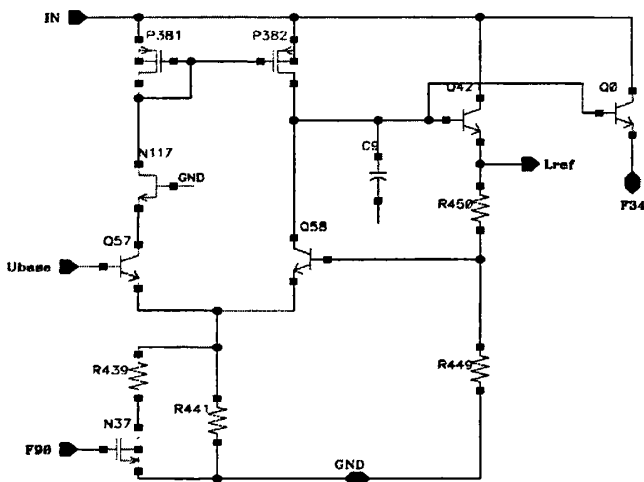


图 3.7 内部数字电源电路

芯片正常工作时，带隙基准电路产生 1.22V 的基准电压 U_{base} ，使得 P381、N117、Q57、R441 形成低阻值通路，高压 MOS 管 P381、P382 组成的电流源工作，为三极管 Q58 提供有源负载，使三极管 Q421 工作在放大区，输出电压 L_{ref} 建立。同时 R449、R450、Q58、R441 构成负反馈电路，对输出电压起到稳定作用(即输入端 IN 的电压有上升趋势时，输出电压 L_{ref} 产生上升的趋势，导致三极管 Q58 的基极电压随之上升，Q421 的基极电流减小，引起输出电压 L_{ref} 减小)。R439、N37 具有使能调节作用，根据逻辑电路输出 F90 对输出电压进行校正。

根据电路结构，数字电源输出电压为：

$$U_{ref} = 1.22 \times \left(1 + \frac{R_{450}}{R_{449}}\right) \quad (3-6)$$

考虑基准电压为 1.225V，取电阻 $R_{450}/R_{449} = 3$ ，则输出电压约为 5V。通过对数字电源的直流仿真验证了输入电压在 4V~25V 的范围内，输出电压可以稳定在 5V，如图 3.8 所示。图 3.9 为数字电源瞬态仿真曲线。由图 3.8 和 3.9 可以看出，数字电源的设计满足了逻辑电路供电的要求。

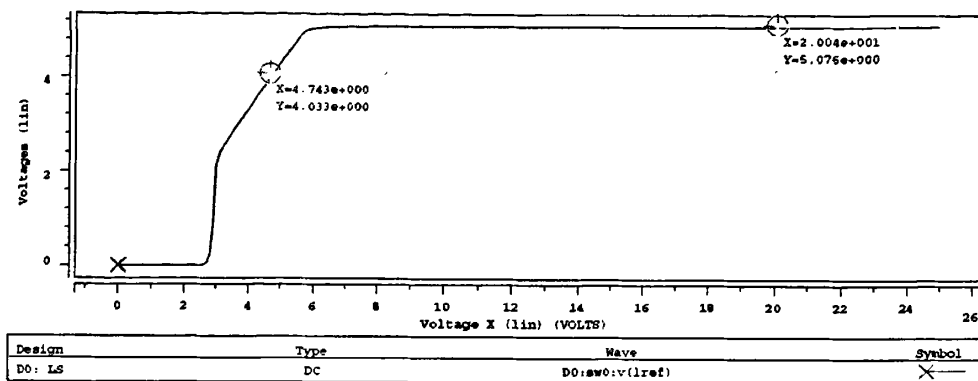


图 3.8 内部数字电源直流仿真曲线

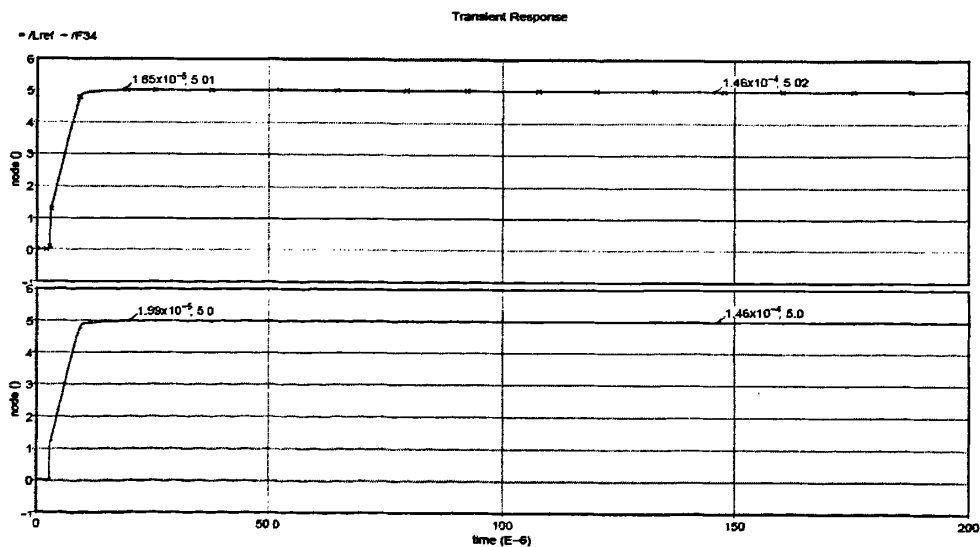


图 3.9 内部数字电路电源瞬态仿真曲线

为了验证数字电源的负载调整能力，对负载电阻为 1kΩ~100kΩ 进行了仿真，结果如图 3.10，在负载电阻大于 4kΩ 以后，电源的负载调整能力趋于理想。

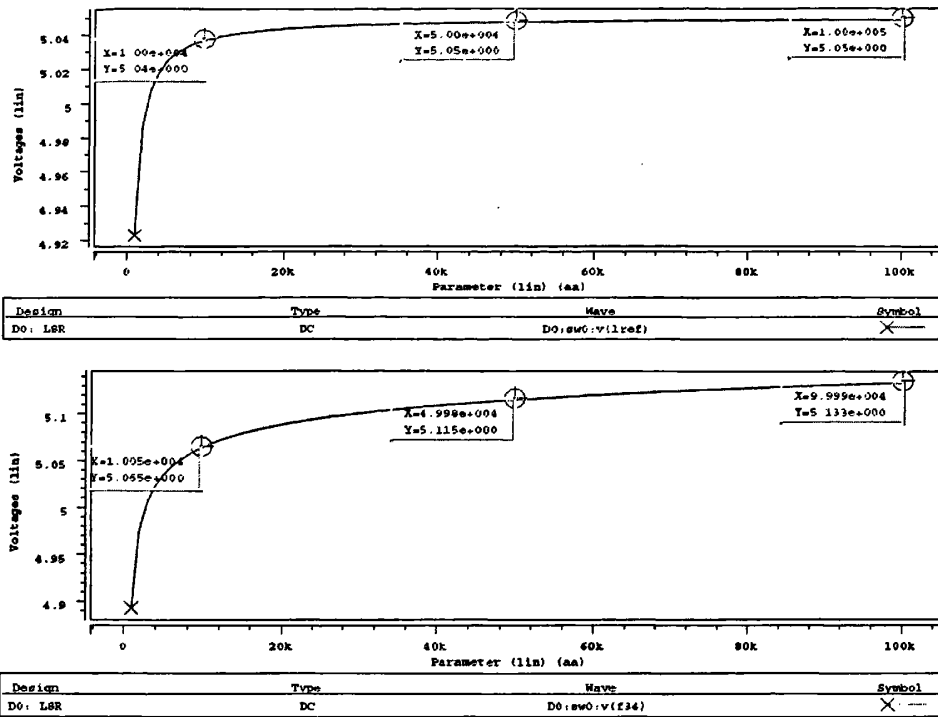


图 3.10 内部数字电路电源负载调整能力仿真曲线

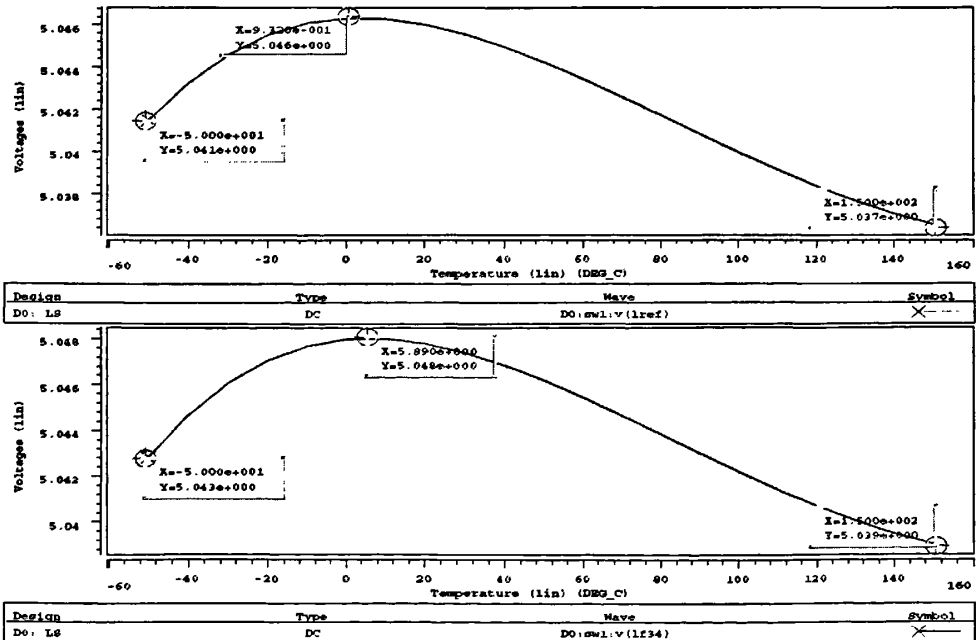


图 3.11 内部数字电路电源温度特性仿真曲线

由温度曲线可知，在-50℃~150℃的温度范围内，数字电源输出电压 L_{ref} 的温度系数约为 $9 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ，F34 的温度系数约为 $10 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ，完全满足设计要求。

3. 1.22V 基准电压产生电路及过温保护电路

该 1.22V 基准电压为芯片内欠压保护电路、过温保护电路、电流敏感放大电路等提供一个电压基准，同时电阻分压产生一个 0.92V 的基准电压作为误差放大电路及软启动的输入。1.22V 基准电路如图 3.12 左半部分所示，也是采用二管能隙电路来产生零温度系数的电压。基准输出通过增加了一个缓冲器使输出基准电压更稳定，启动电路结构如图 3.13。

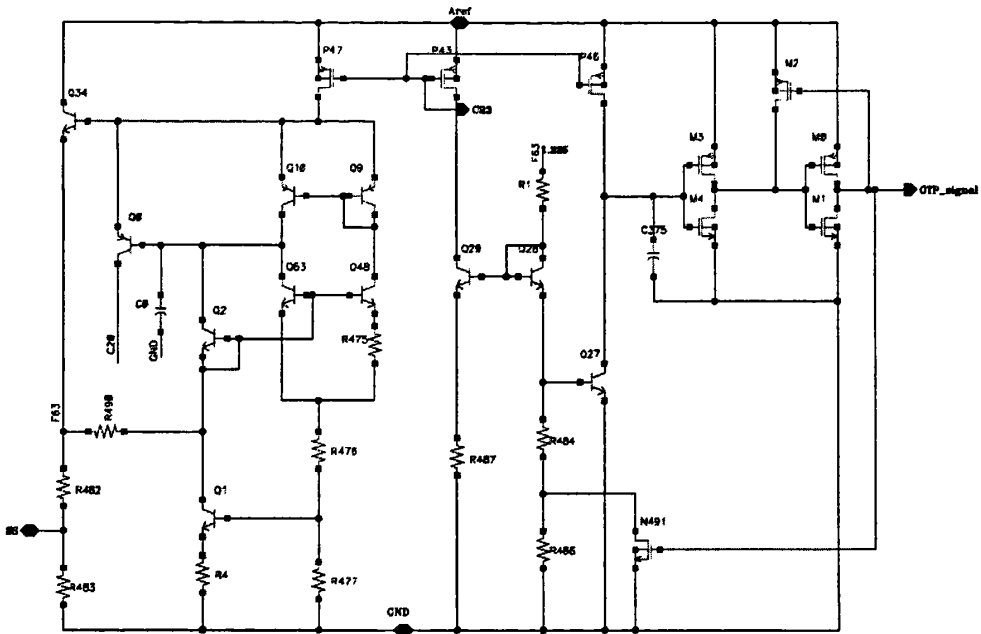


图 3.12 1.22V 基准电压产生电路与过温保护电路

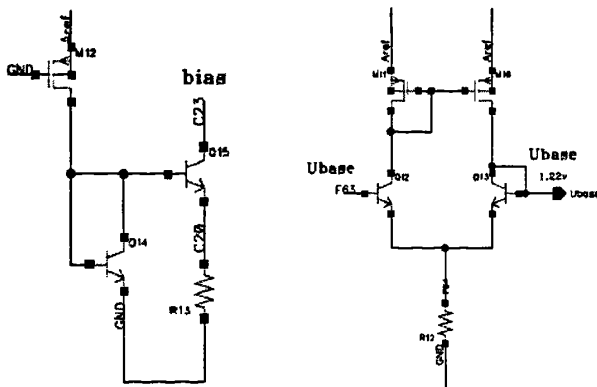


图 3.13 1.22V 带隙基准启动电路和缓冲电路

1.22V 的基准产生电路：该电路由两管能隙电路和启动电路组成。在芯片正常工作情况下，启动电路中 PMOS 管 M_{12} 与 Q_{14} 形成通路同时给 Q_{15} 提供一个大于 0.7V 的基极偏置，使 NPN 管 Q_{15} 工作。从而形成 P_{43} 、 Q_{15} 、 R_{13} 的低阻值通路，偏置管 P_{43} 、 P_{46} 、 P_{47} 开始工作，两管能隙电路 Q_9 、 Q_{10} 、 Q_{48} 、 Q_{53} 、 Q_{34} 、 Q_0 、 Q_1 、 Q_2 、 R_{475} 、 R_{476} 、 R_{477} 、 R_4 、 R_{482} 、 R_{483} 、 R_{490} 、 C_0 开始工作，产生 1.22V 的基准电压。一旦电路正常工作， Q_0 集电极电流将使节点 Q_{15} 射极电位变高，使得 Q_{15} 的 U_{BE} 电压小于开启电压(约 0.7V)，启动电路关闭。

另外， Q_1 、 R_{476} 、 R_{477} 、 R_4 组成射极偏置电路，如果温度上升，三极管集电极电流 I_{C1} (I_{E1}) 将增加，那么在 R_4 上产生的压降 $I_{E1}R_4$ 也要增加，但由于 U_{R4} 电压基本固定，所以由于 U_{BE1} 的减小使 I_{B1} 自动减小，结果牵制了 I_{C1} 的增加，从而使 I_{C1} 基本恒定，起到负反馈的作用，使基准输出电压更加稳定。此外，0.92V 的基准电压由电阻 R_{482} 、 R_{483} 分压 1.22V 基准产生。

图 3.14 为基准电压的直流仿真结果，其随温度的变化如图 3.15 所示。由图 3.14 可以看出，电源电压在 3.2V~4V 的范围内，1.22V 基准电压随电源电压变化小于 2mV，0.92V 基准电压变化小于 1.5mV。由图 3.15 可以得到，1.22V 基准电压温度系数小于 $30 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ，0.92V 基准电压温度系数小于 $25 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ，基准电路的温度特性较好。

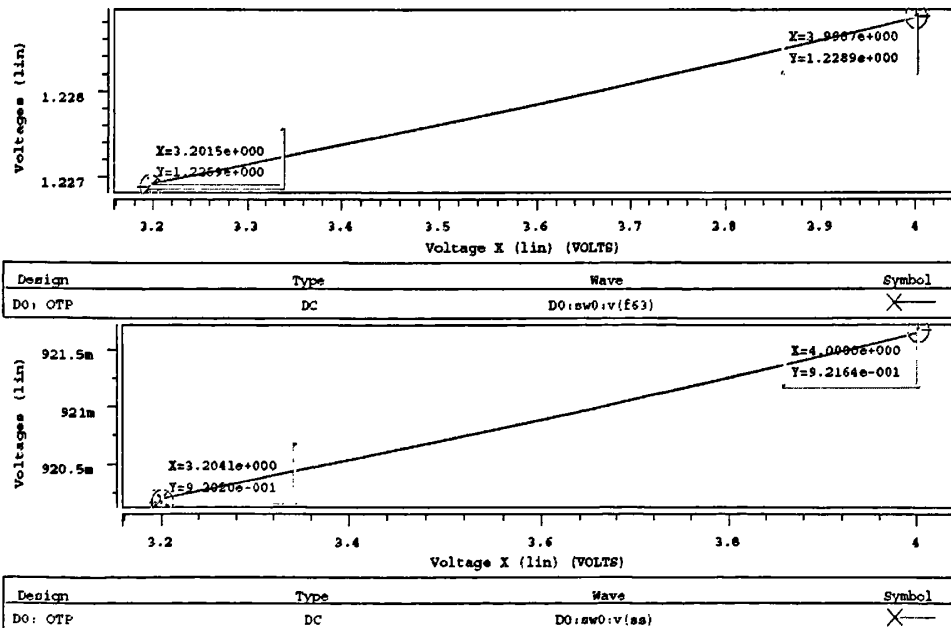


图 3.14 基准电压产生电路直流仿真曲线

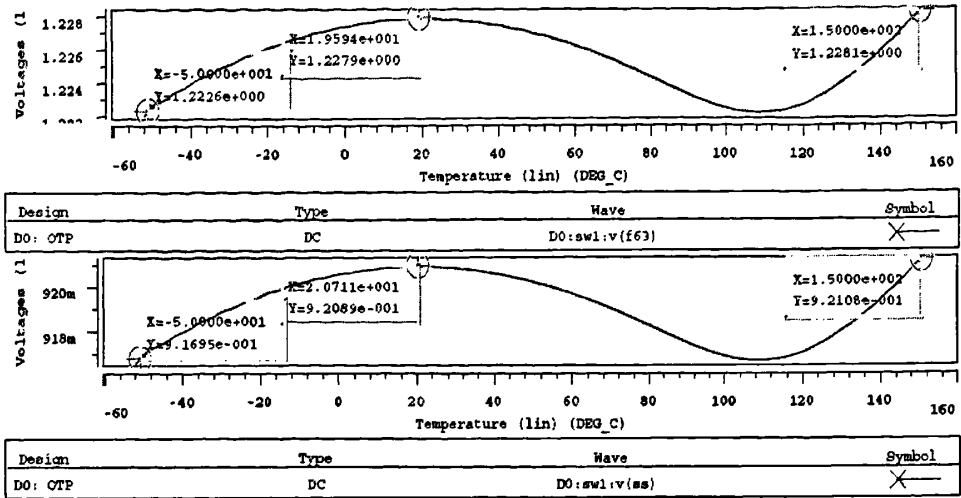


图 3.15 1.22V 基准电压温度特性仿真曲线

过温保护电路：由 NPN 管 Q_{27} 、MOS 管 M_0 、 M_1 、 M_2 、 M_3 、 M_4 、 N_{491} 与电阻 R_{484} 、 R_{486} 组成。其工作原理依据三极管 Q_{27} 的 U_{BE} 具有负温度系数的特性来感应芯片温度的变化。当温度低于关断温度 160°C 时，输出 OTP 信号为高电平，三极管 Q_{27} 处于截止状态，反馈的 NMOS 管 N_{491} 处于导通状态。当温度上升时，电阻 R_{484} 上的压降增大，使 Q_{27} 的基极电压上升，同时双极型晶体管 Q_{27} 的 U_{BE} 下降，温度上升到所设定的上限值 160°C 时， Q_{27} 进入导通状态，其集电极电压下降，导致输出 OTP 信号的电位下降，输出低电平，电路进入热关断状态。同时，由于 OTP 信号变为低电平，NMOS 管 N_{491} 进入截止状态，使 Q_{27} 基极到地的电阻增加，形成一个正反馈，这样就可以有效地抑制热振荡，直至温度下降后重新加电启动才能退出热关断。过温保护的仿真结果如图 3.16 和图 3.17 所示。

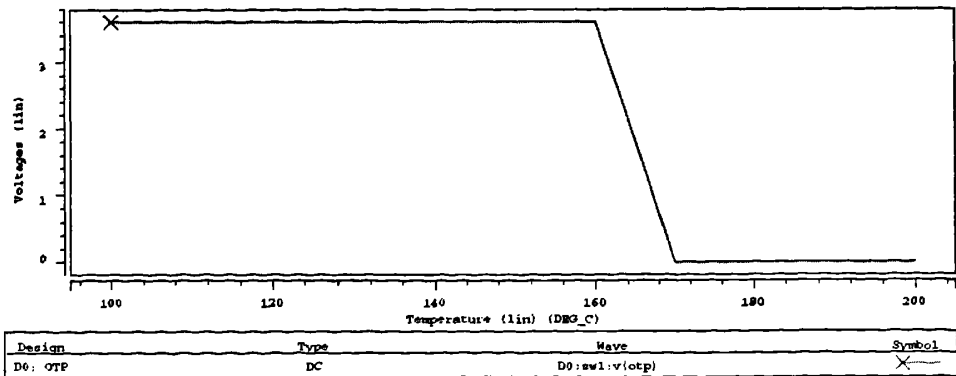


图 3.16 温度由 100°C 上升到 200°C 时，OTP 信号的输出曲线

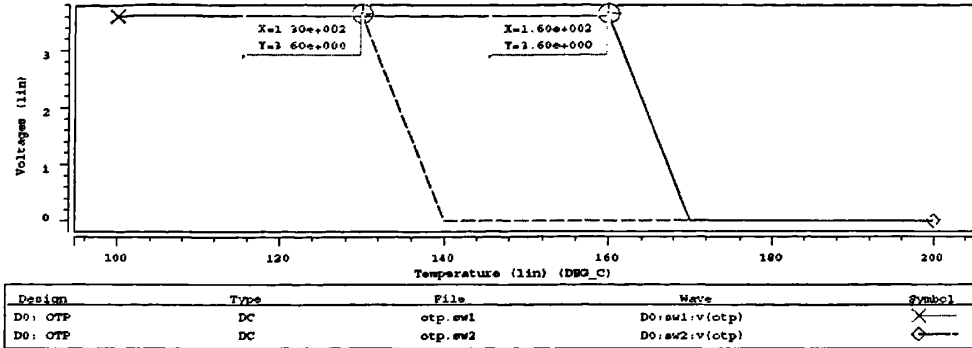


图 3.17 温度由 100°C 上升到 200°C 时, OTP 信号的输出曲线
温度由 200°C 下降到 100°C 时, OTP 信号的输出曲线(虚线)

由图 3.16 和图 3.17 可以看出, 在温度上升到 160°C 时, 过温保护电路开始工作, 输出为低电平, 该信号通过欠压保护电路使芯片不工作。当温度下降到 130°C 时, 过温保护电路输出恢复为高电平, 芯片恢复正常工作状态。可以看到这两种状态之间存在 30°C 的温度回滞。

通过对内部模拟/数字电源产生电路及基准电压产生电路的设计与仿真, 可以看出, 当 EN 为高电平时, 模拟电源和数字电源正常工作; 当 EN 为低电平时, 电源电路不能工作, 整个电路处于关断状态, 功耗很低, 同时通过对使能端的控制, 可以方便的实现该芯片工作状态的控制。

3.3 比较器的设计与仿真

比较器在芯片中主要应用在欠压保护电路、振荡电路、故障频率比较器和电流比较器中, 其作用就是将两个模拟输入信号进行比较, 输出一个电平信号。对理想的比较器, 当同相输入端的信号大于反相输入端的信号时, 比较器输出为高电平, 反之, 比较器输出为低电平。理想的比较器, 意味着在输出过渡期间, 比较器的增益为无穷大^[23]。为了使比较器的增益足够高, 本文设计了三级放大结构的比较器, 即在差动比较电路的基础上增加了两级驱动, 电路结构如图 3.18 所示。

其中, M_4 、 M_5 作为差分输入级, 将双端输入转变为单端输出。 M_0 、 M_1 作为有源负载, M_2 、 M_6 构成第二级 CMOS 共源放大器, 第三级由 M_3 、 M_7 构成的 CMOS 反相器构成。当正相输入端电压大于反相输入端电压时, PMOS 管 M_5 导通较好, 流过电流较大, 差动电路输出为高, NMOS 管 M_2 导通, 整个比较电路输出为高; 相反, 正相输入端电压小于反相输入端电压时, 比较电路输出为低。

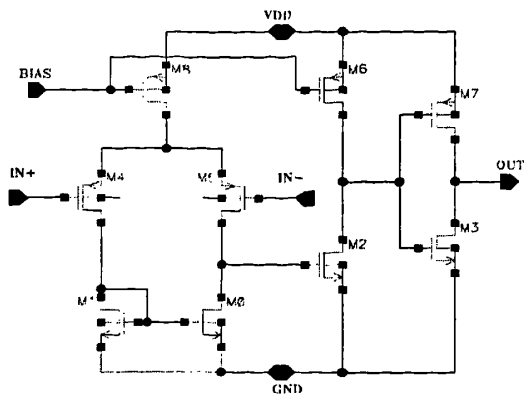


图 3.18 比较器电路

PWM 比较器的参数指标仿真如图 3.19 和图 3.20 所示。

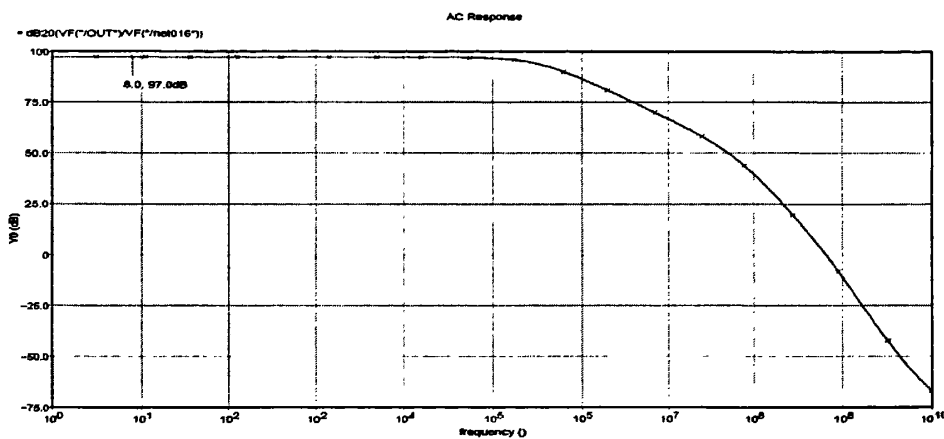


图 3.19 PWM 比较器交流增益仿真曲线

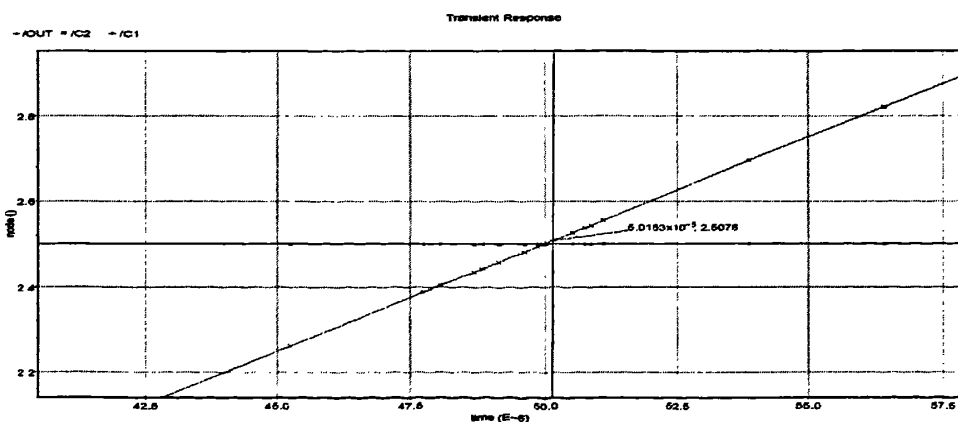


图 3.20 PWM 比较器失调电压仿真曲线

由图 3.19 和图 3.20 可以看出，该比较器交流增益为 97dB，比较器的增益完全满足要求。同时，该比较器的失调电压为 7mV。

给比较器正相输入端输入一个幅度 1V，频率 100kHz，失调 1V 的正弦波电压信号，反相输入端输入 1.22V 的直流电压，仿真得到 PWM 比较器瞬态仿真曲线图 3.21，然后再将正相输入端输入变为方波信号，仿真电平转换时间曲线，结果如图 3.22 所示。由图 3.21 和 3.22 可以看出，该比较器瞬态特性良好，输出电平转换时间大约为 3ns，延时为 25ns。

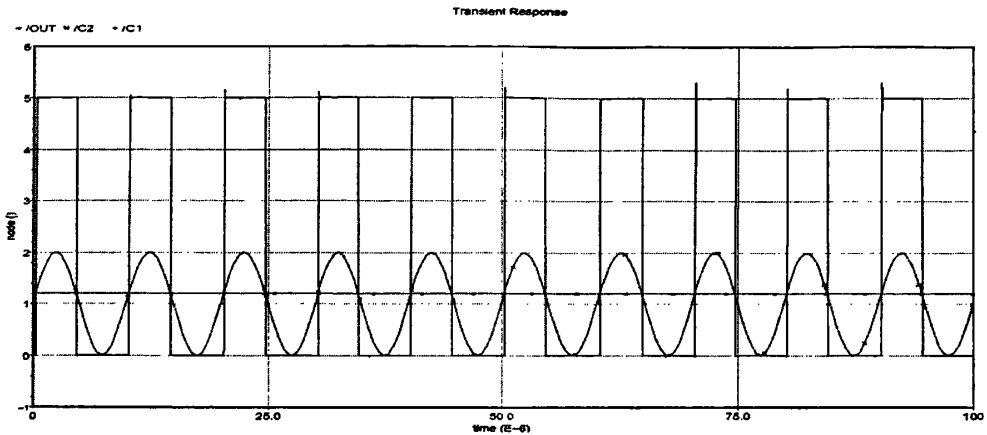


图 3.21 PWM 比较器瞬态仿真曲线

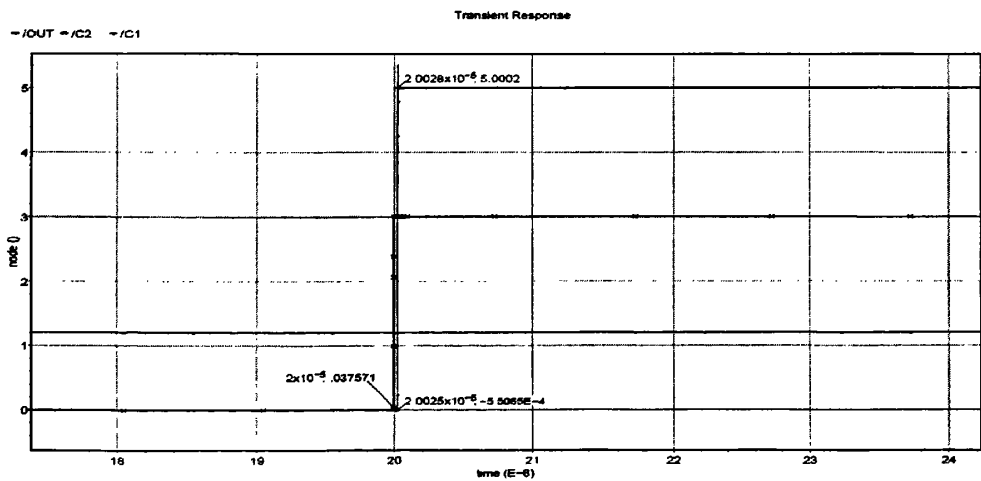
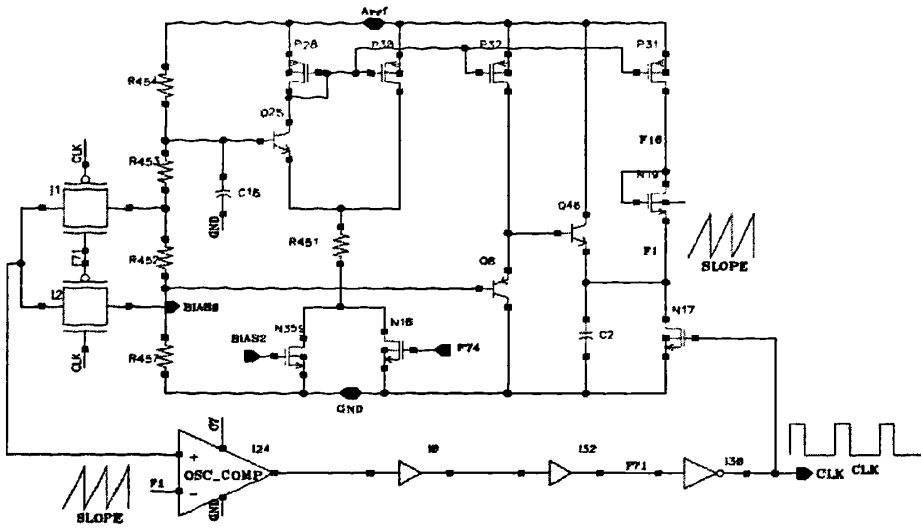


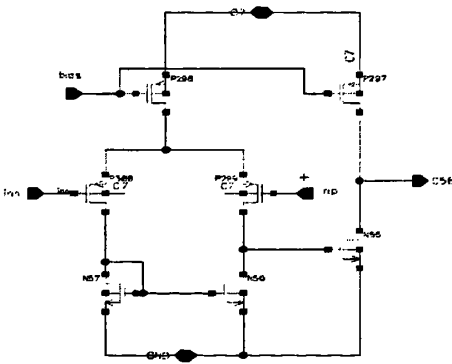
图 3.22 PWM 比较器转换时间仿真曲线

3.4 振荡电路与斜坡补偿电路的设计与仿真

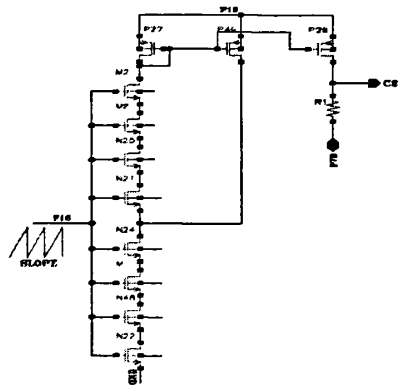
振荡电路为内部提供时钟信号，且衍生出锯齿波，提供给斜坡补偿电路与采样电路信号进行叠加。根据设计指标，芯片正常工作时其振荡频率为 380kHz，故障情况时(当 $FB < 0.4V$)频率变为 240kHz。振荡电路采用的是恒流充放电电路，设计的电路结构如图 3.23(a)所示。



(a) OSC 电路



(b) OSC 比较器电路



(c) 斜坡补偿电路

图 3.23 振荡电路与斜坡补偿电路

振荡电路主要由偏置电路、充放电电路、二选一网络和比较器组成。

偏置电路构成：Q25、P28、P30、P31、P32、N16、N359、N19、R451、R452、R453、R454、R457、C15；

恒流源充放电电路构成：Q8、Q46、C2、N17；

二选一网络构成：传输门 I₁、I₂；

比较器电路结构如图 3.23(b)所示。正常工作情况下，输入端 BIAS2 为偏置电路输出 (1.5V)，故障频率比较器的输出信号 F74 为高电平，NMOS 管 N₁₆ 导通，P₂₈、Q₂₅、R₄₅₁、N₁₆ 形成较低阻值通路，P₂₈、P₃₀、P₃₁、P₃₂ 组成的镜像电流源开始工作。假设 OSC 电路的输出为低电平，即 CLK 为低电平，F71 为高电平，通过由 I₁、I₂ 组成的二选一网络，OSC 比较器的正相输入端电压为 $U_{OH} = U_{aref} (R_{452} + R_{457})$

/($R_{452} + R_{453} + R_{454} + R_{457}$), 同时 NMOS 管 N_{17} 截止, 电流源向电容 C_2 充电, 由于电流恒定, 电容 C_2 两端的电压线性上升。当电容 C_2 上的电压 U_{Q46E} 高于 OSC 比较器正相输入端电压时, OSC 比较器翻转, 输出为低电平, 即 F71 为低电平, CLK 为高电平, 此时 OSC 比较器的负相输入端电压为 $U_{OL} = U_{\text{aref}} R_{457} / (R_{452} + R_{453} + R_{454} + R_{457})$, 同时 NMOS 管 N_{17} 导通, 电容 C_2 两端开始放电, 其两端电压下降很快。当电容 C_2 两端的电压低于 OSC 比较器正相输入端电压时, OSC 比较器又翻转, 即 F71 为高电平, CLK 为低电平。依次类推, 循环下去, 便在 NPN 管 Q_{46} 的发射端产生锯齿波信号 F1, 同时 OSC 比较器的输出端产生同步脉冲信号。

在故障情况下, 故障频率比较器输出的信号 F74 为低电平, P_{28} 、 Q_{25} 、 R_{451} 、 N_{359} 形成较高阻值通路, P_{28} 、 P_{30} 、 P_{31} 、 P_{32} 组成的镜像电流源开始工作, 此时, 恒流源的电流较小, 因此, 振荡器的频率下降。

由于采用的是恒流充电模式, 设流过 PMOS 管 P_{28} 的漏电流为 i_1 , 流过 PMOS 管 P_{31} 的漏电流为 Ki_1 (K 为电流镜比例), NMOS 管 N_{17} 的漏电流为 i_2 , 则电容 C_2 的充电电流为 Ki_1 , 放电电流为 $i_2 - Ki_1$, 由电容 C_2 上电压为 $U_{C2} = U_{OL} + \frac{i}{C}t$ 有:

充电时间 $t_1 = \frac{U_{OH} - U_{OL}}{Ki_1} C_2$, 放电时间 $t_2 = \frac{U_{OH} - U_{OL}}{i_2 - Ki_1} C_2$, 所以振荡频率为

$$f_{CLK} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{Ki_1(i_2 - Ki_1)}{i_2 C_2 (U_{OH} - U_{OL})} \quad (3-7)$$

合理选择偏置管 P_{28} 、 P_{30} 、 P_{31} 、 P_{32} 、 N_{17} 以及电容 C_2 的尺寸, 就可以确定振荡频率。振荡器正常/故障情况下的频率/锯齿波仿真如图 3.24 所示, 在正常工作情况下, 时钟周期为 $2.63\mu\text{s}$, 即频率约为 380.22kHz ; 故障情况下, 时钟周期为 $4.18\mu\text{s}$, 频率为 239.23kHz 。由仿真结果可以看出振荡电路实现了变频的功能。

斜坡补偿电路主要起弥补电流模式缺点的作用, 这在第二章已经进行了详细的分析。由于电压叠加比电流叠加较难, 需要将图 3.23(a)产生的斜坡电压信号转换成电流信号再与采样电流叠加以实现斜坡补偿, 电压转电流要求转换电流同电压呈线性关系, 而 MOS 管的漏电流与电压是非线性关系, 通常采用源极负反馈或差动电路形式来达到电流与电压的线性关系^[24]。设计的斜坡补偿电路如图 3.23(c)所示, 采取在电流采样信号上叠加斜坡补偿信号的方法^{[25][26]}。

NMOS 管 M_0 、 M_1 、 M_2 、 N_{21} 、 N_{22} 、 N_{24} 、 N_{25} 、 M_{48} 将斜坡电压线性的转换为电流, 电流通过 PMOS 管 P_{27} 、 P_{29} 、 P_{49} 组成的镜像电路流过电阻 R_1 , 与采样信号叠加, 叠加后的信号输出给电流比较器与误差放大电路输出比较。 P_{49} 起负反馈的作用, 转换电流变化时, 通过镜像在 N_{21} 的源端电位变化, 使转换电流更加稳定。

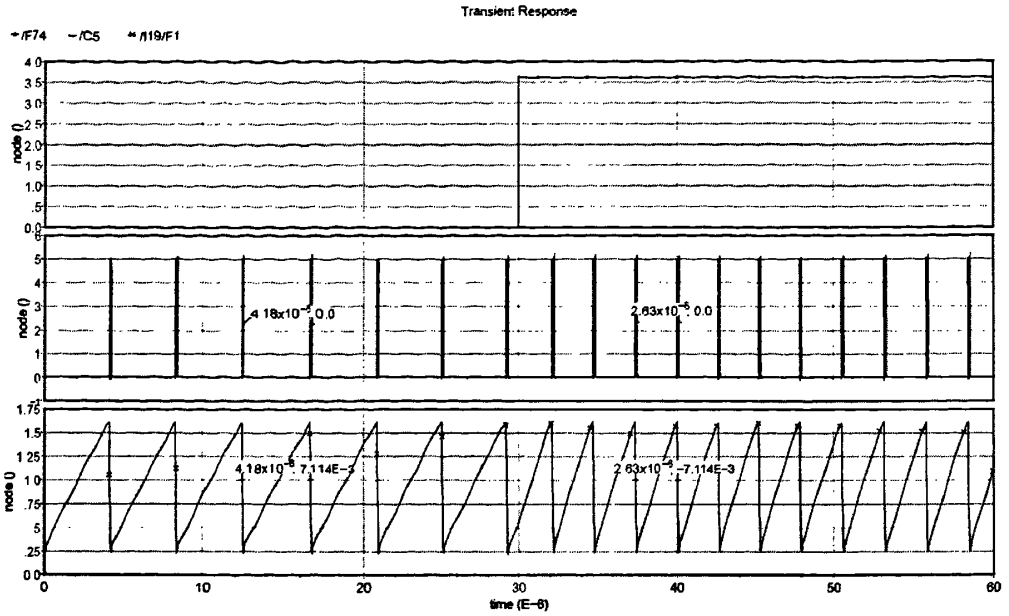


图 3.24 OSC 振荡器在正常/故障情况下的频率/锯齿波仿真曲线

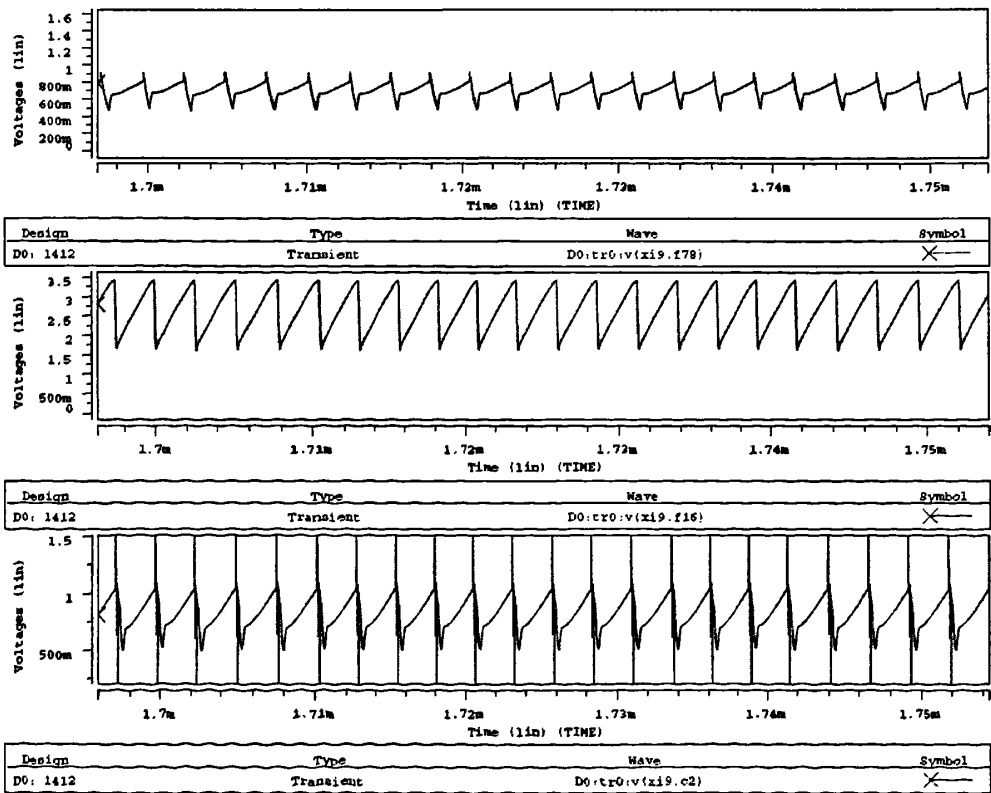


图 3.25 斜坡补偿电路仿真曲线

芯片正常工作的情况下(输入 12V, 输出 3.3V)斜坡补偿模块功能仿真曲线如图 3.25 所示, 其中输入 F78 为采样电流经过电流敏感放大电路放大之后的电压信号, F16 为斜坡电压信号, 二者通过补偿电路叠加后的输出信号。由图 3.25 可以看到, 在 F78 经过补偿之后, 产生的输出信号的斜率大于 F78 的斜率, 达到了斜坡补偿的目的。

3.5 误差放大电路

误差放大器作为电压反馈环最主要的反馈元件, 负相输入端接输入采样网络的输出 V_{FB} , 正相输入端接 0.92V 基准电压, 输出信号作为电感峰值电流的门限。当负载电流较大时, 输出电容充放电速度很快, 使得输出电压略低, 误差放大器输出较高。相反, 当负载电流较小时, 输出电容充放电速度较慢, 输出电压略高, 误差放大器输出较低。因此, 误差放大器输出电压就反映出负载电路的变化情况, 用输出电压作为电感峰值电流限制信号, 可以根据输出电压和负载电流的情况随时调节电感峰值电流。误差放大器通过对输出端电压的采样来为过流比较器提供一个参考电平。当输出电压降低时, 误差放大器输出电平变高, 最大限流电流将增加, 输出占空比加大, 输出电压提高。当输出电压升高时, 误差放大器输出电平变低, 最大限流电流将减小, 输出占空比减小, 输出电压降低。误差放大电路如图 3.26 所示。

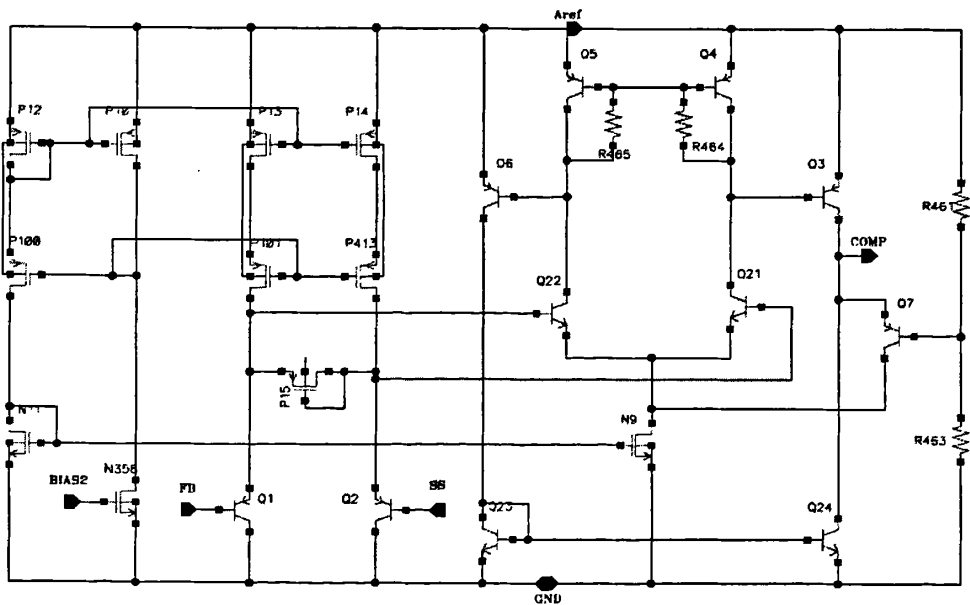


图 3.26 误差放大电路

输入端BIAS2为1.5V的偏置电压，由偏置电路产生。PMOS管P₁₂、P₁₀、P₁₃、P₁₄、P₁₀₀、P₁₀₁、P₄₁₃组成镜像电流源，为第一级放大电路提供偏置电流，镜像电流源N₁₁、N₉为第二级放大电路提供有源负载。PNP管Q₁、Q₂组成第一级差分输入对，差分输入对正相输入端SS为0.92V的基准电压，反相输入端为反馈端FB的值。三极管Q₃、Q₄、Q₅、Q₆、Q₂₁、Q₂₂、Q₂₃、Q₂₄与电阻R₄₆₅、R₄₆₄组成二级放大电路，是误差放大电路的核心。同时电阻R₄₆₃、R₄₆₁通过分压得到一个1.8V的偏置电压给PNP管Q₇，让三极管Q₇起到旁路分流的作用，即当FB端的电流比较大的时候，电流主要通过Q₇流到地。在电路开始工作时，反馈端FB的电压很小，放大电路反相端的电压远小于正向输入端的0.92V基准电压，PNP管Q₂₁的基极电压很高，而Q₃的基极电压很低，因此，输出端COMP端的电压很高，芯片以最大占空比工作。之后反馈电压逐渐增大，COMP端的电压值也逐渐升高，在一定范围内，输出电压COMP与反馈电压FB成正向变化。当反馈电压非常大的时候，放大电路反向输入端电压大于0.92V基准电压，输出电压与反馈电压处于非线性状态，COMP端为很低的电平，电路以最小占空比工作。

图 3.27 为误差放大电路的交流仿真与共模输入范围的仿真曲线，得到误差放大电路的开环增益为 54.6 dB，截止频率在十几 Hz 处，单位增益带宽约为 5MHz，相位裕度大于 100 度。图 3.28 为误差放大电路有外置补偿电路的仿真曲线，仿真时负相输入端 FB 输入幅度为 0.92V，频率 100kHz 的正弦波，正相输入端 SS 输入 0.92V 的直流电压进行瞬态仿真。可以看出误差放大电路在经过频率补偿之后，其输入端 FB 与输出端 COMP 的相位符合较好。

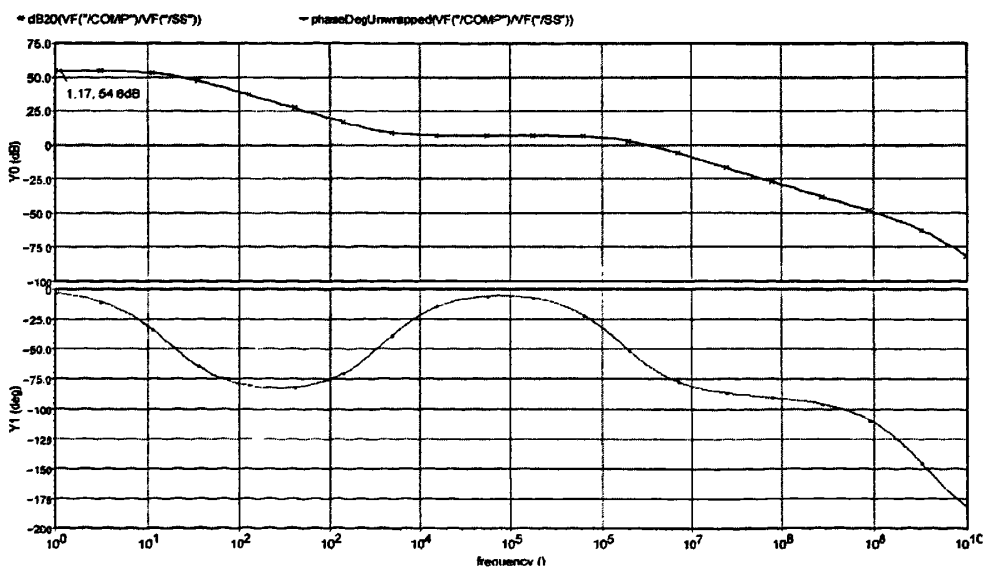


图 3.27 误差放大电路交流仿真曲线

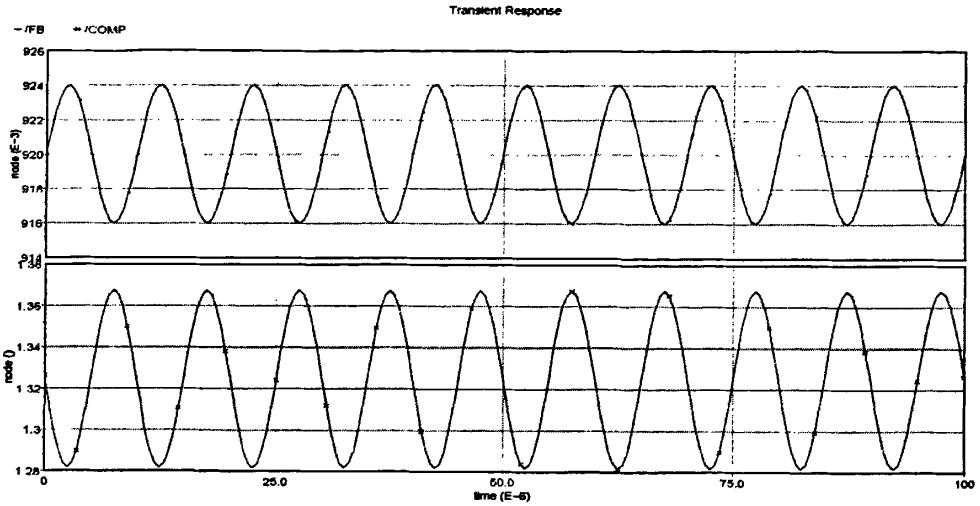


图 3.28 误差放大电路频率补偿仿真曲线

3.6 欠压保护电路模块

当芯片由于某种异常情况,如输入端电压 V_{IN} 低于 4.75V 或芯片温度超过设定值(160°C),就需要一个保护电路来关断逻辑电路使得整个芯片不工作,这就需要欠压保护电路。欠压保护电路的核心采用的是迟滞比较器,同时通过一个电平移位模块来实现在芯片温度超过设定值时关断芯片内部电路。欠压保护电路结构如图 3.29 所示。

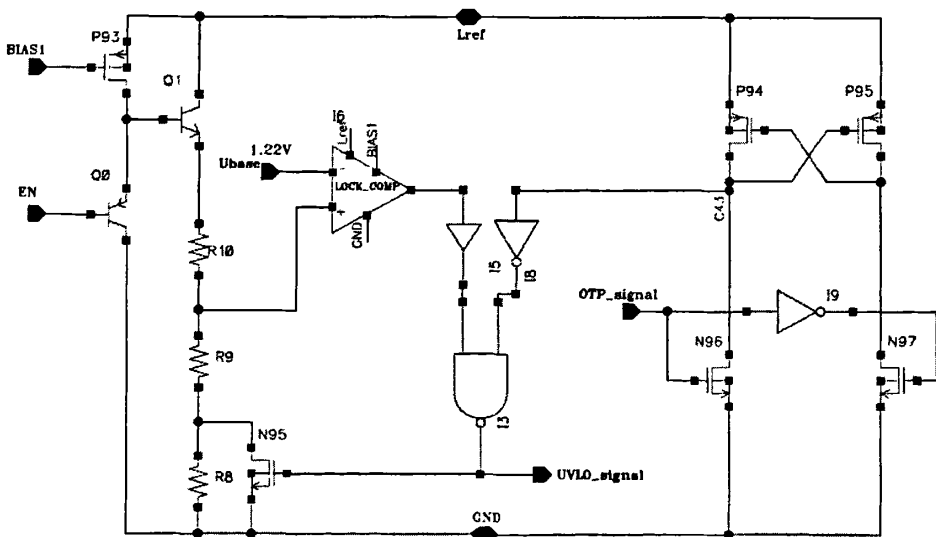


图 3.29 欠压保护电路

MOS管 P_{94} 、 P_{95} 、 N_{96} 、 N_{97} 与反相器 I_9 构成电平移位电路，OTP 为过温保护信号，在芯片设计温度范围内 OTP 恒为高电平，即电平转换电路的输出为低电平，反相器 I_8 输出为高电平，此时输出 UVLO 由欠压保护模块决定。当使能端 EN 为低电平时，NPN 管 Q_1 由于基极电压太小几乎不导通，比较器正相输入端电压小于 1.22V 基准电压，比较器输出为低电平，UVLO 为高电平，NMOS 管 N_{95} 导通，结果 V_{COMP} 将被拉低，也就是误差放大器的输出被拉低，R-S 触发器被锁住，输出关闭，此时比较器反相输入端电位为 $I_{E1}R_9$ 。当 EN 为高电平时，比较器正相输入端电压大于基准电压 U_{base} ，比较器输出为高电平，常温下 UVLO 为低电平，NMOS 管 N_{95} 关闭，起到正反馈作用，防止比较器振荡，电路正常工作，此时比较器反相输入端电位为 $I_{E1}(R_9+R_8)$ 。

当温度超过 160°C 时，过温保护电路输出信号 OTP 变为低电平，电平转换电路的输出变为高电平，反相器 I_8 输出为低电平，欠压保护电路输出 UVLO 为高电平，芯片输出关闭。

在常温下，给使能端 EN 输入 VPWL 波，进行 EN 使能的瞬态仿真，结果如图 3.30 所示。然后给 EN 端加 2.5V 的直流电压，过温保护信号 OTP 输入 VPWL 波，进行 OTP LOCK 仿真，仿真波形如图 3.31 所示。

从图 3.30 可以看出，当 EN 端的电压逐渐上升到约 2.513V 时，欠压保护电路的输出 UVLO 为低电平，整个芯片电路开始工作。当 EN 端的电压下降到约 2.311V 时，欠压保护电路的输出 UVLO 翻转为高电平，起到保护整个芯片的功能，滞回电压约为 0.202V。由图 3.31 可以看出，过温保护信号 OTP 的电压上升到约 2.049V 时，欠压保护电路输出 UVLO 为低电平，芯片电路开始工作；输入 OTP 下降到约 1.947V 时，UVLO 为高电平，起到保护整个芯片的功能，滞回电压约为 0.102V。由仿真结果可以看到欠压保护电路成功实现了在温度超过设计温度或输入电压太低时的芯片的保护。

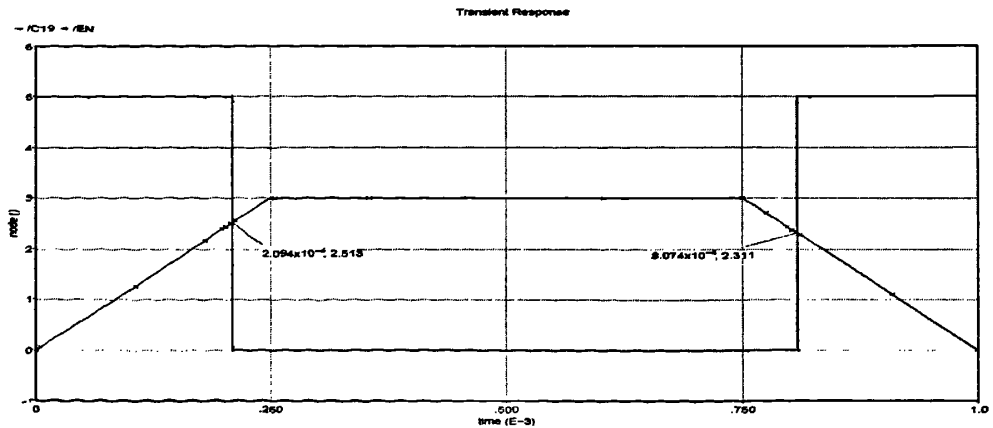


图 3.30 EN 与欠压保护电路输出的关系曲线

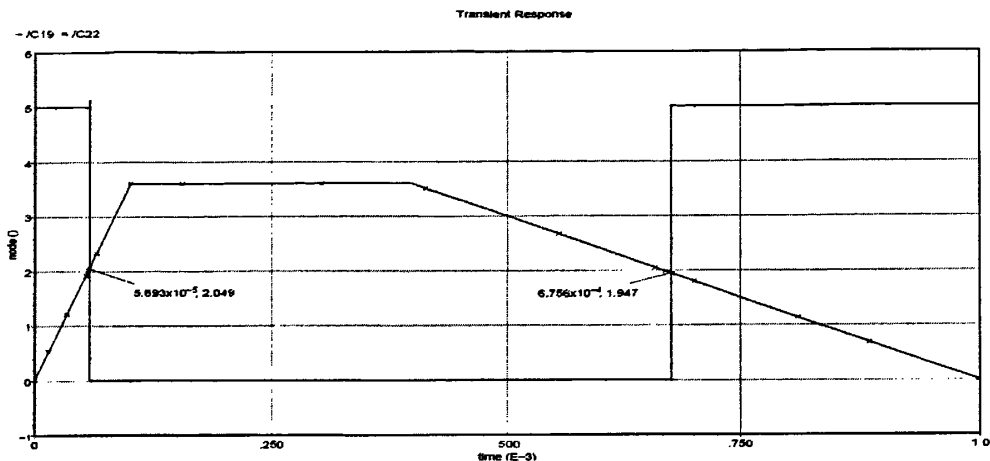


图 3.31 OTP 信号与欠压电路输出关系曲线

3.7 自举电路

为了减小功率开关管 M_1 的导通电阻 $R_{DS(on)}$ ，实现高效率 and 较低供电电压的操作，芯片中的功率开关管 M_1 做的越大越好，与此同时也使得功率管的寄生电容非常大。由于与功率管 M_1 源端连接的电感两端的电压是变化的，对于集成的电源控制芯片而言，片内的电源水平无法满足驱动功率管 M_1 的导通，因此需要根据功率管 M_1 源电压变化设计自举电路。设计的驱动电路采用以反相器为基础的锥形缓冲级 (Tapered Buffer) 以增大驱动能力，如图 3.32 所示，若 β 为反相器中 MOS 管的尺寸，则 β_n 与 β_{n-1} 之比通常取 e 到 4，可以得到驱动级的最小延时^{[27][28]}。

M_{35} 、 M_{36} 、 M_{19} 、 M_{20} 、 D_1 、 D_2 组成电平转换电路，将逻辑信号 F40 和 F67 转换成相对于电压 BS 和 SW 之间的驱动信号， M_{17} 、 M_{33} 、 R_0 、 M_{18} 、 M_{32} 构成锁存电路。由 F95 驱动的功率开关管 M_1 的电容负载很大，依据反相器级连放大的原则，增加了五级驱动，由 MOS 管 M_{31} 、 M_{23} 、 M_{30} 、 M_{15} 、 M_{29} 、 M_{14} 、 M_{28} 、 M_{13} 、 M_{27} 、 M_{12} 构成。

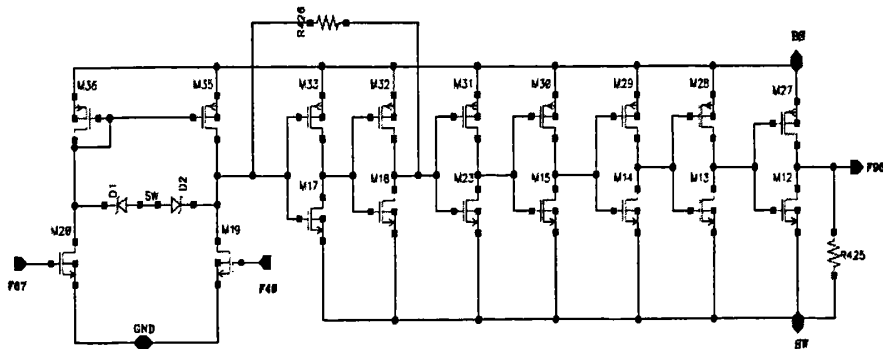


图 3.32 自举电路

图 3.33 为芯片正常工作时($V_{IN}=12V$, $V_{OUT}=6V$), 自举电路输出端 F95 与 SW 端的瞬态输出曲线, 可以看出, 自举电路的输出 F95 与 SW 端电压之差可以维持在 4.05V, 使功率管的栅源电压 V_{GS} 大于阈值电压, 自举电路成功实现了自举。

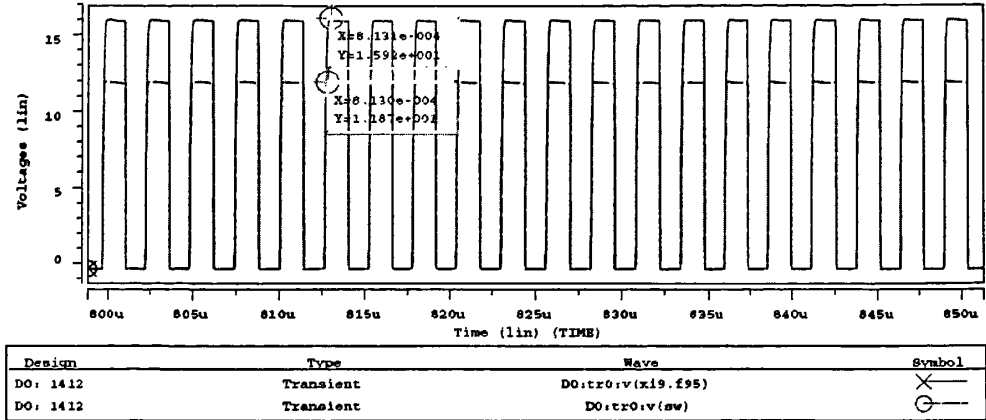


图 3.33 自举电路输出瞬态曲线

3.8 电流敏感放大电路

电流模式控制的关键是电感电流采样, 电流敏感放大电路就是用来采样功率管的电流。一方面是由于本电路的工作模式为电流型的, 另一方面是过流保护功能实现的需要。电流敏感放大电路逐周期检测流过功率开关管 M_1 的电流并经过斜坡补偿电路后反映为一个电压值, 作为电流比较器正相端的输入, 比较器反相端的输入为误差放大器的输出, 当流经 M_1 管的电流达到某一值时, 比较器状态翻转, 使得 M_1 管关断。由于集成电路功率开关管 M_1 工作在开关状态, 当 M_1 导通时, 由于漏极的高压, 将会有很大的电流流过功率管 M_1 , 如果流过功率管 M_1 的电流更大, 甚至出现短路的状态, 该电流产生的热量足以使得功率管烧坏, 所以这就要有检测电流电路。电流敏感放大电路在每个周期内检测功率开关管是否电流过大, 如果超过额定值, 在此周期内关断功率管; 如果故障消除了, 电路重新进入正常工作状态。

电流检测通常采用的方法是在所要检测电路的支路加入一个小电阻, 通过采样电阻上的压降来反映该支路上的电流^{[29][30]}。这种方法简单易行, 但这将会增加一个额外的功率损耗。为了减小由于电阻带来的额外的功率损耗, 本论文的电流检测电路是在此方法上加一小小的改进, 即根据镜像电流源的原理, 设计一个工艺和 M_1 相同的 MOS 管, 尺寸取为 M_1 的 1/50, 即该管电流为 M_1 的 1/50, 这样可以显著降低在采样电阻 R_S 上的功耗, 但与此同时采样电阻 R_S 上的压降也会变的很小, 为了克服此缺点, 这就需要电流敏感放大电路对检测电阻上的压降信号进行放大,

以方便其它电路的工作。电流敏感放大电路结构如图3.34所示。

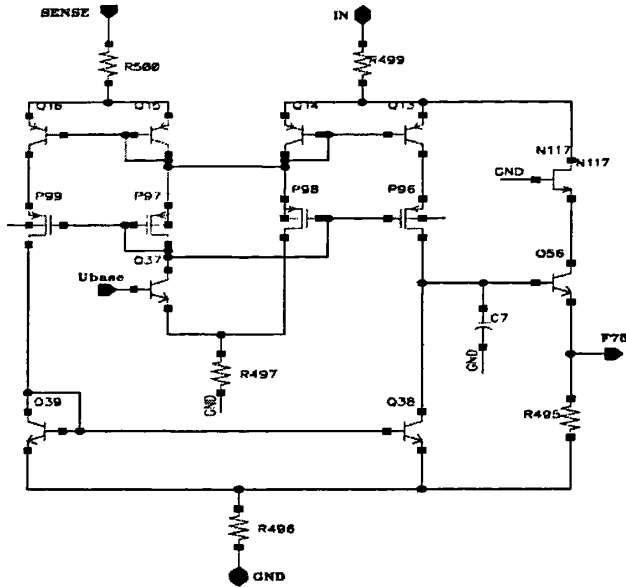


图 3.34 电流敏感放大电路

电流敏感放大电路的工作原理如下：芯片正常工作时，当基准电压 U_{base} 达到1.22V时，NPN管 Q_{37} 导通，电阻 R_{499} 、 R_{500} 、 R_{497} 与三极管 Q_{14} 、 Q_{15} 、 Q_{37} 及高压MOS管 P_{97} 组成低阻值通路，高压PMOS管 P_{96} 、 P_{97} 、 P_{98} 、 P_{99} 导通开始工作，整个放大电路开始工作。采样电阻 R_S 一端接IN，另一端接SENSE，如果输入SENSE端和IN端电平相同， R_{500} 、 Q_{16} 、 P_{99} 、 Q_{39} 、 R_{496} 形成低阻值的通路， R_{499} 、 Q_{13} 、 P_{96} 、 Q_{38} 、 R_{496} 形成低阻值的通路，电阻 R_{496} 上的压降较高，PNP管 Q_{56} 由于射极电位太高无法导通，电流敏感放大电路输出F78为低电平。如果输入端SENSE和IN电平不同，则 R_{500} 、 Q_{16} 、 P_{99} 、 Q_{39} 、 R_{496} 形成高阻值的通路， R_{499} 、 Q_{13} 、 P_{96} 、 Q_{38} 、 R_{496} 形成低阻值的通路，电阻 R_{496} 上的压降较低，PNP管 Q_{56} 导通，输出F78为高电平。

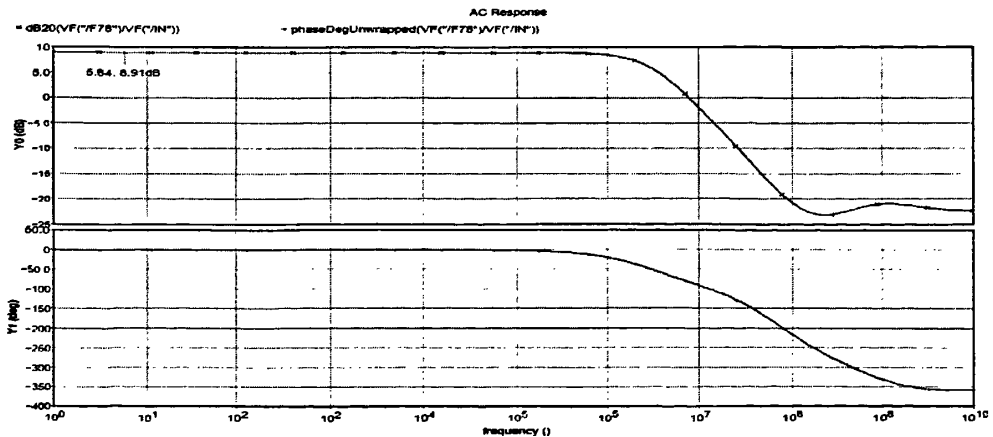


图 3.35 交流仿真曲线

图3.35为电流敏感放大电路仿真曲线，其增益为8.91dB，相位裕度大于100度。图3.36瞬态仿真结果表明，采样电阻上微小的电流经过电流敏感放大电路放大后，反映为输出电压F78很大的变化。

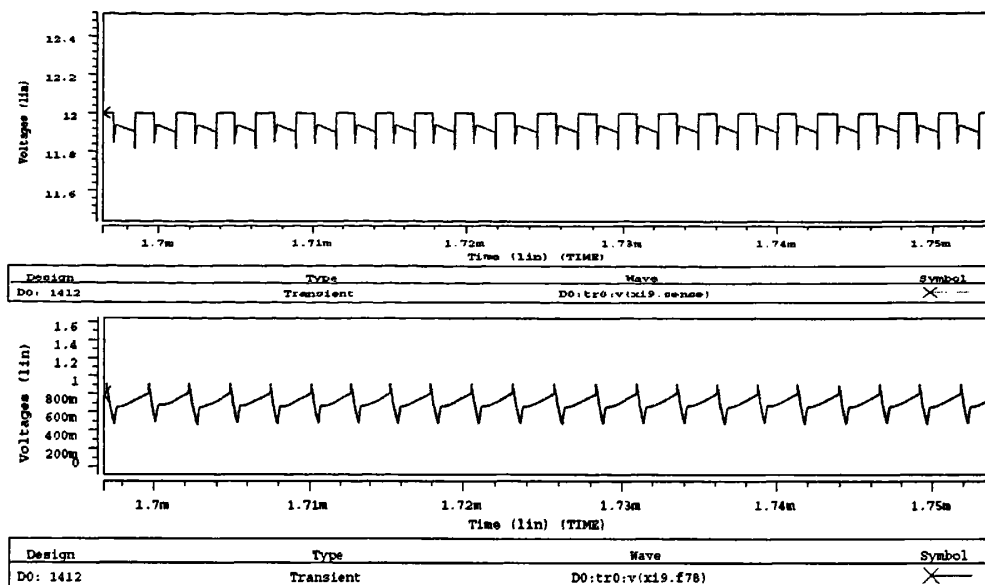


图 3.36 电流敏感放大电路瞬态仿真曲线

3.9 本章小结

本章对降压型 DC/DC 开关电源芯片内部主要模块电路，包括基准电压产生模块、比较器、振荡电路、误差放大电路、电流敏感放大电路、欠压(过温)保护电路以及自举电路进行了设计，并使用 Hspice 对各模块电路的进行了仿真。结果表明，设计的各模块电路达到了最初设计目标和功能。

第四章 DC/DC 芯片系统仿真

本章分析了芯片外围元件，采用系统仿真电路，对温度为 25℃ 时的整体电路进行功能仿真验证。本章从以下几个方面去验证电路：首先为整体功能验证与分析；然后验证了系统的瞬态响应特性；最后对系统的线性调整率响应进行仿真。

4.1 芯片外围无源器件的选择

外围无源器件包括输入电容 C_{IN} 、输出电容 C_{OUT} 、电感 L 和滤波电容 C_L ，基本上无源器件参数可以根据输入电压纹波、输出电压纹波、电感电流纹波三个电路性能确定^{[31][32]}。

首先电感纹波电流与电感最大电流的比值决定了电感大小。

$$L > \frac{V_{OUT}}{f_s \Delta i_L} \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (4-1)$$

Δi_L 是电感纹波电流峰峰值， f_s 是开关频率。一般来说，电感纹波电流峰峰值不准超过最大开关电流的30%，同时电感峰值电流不能超过最大开关电流。这里的最大开关电流指的是功率管上所能承受的最大电流。电感峰值电流表达式为：

$$i_{LP} = i_{load} + \frac{V_{OUT}}{2f_s L} \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (4-2)$$

电感值越大，电感峰值电流越小，同时电感纹波电流越小。

其次是输入电容 C_{IN} 的选择。输入电容起到了稳定输入直流电压，减小输入电压纹波的作用，输入电压纹波 ΔV_{IN} 如式(4-3)所示，

$$\Delta V_{IN} = \frac{i_{load}}{C_{IN} f_s} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (4-3)$$

输出电容 C_{OUT} 的选择。电容值可以由式(4-4)确定，根据系统对输出电压纹波的要求，选择输出电容大小。

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \left(R_{ESR} + \frac{1}{f_s C_{OUT}}\right) \quad (4-4)$$

最后是开关频率 f_s 的选择。开关频率 f_s 越高，电感电流纹波越小，电流峰值也越小，意味着功率管上承受的最大开关电流越小。同时提高开关频率还有减小输出电压纹波的作用。提高开关频率还可以增加瞬态响应时间。唯一的缺点就是功率管的开关损耗增加，降低了转换效率。

4.2 系统仿真电路

系统仿真电路如图 4.1 所示,对温度等于 25°C 时的整体电路进行功能仿真验证,仿真软件为 Cadence 下的 Hspice 仿真软件。

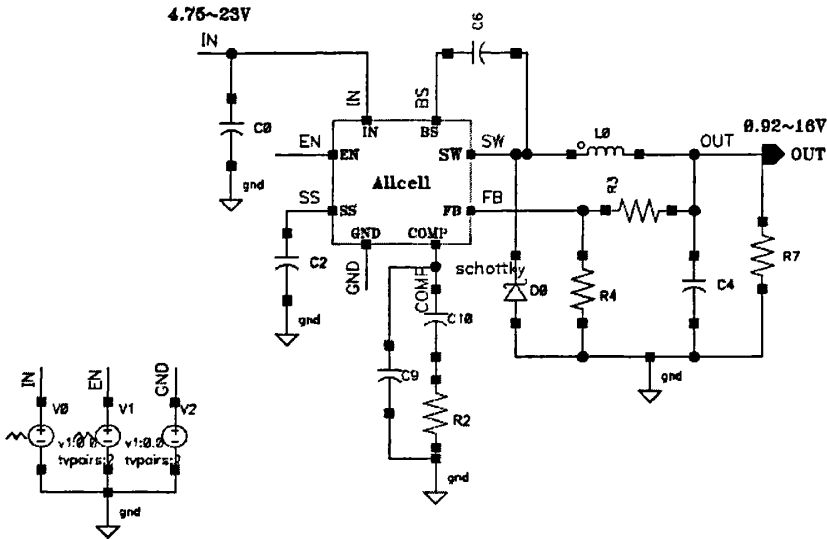


图 4.1 系统仿真电路图

在模块仿真之前,定义本次设计的降压型DC/DC开关电源芯片系统性能指标。

输入电压范围: 4.75V~23V

输出电压范围: 0.92V~16V

最大输出电流: 2A

内部时钟频率: 380kHz(正常)/240 kHz(故障)

待机电流: 23 μ A

最高转换效率: 95%

热关断温度: 160°C

4.3 DC/DC 芯片系统仿真

4.3.1 芯片功能验证仿真

根据式(2-17),通过调节应用电路电阻 R_3 及负载电阻 R_7 ,便可以得到不同的输出电压和电流。本节首先验证了输入电压为 12V(典型情况下),输出电压分别为 3.3V、6V、9.6V,占空比对应为 27.5%、50%、80%,负载电流为 1A 的情况下,芯片的输出电压及电流的变化。最后对芯片最小和最大输出电压进行了验证。

1. 占空比为 27.5%， $R_3=25.8705k\Omega$ ，输出电压为 3.3V，负载电流为 1A。

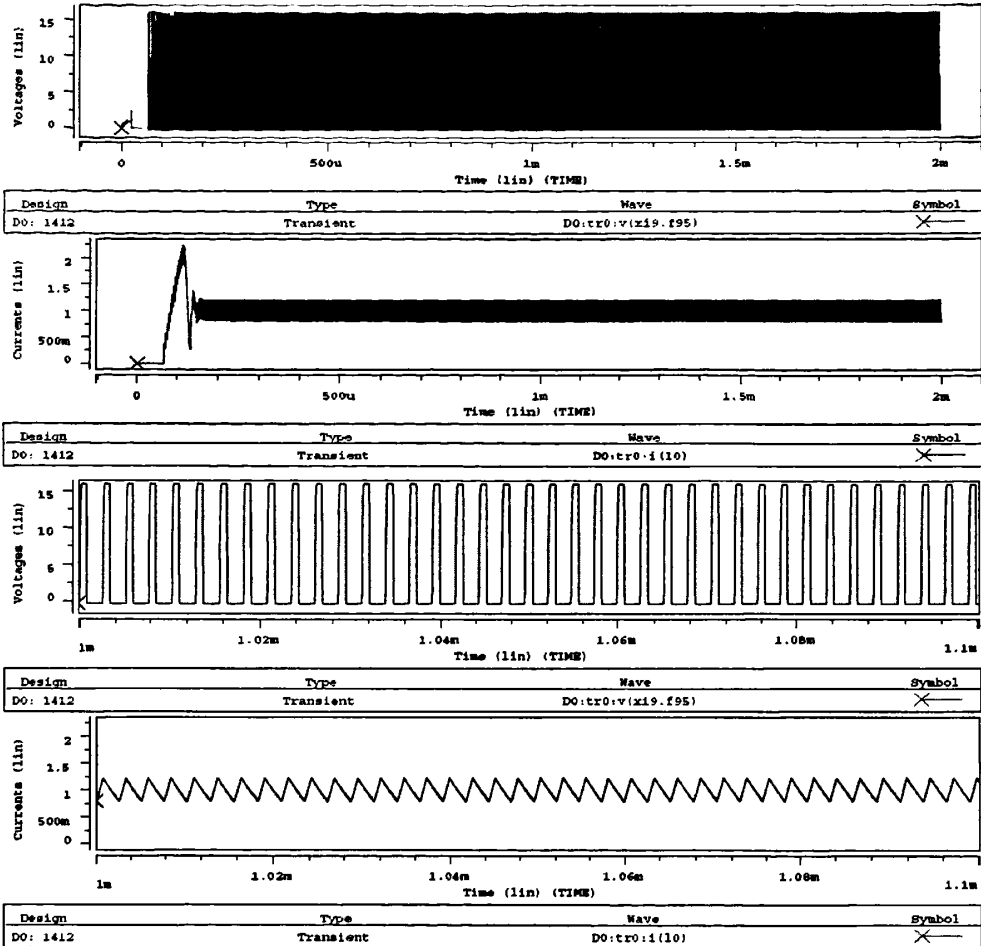


图 4.2 占空比与电感电流曲线(局部放大曲线)

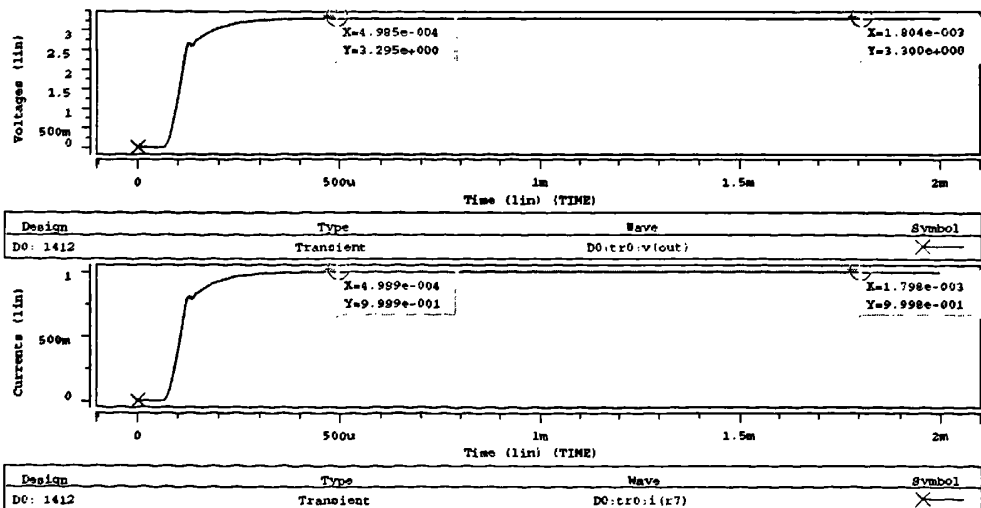


图 4.3 输出电压及输出电流仿真曲线

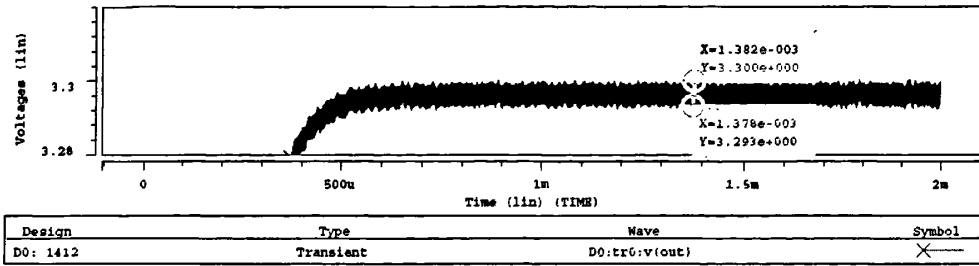


图 4.4 输出电压纹波

2. 占空比为 50%，电阻 $R_3=55.2196k\Omega$ ，输出电压为 6V，输出电流为 1A。

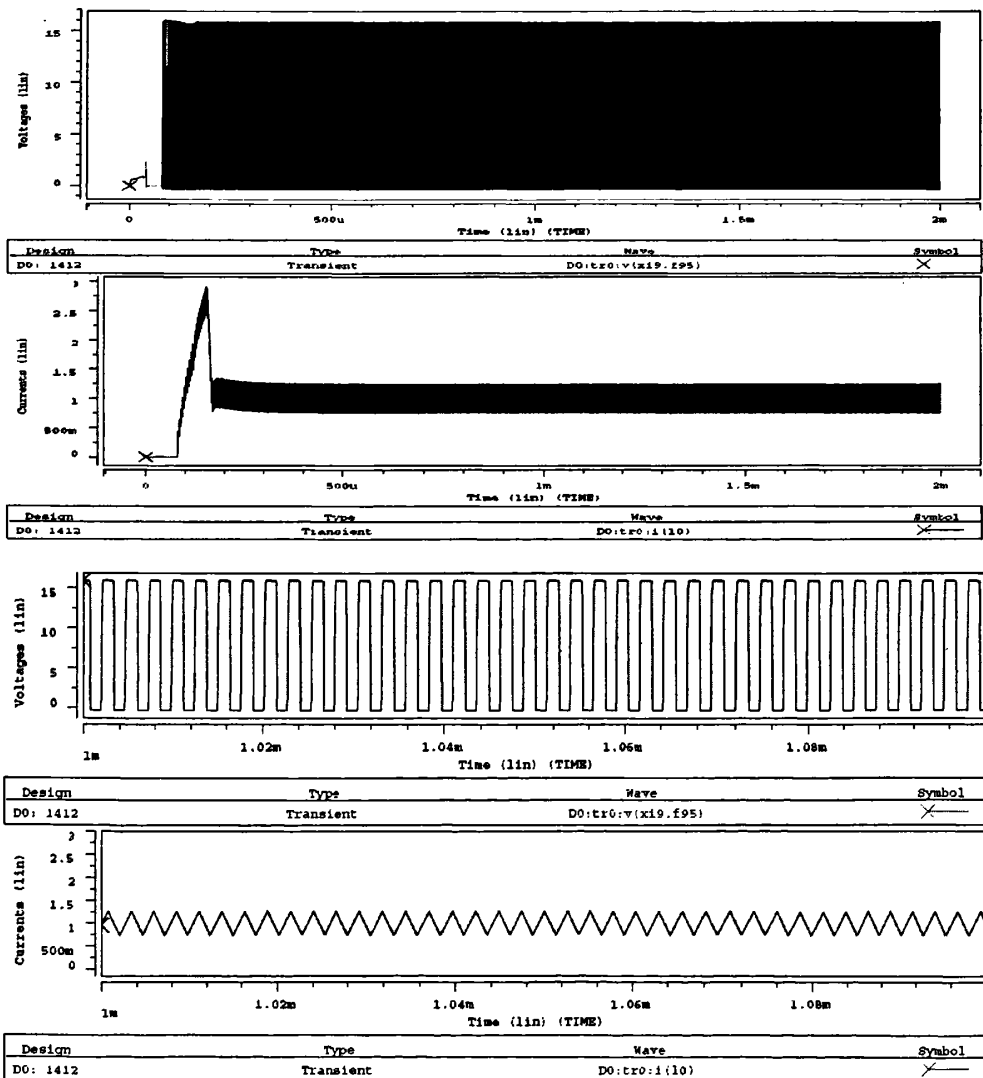


图 4.5 占空比及电感电流输出曲线(局部放大曲线)

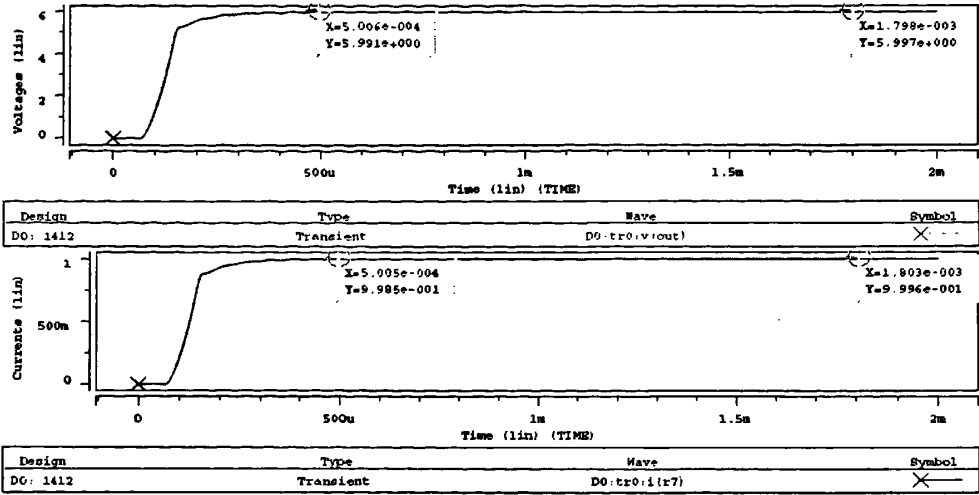


图 4.6 输出电压及输出电流仿真曲线

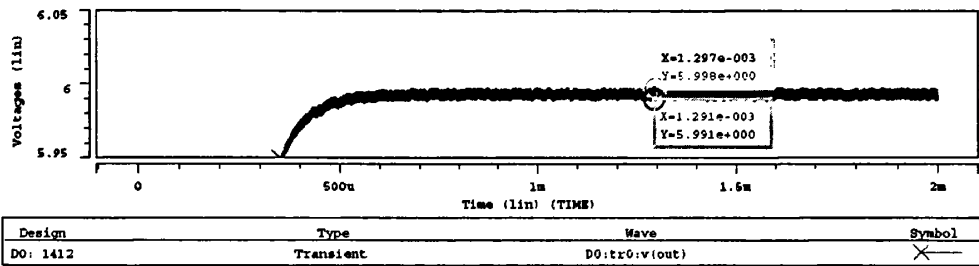
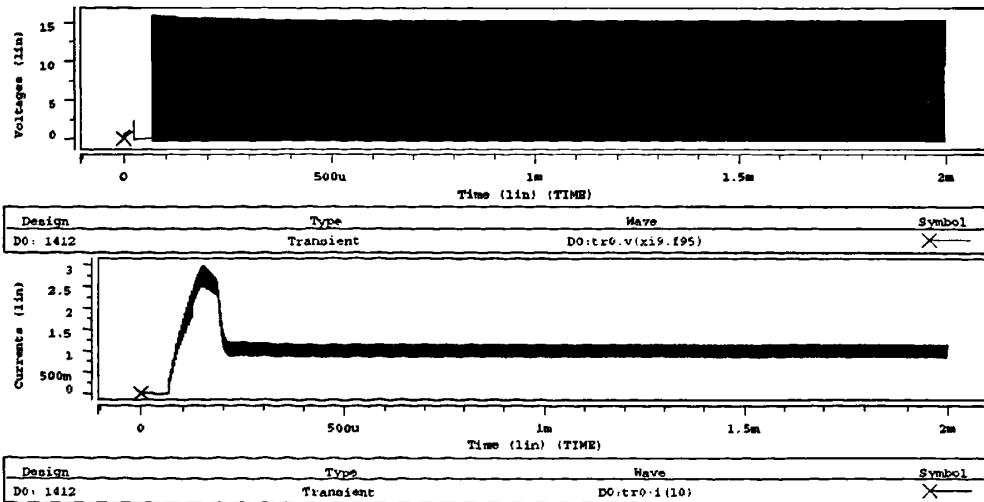


图 4.7 纹波电压

3. 占空比为 80%，电阻 $R_3=94.3516k\Omega$ ，输出电压为 9.6V，输出电流为 1A。



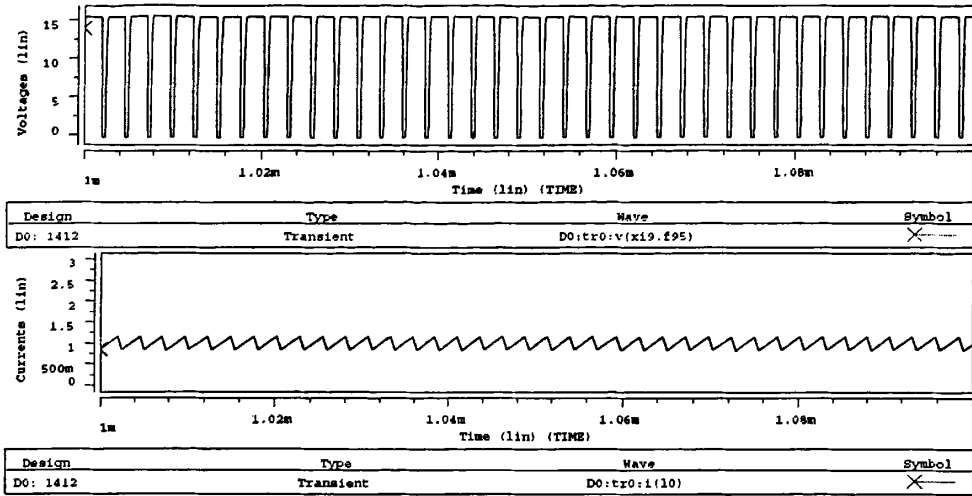


图 4.8 占空比及电感电流输出曲线(局部放大曲线)

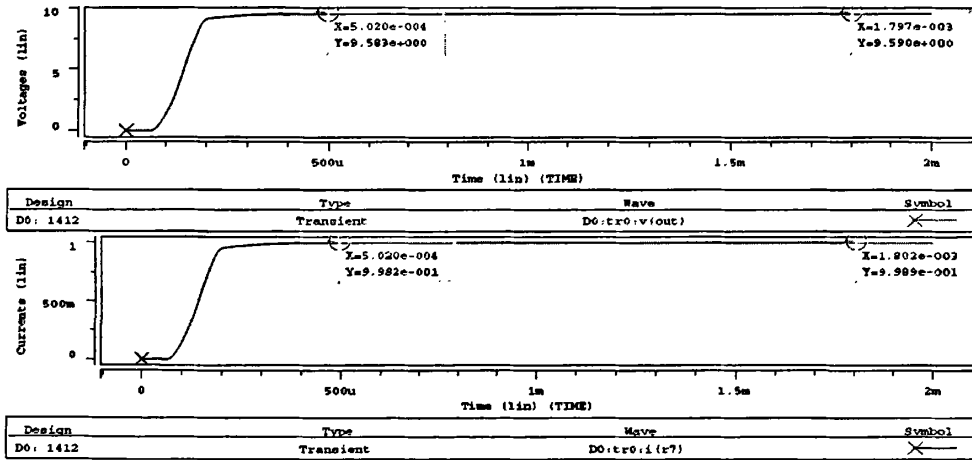


图 4.9 输出电压及输出电流曲线

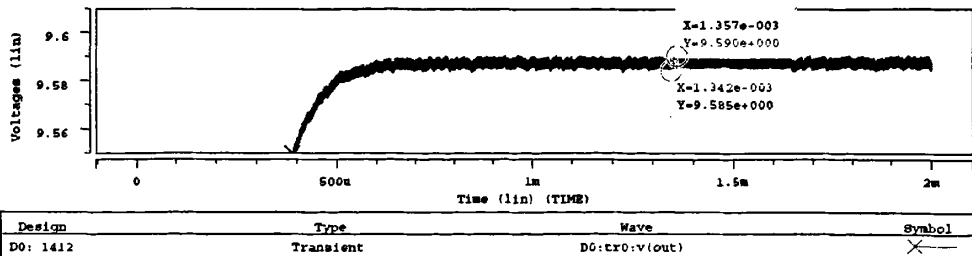


图 4.10 输出电压纹波

4. 输入电压 5V, 输出电压 0.92V, 输出电流 1A。

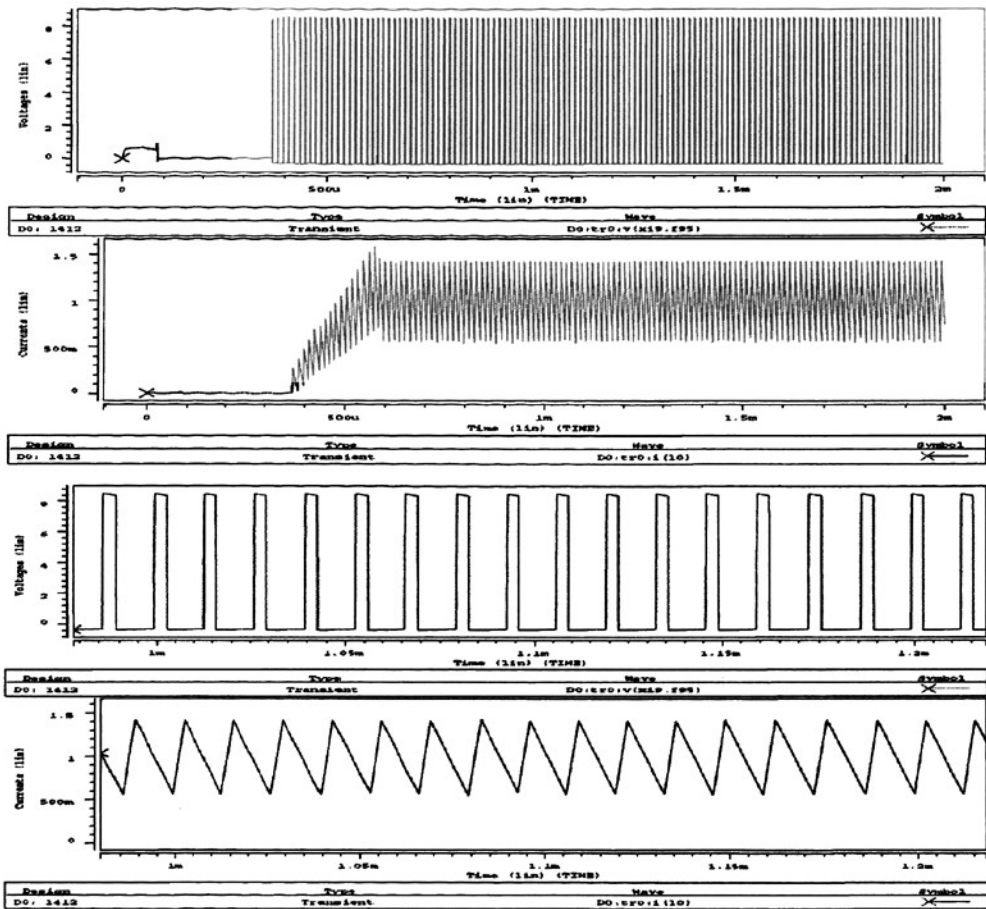


图 4.11 占空比及电感电流曲线(局部放大曲线)

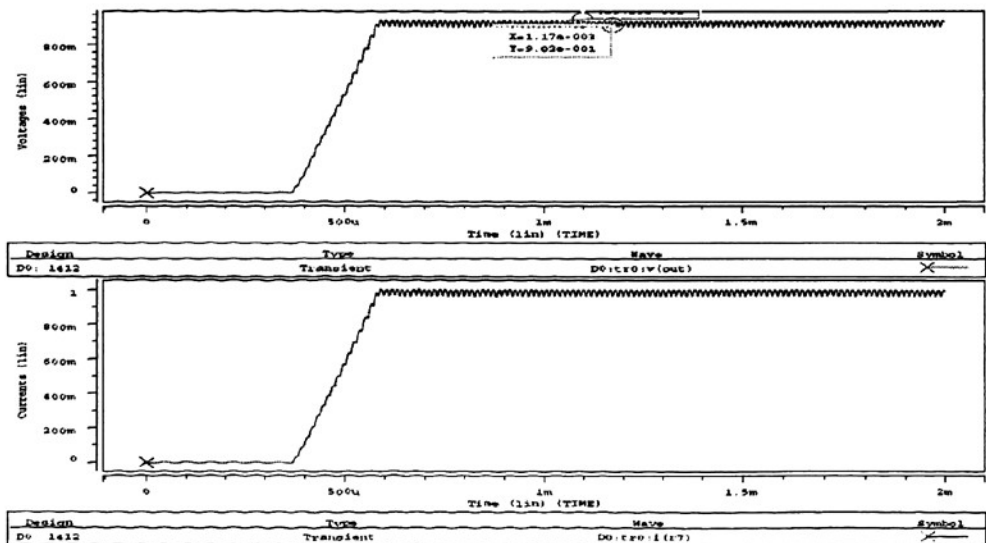


图 4.12 输出电压及输出电流曲线

5. 输入电压 20V，输出电压 16V，输出电流 1A。

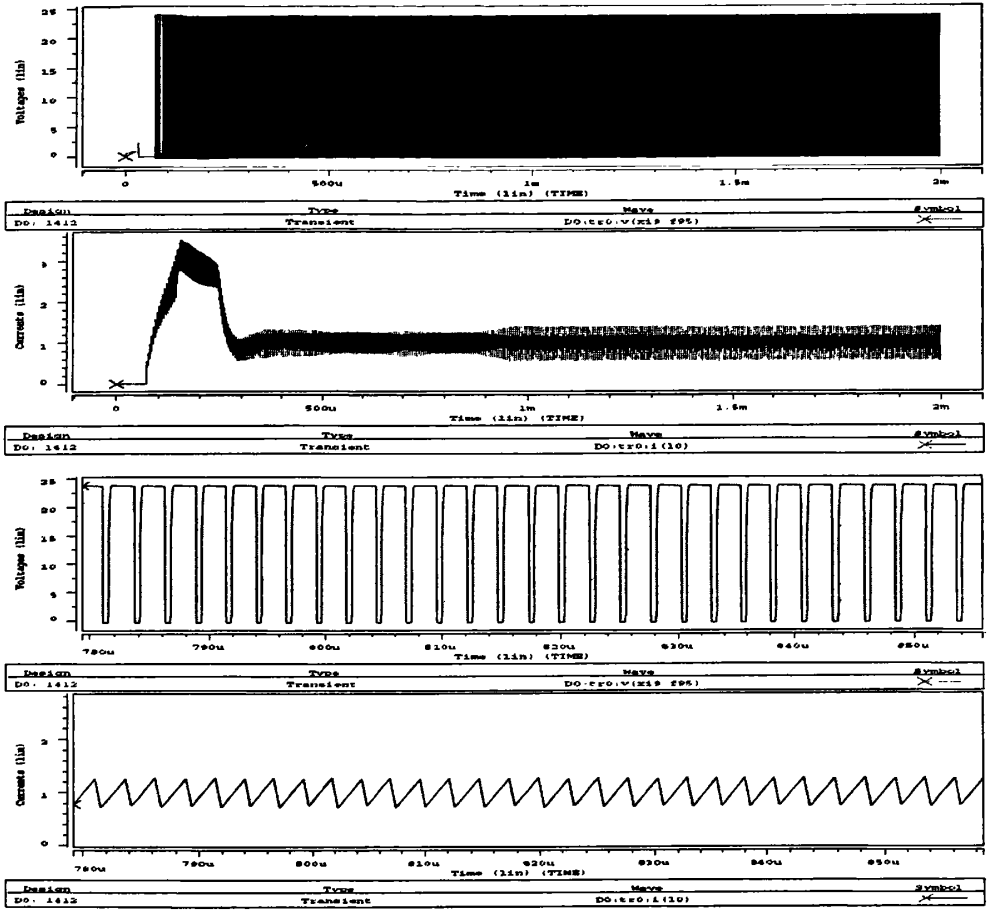


图 4.13 占空比及电感电流曲线(局部放大曲线)

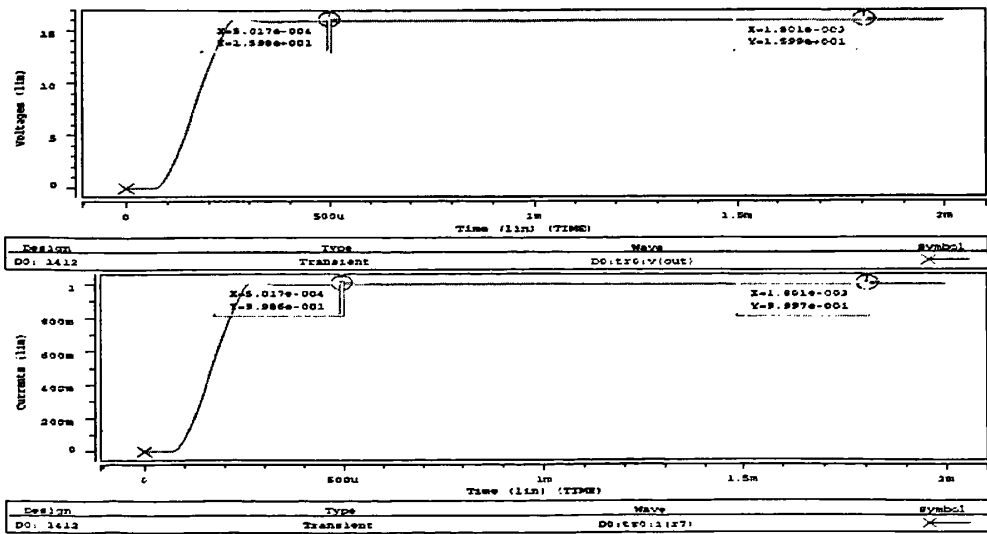


图 4.14 输出电压及输出电流曲线

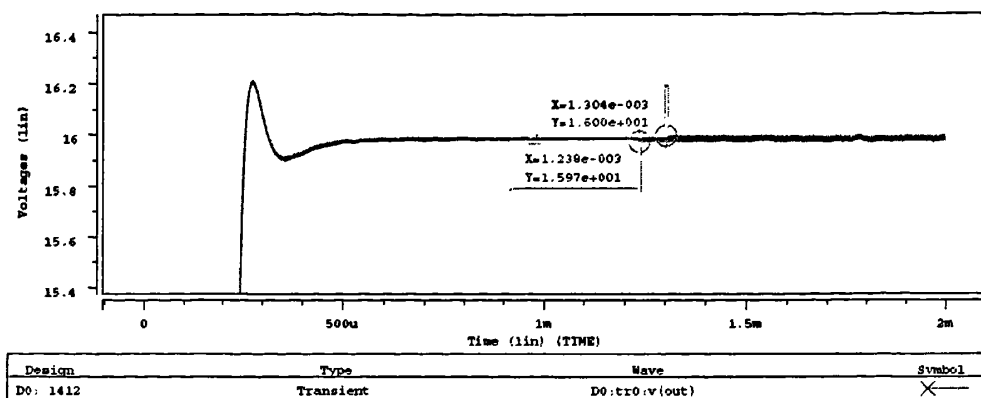


图 4.15 输出电压纹波

4.3.2 芯片线性调整率响应仿真

电源电压 V_{IN} 从 10V 瞬间变化至 15V，再经过一段时间瞬间变化至 10V，输出电压为 3.3V，输出电流分别为 2A、0A 的瞬态响应仿真波形如图 4.18~4.21 所示。有仿真结果可以看出，输出电流为 2A，电源电压由 12V~15V 变化时，输出电压 V_{OUT} 经过 100 μ s 重新稳定在 3.3V，电压瞬间幅值变化 11mV；输出电流接近 0A，电源电压由 12V~15V 变化时， V_{OUT} 变化非常小，只是纹波电压增大了约 2mV。由轻载和重载仿真结果证明，该芯片具有良好的线性调整率响应特性。

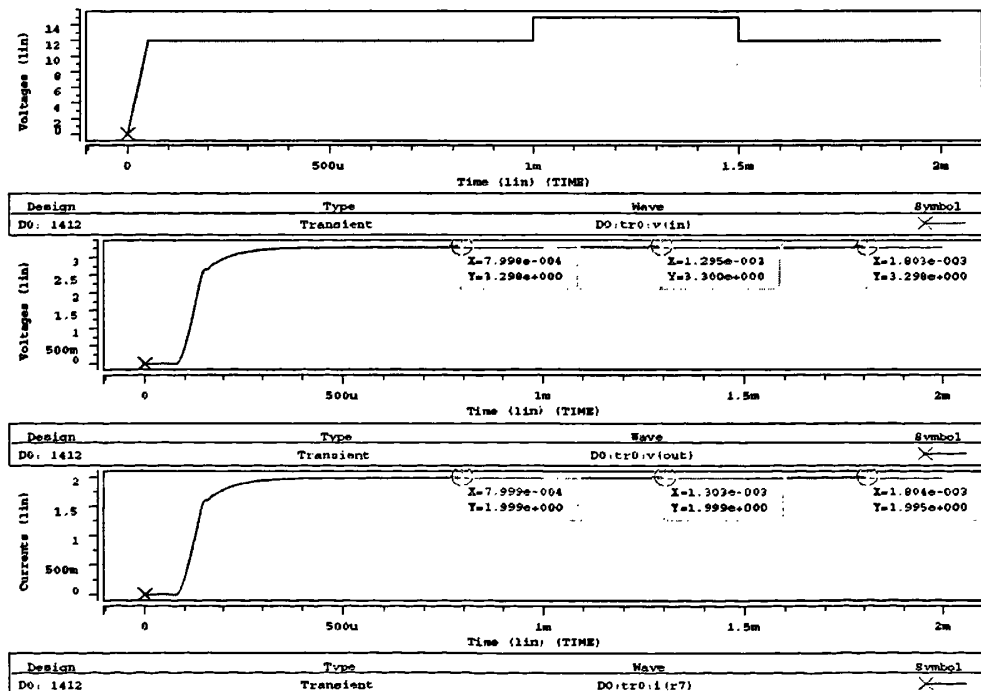


图 4.16 负载调整能力仿真曲线($I_{OUT}=2A$)

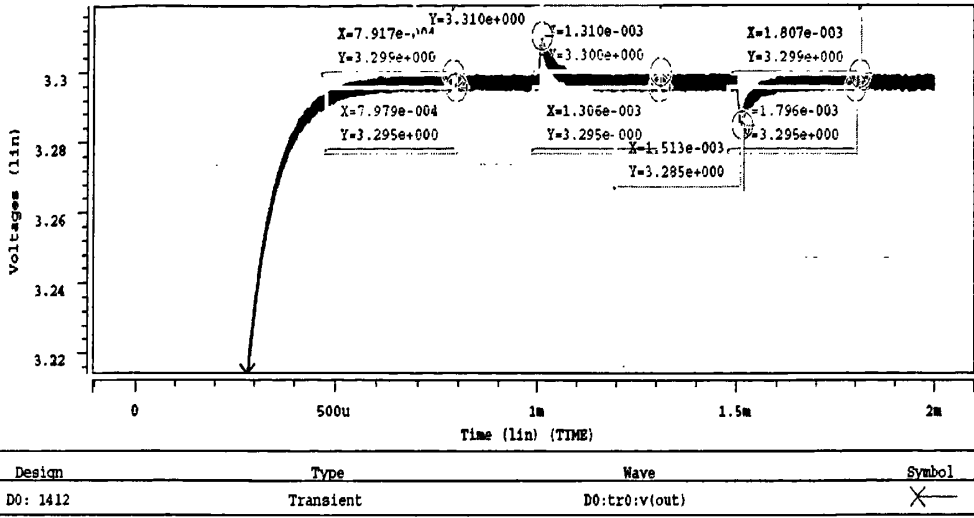


图 4.17 纹波电压

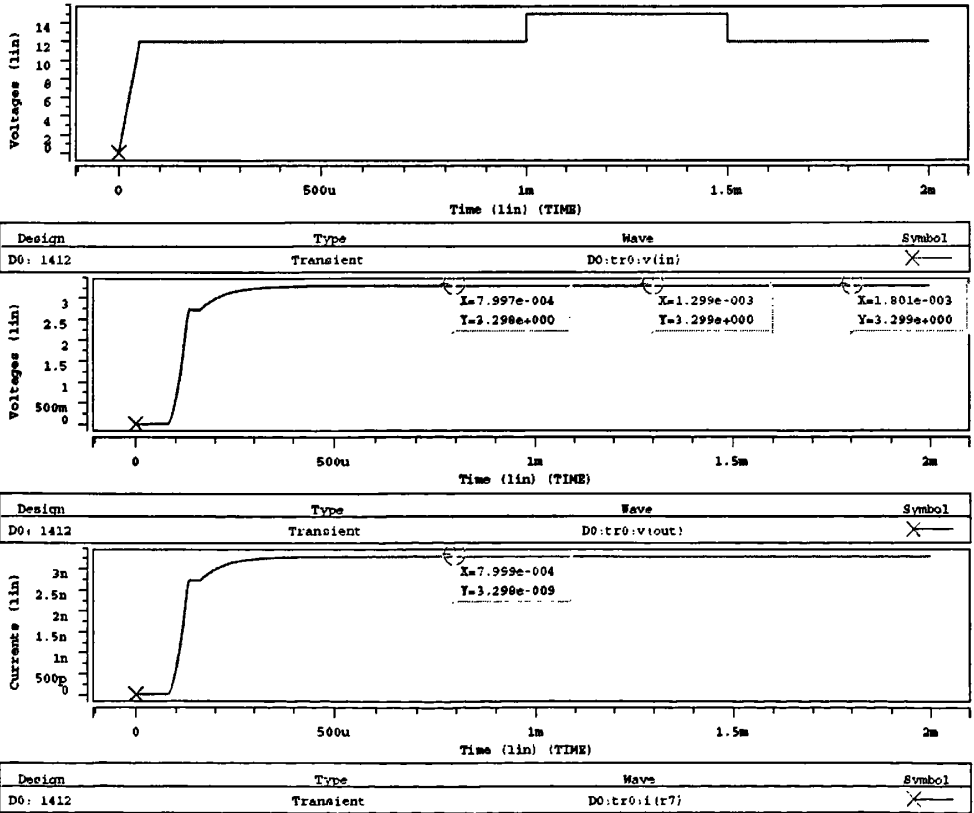


图 4.18 负载调整能力仿真曲线($I_{OUT}=0A$)

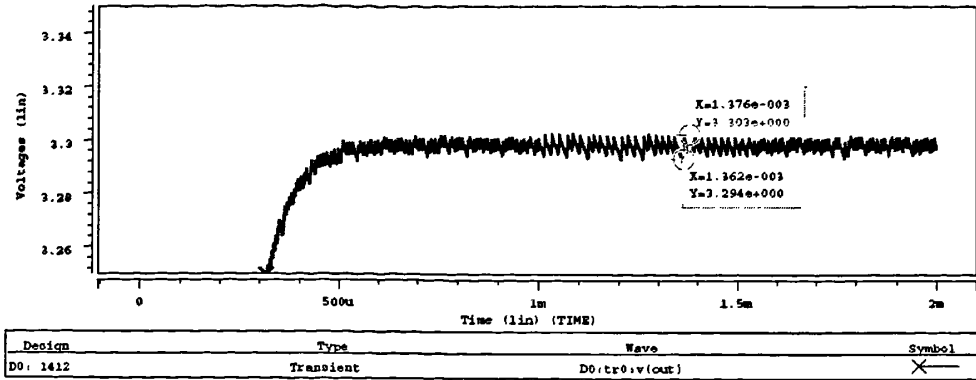


图 4.19 纹波电压

4.3.3 芯片负载瞬态响应仿真

输入电压 12V，调节输出电压为 6V，通过数字控制信号，实现负载电阻突变的仿真环境。负载电流 I_{OUT} 从 0.75A 瞬间变化至 1.5A，再经过一段时间瞬间变化至 0.75A。由仿真结果可以看到，在负载电流由 0.75A~1.5A 变化时，输出电压 V_{OUT} 经过 100 μ s 重新稳定在 6V，电压瞬间幅值变化 11mV。仿真结果证明该电路具有良好的瞬态响应特性。

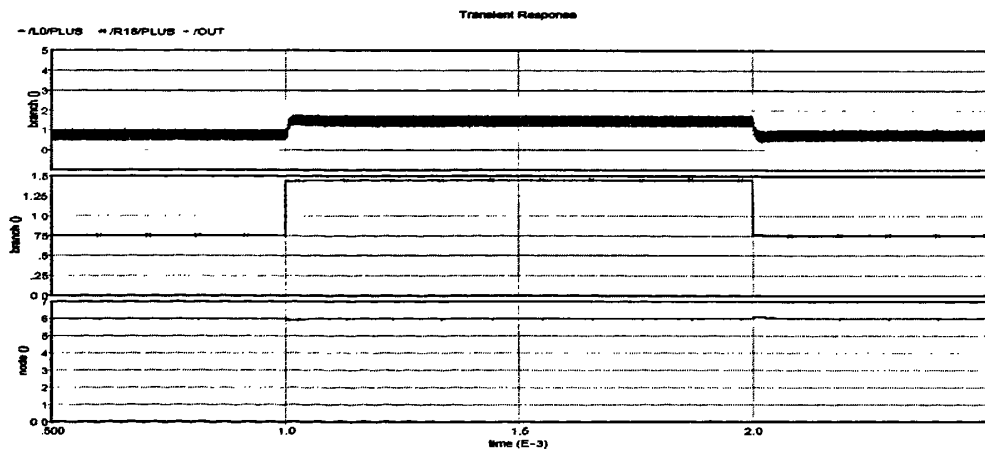


图 4.20 负载瞬态响应曲线

此外，由于负载电容 C_4 不可避免的存在 ESR(Equivalent Series Resistance)，在 C_4 下串联一个 50m Ω 的电阻来模拟电容 C_4 的 ESR 对系统的影响。在输入电压 12V，输出电压 3.3V，输出电流 1A 的情况下，得到的仿真结果如图 4.21。在 ESR=50m Ω 的情况下，输出电压的纹波电压为 21mV，为 ESR=0 时的 3 倍。

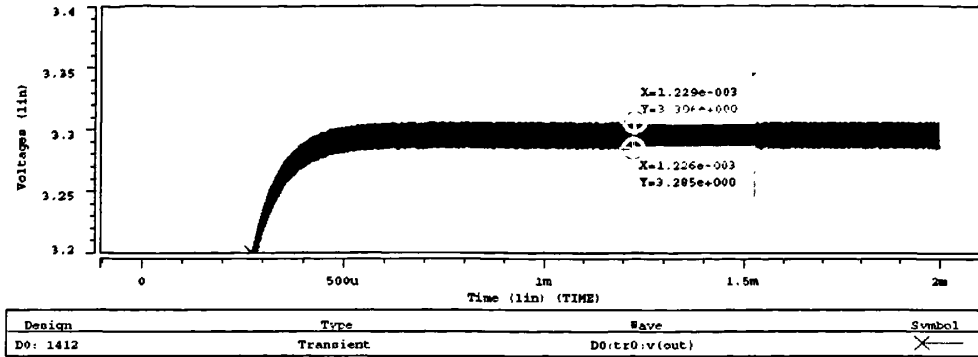


图 4.21 ESR=50mΩ 时芯片纹波电压

4.4 本章小结

本章使用 Cadence 下的 Hspice 对芯片进行了系统的仿真，主要包括不同占空比和输出电流的仿真、当输入电压突变时输出电压及电流的仿真、当负载电阻突变时输出电压及电流的仿真等等。芯片以不同占空比工作时的仿真曲线如图 4.2~4.15 所示，可以得到输出电压达到稳定的时间约为 500μs，系统纹波电压较小，如表 4.1 所示。

表 4.1 系统输出纹波电压

输入电压(V)	输出电压(V)/电流(A)	输出电压范围(V)	纹波电压(mV)
5	0.92/1	0.902~0.919	17
12	3.3/1	2.292~3.300	8
	6.0/1	5.990~5.998	8
	9.6/1	9.585~9.590	5
20	16/1	15.976~15.989	13

在输入端电压由 10V~15V 跳变及负载电阻阻值发生跳变时，输出电压的瞬间幅值变化在 11mV 左右，经过 100μs 重新稳定，说明该芯片的调整能力良好。此外，在考虑负载电容的 ESR 的情况下，芯片输出电压纹波变大，因此，在芯片应用电路中应选用低 ESR 的陶瓷电容。

综上所述，在输入电压在 4.75V~23V 时，芯片输出电压 0.92V~16V，输出电压纹波较小，最大输出电流 2A。同时，芯片具有良好的线性调整能力及负载瞬态响应。本文设计的降压型 DC/DC 开关电源芯片达到了设计指标。该芯片目前已使用 BCD 工艺流片成功，芯片版图面积为 1.3μm×1.3μm。

第五章 结论与展望

近年来, DC/DC开关变换器以其转换效率高、稳压范围宽、功率密度比大、重量轻、灵活的正负极性和升/降压方式等优点, 广泛应用于电子产品中, 如笔记本电脑、移动电话、寻呼机、PDA等。开关变换器的总体发展趋势为: 高频化技术、软开关技术、PFC, 模块化技术及低输出电压技术等。本文研究了DC/DC开关电源芯片的工作原理, 设计了BUCK型DC/DC开关电源芯片模块电路, 对芯片的功能进行了验证。验证结果表明芯片达到了设计指标。本文的主要工作和结论如下:

1. 研究了 DC/DC 转换器的基本原理, 以降压型转换器为重点, 分析了其控制模式, PFM 模式、PWM 模式和 PWM/PFM 混合模式。并对 PWM 模式下的电压模式和电流模式的工作原理进行了详细的研究, 针对两者的特点选取了本文使用的控制模式。

2. 分析了 BUCK 型 DC/DC 开关电源芯片的模块构成与工作原理, 针对电流型 PWM 控制模式的特点, 对系统稳定性进行了详细的分析, 得到了通过斜坡补偿与系统频率补偿来解决系统的不稳定问题。

3. 设计了基准电压产生模块、振荡电路、比较器、误差放大器、保护电路、自举电路、电流敏感放大电路等芯片内部主要模块电路, 通过对模块电路的仿真与调试, 使各模块电路达到了设计要求。

4. 完成了设计一款降压型 DC/DC 开关电源芯片, 采用电流型 PWM 控制模式, 并通过 Cadence 下的 Hspice 软件对芯片进行了系统的仿真, 仿真结果表明该芯片达到了设计指标, 同时具有高效低功耗、低压大电流、外围电路简单的特点, 可应用于分布式电源系统、DSL 调制调解器、电池充电器等。

通过本次课题的设计实践, 使我得到了进一步的锻炼, 加深了 IC 设计知识。但由于研究时间较短及本人水平和经验的限制, 本次设计还有很多不足之处, 主要有以下几个方面:

1. DC/DC 开关电源芯片在轻载情况下 PWM 的转换效率较低, 这需要在引入 PFM 控制方式来加以解决。国外已经有很多 PWM/PFM 两种模式自动切换的产品(如 NCP1530 等), 希望在今后能够在芯片中加入自动检测电流功能, 当负载电流低于阈值电流时, 芯片转入 PFM 工作模式; 当负载电流大于阈值电流时, 芯片转入 PWM 工作模式, 从而实现 PWM/PFM 的自动切换, 达到最大负载范围内转换始终保持较高的转换效率。

2. 在芯片中集成一些辅助保护电路, 如过压保护、零电流检测等, 使芯片功能更加完善, 应用范围更加广泛。

3. 在设计中考虑各模块出现故障的时的应对不够, 导致在中测过程中出现了过温保护电路提前锁死电路的情况, 这需要自己以后多积累经验。

致 谢

值此论文完成之际，谨向给予我指导、关心和帮助的人们表示最衷心的感谢。

首先深深地感谢我的导师刘红侠教授。从我上研究生开始，一直得到刘老师无微不至的关心和指导，才使我得以顺利完成本论文。刘老师严谨的治学态度以及崇高的导师风范给我留下了难以磨灭的印象，为我树立了一个光辉的榜样。

其次要感谢朱樟明副教授及西安民展微电子的全体同事们，从项目的开始到结束，公司设计部经理雷晗及副经理刘洪涛、副经理白少波等给我提供了指导和帮助，与他们的交流使我受益匪浅，还有孙国英、周晶晶等给了我很大帮助。

还感谢我的父母和家人。没有他们对我无微不至的照顾和支持，没有他们无私的奉献，就不会是现在的我。他们是我不断求学上进的力量源泉！

感谢西电微电子学院的陈春鹏、吴欣瑞、陈鹏、董晋平、尹维科、韩业奇、黄炜炜等所给予的帮助。

参考文献

- [1] 赵建统, 薛红兵, 梁树坤. 谈当今电源产业及电源技术的发展趋势. 电源技术应用, 2004. Vol. 7, No.11. pp: 689-692.
- [2] 中国电源管理芯片市场现状与趋势. 赛迪顾问半导体产业研究中心. 2008,01.
- [3] Abraham I. Pressman. Switching Power Supply Design (Second Edition). 电子工业出版社, Sep.2005. pp: 7-16, pp: 97-110.
- [4] Fang Lin Luo, Hong Ye. Small Signal Analysis of Energy Factor and Mathematical Modeling for Power DC-DC Converters. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Jan. 2007. Vol. 22, No.1. pp: 69-79.
- [5] Luo F. L., Ye H. Energy Factor and Mathematical Modeling for Power DC/DC Converters. IEE-Proceedings on EPA, Mar. 2005. Vol.152, No. 2. pp: 191-198.
- [6] Lioyd H Dixon .Jr. Current-Mode Control of Switching Power Supplies. TI Application Report SLVA061. Inc. 2001.
- [7] VATCHE VORPERIAN. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode. IEEE TRANSACTION ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, May 1990. Vol.26, No.3. pp: 497-505.
- [8] 王凤岩. 开关电源控制方法的研究. 西南交通大学硕士论文, 2001.
- [9] Sharma R., Hongwei Gao. A new DC-DC converter for fuel cell powered distributed residential power generation systems. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006.
- [10] Raymond B. Ridley. A New Continuous-Time Model For Current-Mode Control. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Apr. 1991. VOL.6, NO.2. pp: 271-280.
- [11] Brian Lynch. Current-Mode Vs. Voltage-Mode Control in Synchronous Buck Converters. Texas Instruments Incorporated.
- [12] Palma L., Enjeti P. A Modular Fuel Cell, Modular DC-DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability. Power Electronics Specialists Conference, 2007. pp: 2633-2638.
- [13] PRACTICAL CONSIDERATIONS IN CURRENT MODE POWER SUPPLIES. UNITRODE CORPORATION APPLICATION NOTE.
- [14] 高原, 邱新芸, 汪晋宽. 峰值电流控制开关电源斜坡补偿的研究. 仪器仪表学报, 2003.08. No.8. pp: 118-120.

- [15] 来新泉, 郭仲杰, 张倩. 可提高Buck型DC/DC转换器带载能力的斜坡补偿设计. 微电子学, 2007.02. Vol.37, No.1. pp: 33-37.
- [16] Cancellation of Slope Compensation Effect on Current Limit. United States Patent. Patent NO: US 6,611,131.
- [17] Hong Wei Huang, Hsin Hsin Ho, Chia Jung Chang. On-Chip Compensated Error Amplifier for Fast Transient DC-DC Converters. IEEE International Conference, May 2006. pp: 103-108.
- [18] 曹玉, 李玉山, 来新泉等. 集成开关稳压器片内频率补偿电路的实现. 西安电子科技大学第二届研究生学术年会论文集, 2004.
- [19] Cadence Component Description Format User Guide.2000.
- [20] Synopsys Hspice User's Manual. 2007.
- [21] 毕查德·拉扎维著. 陈贵灿, 程军, 张瑞智译. 模拟 CMOS 集成电路设计. 西安 交通大学出版社, 2003. pp: 309-314.
- [22] 高工, 许刚. 精密基准电压源的设计思路与应用考虑(上). 模拟器件天地, 1999. No.6. pp: 9-11.
- [23] P.E.艾伦, D.R.霍尔伯格著. 王正华, 叶小琳译. CMOS 模拟电路设计. 科学出版社, 1995. pp: 313-337.
- [24] Lu Jiaying, Wu Xiaobo. A Novel Piecewise Linear Slope Compensation Circuit in Peak Current Mode Control. IEEE Conference, Dec. 2007. pp: 929-932.
- [25] Palma L., Todorovic M.H., Enjeti P. Design considerations for a fuel cell powered dc-dc converter for portable applications. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006.
- [26] Luo F. L., Ye H. Energy Factor and Mathematical Modeling for Power DC/DC Converters. IEE-Proceedings on EPA, Oct.2003. Vol.152, No. 2. pp: 191-198.
- [27] Kursun V., Narendra S.G. Monolithic DC/DC converter analysis and MOSFET gate voltage optimization. International Symposium, Mar. 2003. pp: 279-284.
- [28] Zhu, M., Luo, F. L.. Series SEPIC implementing voltage-lift technique for DC-DC power conversion. Power Electronics, Mar. 2008. Vol.1. pp: 109-121.
- [29] J. Wei, F.C. Lee. A novel soft-switched high-frequency high-efficiency high-current 12V voltage regulator. In Proc. IEEE APEC, 2003.
- [30] K. Yao, Y. Meng and F.C. Lee. Control bandwidth and transient response of buck converters. In Proc. IEEE PESC, 2002. pp: 137-142.
- [31] 陈卢, 石秉学, 卢纯等. 高效率同步整流式开关电源脉宽调制芯片的实现. 电子学报, 2000.12. Vol.28, No.12. pp: 64-67.
- [32] 刘树林, 赵新毅, 刘健. 基于变频保护功能的单片DC-DC变换芯片研制. 电力电子技术, 2004.12. Vol.38, No.6. pp: 97-100.

研究成果

参加科研情况：

参加公司产品项目“BUCK 型 DC/DC 转换器”，本人完成部分模块电路的设计与仿真，进行芯片设计指标的验证，该芯片已流片成功。