

代 号	10701	学 号	1111122908
分 类 号	TN4	密 级	公开
U D C		编 号	

题（中、英文）目 高效率升压型 DC-DC 转换器设计

The Design of a High-Efficiency Boost DC-DC Converter

作 者 姓 名 陈炳满 学校指导教师姓名职称 吕红亮 教授

工 程 领 域 软件工程 企业指导教师姓名职称 王 蒙 高工

论 文 类 型 工程设计 提交论文日期二〇一四年一月



## 西安电子科技大学 学位论文独创性声明

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，本人承担一切法律责任。

本人签名：\_\_\_\_\_

日 期：\_\_\_\_\_

## 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）

本学位论文属于保密，在 年解密后适用本授权书。

本人签名：\_\_\_\_\_

导师签名：\_\_\_\_\_

日 期：\_\_\_\_\_

日 期：\_\_\_\_\_



## 摘要

随着移动终端设备的大量涌现，产品中不可或缺的开关电源芯片的需求量急剧上升。产品功能的增多与屏幕尺寸的不断增大使得耗电量增大。而供电电池容量的相对固定使得待机时间明显缩短。所以通过提高电源的转换效率来延长电池的使用寿命已成为电源芯片设计的主要追求目标之一。

直流-直流变换器因具有高输出功率、良好的稳定性、较高的转换效率、可升压的优点而成为依靠电池供电的便携式电子产品中电源系统的首选。而线性稳压器在输入输出电压差较高，需要输出电流较大的整机中，转换效率非常低，对延长电池的使用时间显然是不利的。同时，在需要输出电压比输入电压大的场合，线性稳压器是无法实现的。因此，设计出一款高效率的升压式 DC-DC 变换器是非常必要的。

本文分析了各种不同拓扑结构的 DC-DC 转换器的基本原理、系统结构、功率损耗源及提高效率的技术。在此基础上，设计了一款峰值电流模式控制，结合并联不同尺寸开关管的技术，同时实现 PWM/PFM 双模式调制自动切换功能的高效率同步升压型变换器芯片。根据负载电流的大小，此 Boost 转换器可以实现在脉宽调制模式与脉频调制模式之间自动切换，同时自动选取最优的开关管尺寸，使得在全负载范围内实现高效率转换。

本文详细分析了各个模块电路的原理及具体的设计过程，最后由这些模块构成一个完整的系统，并对其进行模拟调试。测试表明系统能正常工作，达到预期的性能指标要求。在负载电流为 1mA~500mA 时，效率达到 80% 以上，最高效率可达到 95%。

**关键词：升压型转换器 电流控制模式 脉宽调制 脉频调制 高效率**

---

## Abstract

With the emergence of mobile devices in large numbers, power management chip demand, which is indispensable in the products, has a sharp rise. The enlarged screen size and rich functionality make the power consumption increased. But the relatively fixed capacity of the battery shortens the standby time. So increasing the power conversion efficiency to extend the battery life has become one of major goals in power chip design.

DC-DC converter with its advantages of high conversion efficiency, large output power, good stability and boost ability, is widely used in portable electronic products. The linear regulator has low conversion efficiency when the input-output voltage has a large drop and the output current is large in the system, which is clearly detrimental for extending battery usage time. Meanwhile, when the output voltage is higher than the input voltage, linear regulators cannot achieve. Therefore, it is very necessary to design a high-efficiency step-up DC-DC converter.

The basic principles, system architecture and sources of power consumption of various DC-DC converter topology are elaborated and the technology of improving the efficiency is analyzed in this paper. A high-efficiency peak current control mode synchronous Boost converter chip is designed on this basis, using parallel switch in different size technology, and achieving dual-mode PWM/PFM automatic switching function. Depending on the load current, the Boost converter can automatically switch between PWM mode and PFM mode, and automatically select the optimal size of the switch, so that to achieve high conversion efficiency over the entire load range.

This paper analyzes the principle of each module and specific circuit design process. Finally form a complete system consisting of these modules and simulate and debug it. Simulation results show that the system can work to achieve the desired performance requirements. In the load current 1mA ~ 500mA, the efficiency is higher than 80% and the highest efficiency can reach 95%.

**Keyword: Boost Current-mode control PWM PFM High efficiency**

---



# 目录

<b>第一章 绪论</b>	1
1.1 高效率 Boost 转换器的研究背景及电源管理的发展趋势	1
1.2 高效率 Boost 型转换器的研究现状	2
1.3 研究的目的是和意义	3
1.4 论文的主要工作及组织结构	4
<b>第二章 DC-DC 转换器的理论基础概述</b>	5
2.1 DC-DC 转换器的不同拓扑结构分析	5
2.1.1 Buck 型转换器的拓扑结构及原理分析	5
2.1.2 Boost 型转换器的拓扑结构及原理分析	7
2.1.3 Buck-Boost 型转换器的拓扑结构及原理分析	10
2.1.4 Cuk 型转换器的拓扑结构及原理分析	12
2.2 DC-DC 转换器的调制模式分析	13
2.2.1 脉冲宽度调制模式 (PWM)	13
2.2.2 脉冲频率调制模式 (PFM)	14
2.2.3 混合调制模式 (PWM/PFM)	15
2.3 DC-DC 转换器的控制模式分析	15
2.3.1 电压模式控制	15
2.3.2 电流模式控制	16
<b>第三章 Boost 型转换器的损耗来源研究及提高效率的技术</b>	19
3.1 Boost 型转换器的功率损耗源	19
3.1.1 导通损耗	19
3.1.2 驱动损耗	21
3.1.3 开关损耗	21
3.1.4 体二极管导通损耗	21
3.1.5 静态损耗	22
3.2 提高效率的技术	22
3.2.1 同步整流技术	22
3.2.2 多模式工作方式	23
3.2.3 不同尺寸开关管并联	23
3.2.4 动态改变驱动电压	23
3.2.5 同步整流的死区时间控制	24
3.2.6 减小各模块静态电流	25

<b>第四章 开关管宽度可变的 PWM/PFM 双模式升压型转换器的分析与设计</b>	<b>27</b>
4.1 系统功能及指标分析与设计	27
4.1.1 系统功能及指标要求	27
4.1.2 系统分析与整体方案设计	27
4.2 误差放大器的设计	30
4.2.1 误差放大器电路设计	30
4.2.2 电路仿真结果	31
4.3 PWM 比较器的设计	32
4.3.1 PWM 比较器电路设计	32
4.3.2 电路仿真结果	33
4.4 带隙基准电压源的设计	34
4.4.1 带隙基准电压源的原理	34
4.4.2 带隙基准电压源的电路设计	36
4.4.3 提高性能的考虑	37
4.4.4 带隙基准电压源的仿真结果	38
4.5 振荡器与斜坡信号产生电路的设计	39
4.5.1 电路设计	40
4.5.2 电路仿真结果	41
4.6 PWM/PFM 自动切换电路设计	42
4.6.1 模式监测电路设计	42
4.6.2 模式选择电路设计	43
4.6.3 电路仿真结果	43
4.7 不同尺寸开关管并联技术的实现	44
4.7.1 电路设计	45
4.7.2 电路仿真结果	45
4.8 电平位移与驱动电路的设计	46
4.8.1 电平位移电路设计	47
4.8.2 电路仿真结果	47
4.8.3 驱动电路设计	48
4.8.4 电路仿真结果	49
<b>第五章 系统仿真及分析总结</b>	<b>51</b>
5.1 整体电路及外围元器件选择	51
5.1.1 整体电路结构	51
5.1.2 芯片外围元器件选择	51
5.2 系统仿真与分析	53

---

5.2.1 系统启动仿真.....	53
5.2.2 PWM 模式仿真 .....	54
5.2.3 PFM 模式仿真 .....	54
5.2.4 PWM/PFM 自动切换仿真.....	55
5.2.5 开关管自动选择仿真.....	56
5.2.6 转换效率.....	57
<b>第六章 总结与展望 .....</b>	<b>59</b>
6.1 总结 .....	59
6.2 展望 .....	59
<b>谢辞.....</b>	<b>61</b>
<b>参考文献.....</b>	<b>63</b>



## 第一章 绪论

可实现电压直流到直流变换的转换器是现在开关电源技术发展的一个重大热点和分支。首先明确其目前的研究现状和未来发展方向,对于设计高性能的DC-DC转换器具有极其重要的指导意义。

### 1.1 高效率 Boost 转换器的研究背景及电源管理的发展趋势

电源稳压器在电子产品中几乎是必不可少的,近年来,便携式电子产品,如智能手机、数码相机、PAD、笔记本电脑、移动终端设备等的迅猛发展,促使电源管理芯片的需求量不断上升和设计技术的不断发展。便携式电子设备对效率要求的提高,也促使其中的电源逐渐由开关电源替代线性稳压器。

我国开关电源起步比较晚,但市场潜力很大,在技术上与国际领先企业还存在较大的差距,在一些需要高性能电源的产品中,国外开关电源仍占主导地位。通过优惠政策及技术创新,坚持走中国特色的产学研联合发展之路,壮大本土开关电源产业,使我国电源管理芯片更具市场竞争力。

开关电源已经成为DC-DC稳压电源的趋势和主流,它是微电子技术和现代电力电子技术的结合,通过驱动开关功率管导通和关断的时间比例来得到一个稳定的输出电压。LDO稳压器具有电路简单、稳定性好、电磁干扰低、输出纹波小、体积小等优点,而得到广泛应用,但其转换效率低的致命缺点已经不能满足现如今便携式设备的应用要求。由于便携式电子产品多数是使用电池进行供电的,而如今便携式电子产品的功能在不断增多,屏幕也不断增大,由此带来了电池使用时间的缩短使设计者面临重要的难题和极大的挑战。延长电池的使用时间已成为电源设计者所追求的重要目标之一。

在很多便携式电子产品中,所需要的供电电压比电池提供的电压大,这就需要具有升压功能的电源系统。而LDO不能将输入电压抬高。开关电源因具有多样变换电压(升压、降压、负压)、重量轻、转换效率高等优点而广泛应用于便携式电子产品中,并有取代传统线性稳压器的趋势。因此掌握设计高效率升压型转换器的技术在如今便携式电子产品中起着至关重要的作用。

如今开关电源稳压器发展方向纷繁多样。包括数字化趋势、多路电压输出趋势、同一输出电压而多路不同电流输出趋势、面积缩小趋势、与处理器集成在同一晶片上的趋势、高效率趋势、短周期和低成本趋势等等。

一重大趋势是开关电源芯片集成化程度日益增高。刚开始开关电源并没有集成在硅片上。20世纪中后期,随着集成电路的出现,开关电源开始出现半集成化。由于其具有方便实现功率调节、体积小、重量轻等优点而得到广泛的应

用，也顺应了便携式电子产品的短、小、轻、薄、与节能的发展要求。随着技术的创新与进步，如今的开关电源已经实现了控制电路与功率开关管集成在同一晶片上，片外只需要电感和电容元件。随着器件制造技术的发展，今后大电容和电感也有可能实现片上集成化。此外，目前的开关电源系统可实现集成多个线性稳压器和 DC-DC 模块，满足一个庞大系统中各个独立模块对不同供电的要求。这样，系统厂商就不用搭建外围的电源管理芯片，既节省了 PCB 面积也降低了成本，使产品更有市场竞争优势。

另一趋势是开关电源向高效率发展，这顺应了节能环保的主题。为减小导通损耗，发展了由功率开关管取代整流二极管的同步整流技术；近期发展起来的改变驱动电压的技术可减小驱动损耗。同时，为了减小待机损耗，延长电池使用时间，发展了多模式工作的技术，使系统具有更高的效率。

开关电源提供的输出精度越来越高，这也是它发展的另一方向。前期的开关电源只采用电压环反馈控制的单环结构，这种结构响应速度慢，输出精度低。现在已发展为同时采用电压环反馈和电流环反馈的双环控制方式，这不仅提高了响应速度，也提高了输出精度。

同时实现小体积和大功率输出也是开关电源设计所追求的方向。在开关电源中，电感值和电容值的大小是与开关频率成反比的，因此可以通过提高开关频率来减小它们的值，这样可以节省大量的面积和重量。但是，开关频率的提高所带来的问题在设计中要全面考虑到。

## 1.2 高效率 Boost 型转换器的研究现状

消费类电子产品的迅猛涌现促使了高效率开关电源技术的蓬勃发展。目前国内外对高效率 Boost 型转换器的研究已经取得了长足的进步，硕果累累，论文和产品层出不穷，并且效率不断刷新纪录，达到了比较高的层次。现在以表格的形式予以举例说明：

表 1-1 国内外 Boost 型转换器研究现状

论文/产品的 时间与单位	工艺 ( $\mu m$ )	主要技术	最高效率
2010 上海交通大学	华虹 NEC 0.35	同步整流 PWM 模式	91%
2010 西安电子科技大学	0.35	同步整流 PWMM 模式与 PFM 模式	93%
2008 美信公司(MAX8815A)	0.35	PWM 模式和 FPWM 模式 以及 True Shutdown 技术	97%

续表 1-1

论文/产品的 时间与单位	工艺 ( $\mu\text{m}$ )	主要技术	最高效率
2007 ST 公司(L6920DB)	0.35	同步整流及变频模式	92%
2009 Berkeley	1.2	PWM 模式与 PFM 模式 睡眠模式 (Sleep Mode)	93%
2013 TI 公司(TPS61280)	0.18	同步整流 Pass-through Mode	95%

从目前的研究状况来看,大多数产品都是只注重于某一个负载区间内的效率,而在重载和轻载下的效率急剧下降。有些产品虽然考虑到了轻载下的效率,但是在超轻负载或待机状态下的效率仍然较低,不利于延长现代便携式电子设备中电池的使用时间。而有些产品是以牺牲中度和重度负载下的效率为代价来换取轻载下的效率,这也不适应现代便携式电子产品的使用习惯。从整体上讲,同时兼顾重载和轻载及待机状态下的效率将是未来 DC-DC 转换器的一个重要研究方向和热点。

### 1.3 研究的目的是和意义

目前我们使用的便携式电子产品,如手机、PAD、MP4 等都是使用电池供电的。如今电池的蓄电量是与电池的体积成正比的,蓄电量越大,所需的电池体积也越大,而便携式产品不断向小型轻便化的趋势发展,这与延长电池的使用时间存在着极大的矛盾。然而在电池蓄电量不变的前提下,减少整机系统的功率损耗,提高系统的效率是延长电池使用时间的唯一行之有效的措施。

传统的 DC-DC 转换器设计只考虑某一特定负载电流区间内的转换效率,而当负载电流较大或较小时,效率急剧下降。在使用电池进行供电的便携式电子设备或对功耗有严格要求的电子设备中,全负载电流范围内而不只是特定负载电流区间内效率的提高显得尤为重要,尤其是在轻载或超轻载情况下的效率。同时,这些设备的负载功耗会随着使用条件的改变而改变,比如 CPU 和 DSP 在需要处理较多的指令时,消耗的功率就会增大,而在待机的情况下功耗就会减小。为了延长电池的使用时间,使得 DC-DC 转换器在全负载电流范围内都能高效率转换是非常重要的。

然而,在不同的负载情况下,损耗的主要来源是不同的。为了提高整个负载电流下的转换效率,就要着重降低在不同负载下起主导地位的损耗。

## 1.4 论文的主要工作及组织结构

结合国内外的研究现状,以实现高效率的升压式 DC-DC 转换器为研究目标,系统地研究和分析了损耗的来源,总结了各种提高效率的方法,从而提出了一种可根据负载电流大小调整开关管尺寸,同时利用 PWM/PFM 两种模式自动切换以保证系统在整个负载范围内具有高效率的方法。在此基础上设计了一款输入电压范围为 2.5V~4.5V,输出电压为 5V,工作频率为 1MHz 的电流模式升压型 DC-DC 转换器。采用 eldo 仿真器对系统进行仿真验证,并采用 ST 公司的 0.35  $\mu\text{m}$  BCD 工艺实现。本文的章节安排如下:

第一章介绍了高效率 Boost 型转换器的研究背景、研究目的及意义,还介绍了电源管理芯片的发展趋势。

第二章介绍了 DC-DC 转换器的几种不同拓扑结构的工作原理、工作模式、调制模式及控制模式。

第三章深入研究 Boost 型转换器的各种功率损耗源以及针对各种损耗提出减小相应损耗的方法。通过权衡比较,选定了在本文中所采用提高效率的技术。

第四章介绍了系统的构建过程及其中一些模块的设计方法。

第五章将所设计的各模块电路组成一个完整的系统,对其进行仿真调试,并对结果进行总结、分析和评估。

第六章进行回顾总结,明确不足和今后完善方向。



## 第二章 DC-DC 转换器的理论基础概述

本章从分析不同拓扑架构入手,进而比较分析其调制模式和控制模式及它们的优缺点和应用场合,为后续的设计打下基础。

### 2.1 DC-DC 转换器的不同拓扑结构分析

非隔离式 DC-DC 转换器主要有四种基本拓扑结构:降压型稳压器(Buck)、升压型稳压器(Boost)、降压-升压型稳压器(Buck-Boost)、反相型稳压器(Cuk)。它们都是利用开关器件及电感和电容的不同结构组合来实现直流到直流的变换功能。

#### 2.1.1 Buck 型转换器的拓扑结构及原理分析

Buck 型转换器是具有降压功能的变换器,即输出电压比输入电压低<sup>[1]</sup>。其基本拓扑结构如图 2.1 所示。

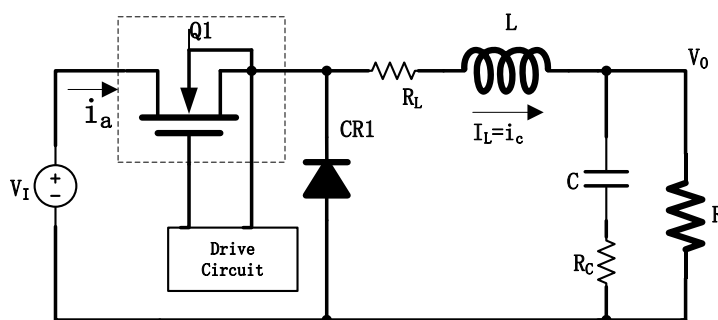


图 2.1 Buck 型变换器基本拓扑结构

$V_I$  为输入电源,通常为电池或电池组, $Q_1$  为 nMOS 开关管,它的开启和关断受驱动电路输出的脉冲信号控制。当开关管  $Q_1$  关断时  $CR1$  起为回路续流的作用。功率输出级由电感  $L$  和电容  $C$  组成。 $R_L$  和  $R_C$  分别为电感和电容的寄生电阻。 $R$  为负载电阻。

#### 1) 连续电流模式 CCM

当 Buck 型转换器工作于稳定状态,在整个开关周期内流过电感的电流连续且不为零,称为连续电流模式 CCM。在连续电流模式下, Buck 型转换器存在的两种电路状态,等效电路如图 2.2 和图 2.3 所示。

由图 2.2 所示,当  $Q_1$  导通时,  $CR1$  反偏截止。此时  $Q_1$  可等效为一个小阻值电阻  $R_{DS(on)}$ , 其上的电压降为  $V_{DS} = I_L \times R_{DS(on)}$ 。电感  $L$  的寄生电阻  $R_L$  上的压降为  $I_L \times R_L$ , 其值很小。此时,电感上的电压  $V_L(+) = V_I - V_{DS} - I_L \times R_L - V_O$ , 为常数,故流过其中的电流与时间成正比增长,其增加量  $\Delta I_L(+)$  可由以下关系得到:

$$V_L = L \times \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \Delta I_L(+) = \frac{V_L}{L} \times T_{ON} \quad (2-1)$$

$$\Rightarrow \Delta I_L(+) = \frac{(V_I - V_{DS} - I_L \times R_L) - V_O}{L} \times T_{ON} \quad (2-2)$$

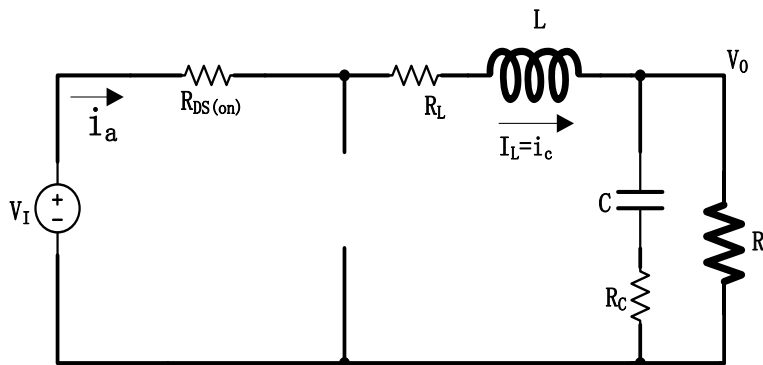


图 2.2 开关管导通时等效电路

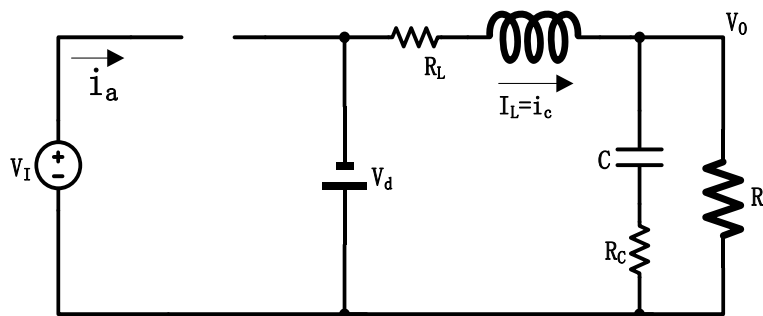


图 2.3 开关管关断时等效电路

由图 2.3 所示，当  $Q_1$  关断时，由于电流通过电感器大小和方向不能立即改变，且不断减小， $L$  出现极性相反的电压，CR1 正偏导通。电感两端的电压为  $V_L(-) = V_O + V_d + I_L \times R_L$ ，也为常数，通过其电流随时间线性减小。电感电流的减小量为：

$$\Delta I_L(-) = \frac{V_O + (V_d + I_L \times R_L)}{L} \times T_{OFF} \quad (2-3)$$

在稳态下， $I_L$  的净增长量必须为零。令式 (2-2) 与式 (2-3) 相等，可得到输出电压  $V_O$ ：

$$V_O = (V_I - V_{DS}) \times \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} - V_d \times \frac{T_{OFF}}{T_{ON} + T_{OFF}} - I_L \times R_L \quad (2-4)$$

也可表示为：

$$V_O = (V_I - V_{DS}) \times D - V_d \times (1 - D) - I_L \times R_L \quad (2-5)$$

由于  $V_{DS}$ 、 $V_d$ 、 $R_L$  很小，可忽略不计，故连续电流模式下的输出电压与输入电压和占空比之间的关系可表示为：

$$V_O = V_I \times D \quad (2-6)$$

其中定义  $D = \frac{T_{ON}}{T_s}$ ，为  $Q_1$  导通时间所占整个周期的比重，称为占空比。

由此可见，输出电压通过占空比与输入电压关联起来。改变  $D$  的大小，可以得到所需的电压输出。同时  $D$  往往小于 1，故输出电压比输入电压小，实现了降压转换。

## 2) 非连续电流模式 DCM

当负载电流减小到小于电感的平均电流时，电感电流就会出现为零的时间段。这种工作模式称为 DCM 模式。

DCM 模式与 CCM 模式不同，它存在第三个状态，即出现  $Q_1$  和  $CR1$  都截止的状态，也称为空闲状态。

同样地，导通状态下：

$$\Delta I_L(+) = \frac{V_I - V_O}{L} \times T_{ON} = \frac{V_I - V_O}{L} \times D \times T_s = I_{PK} \quad (2-7)$$

在 DCM 模式下， $L$  的电流增量等于其峰值电流。因为  $I_L$  是从零开始变化。

截止状态下：

$$\Delta I_L(-) = \frac{V_O}{L} \times T_{OFF} \quad (2-8)$$

在稳态下， $I_L$  同样没有净增长量。令式 (2-7) 与式 (2-8) 相等，可得到输出电压  $V_O$ ：

$$V_O = V_I \times \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = V_I \times \frac{D}{D + D_2} \quad (2-9)$$

输出电流等于输出电压除以负载电阻，也等于电感的平均电流。

$$I_O = I_{L(avg)} = \frac{V_O}{R} = \frac{I_{PK}}{2} \times \frac{D \times T_s + D_2 \times T_s}{T_s} \quad (2-10)$$

将  $I_{PK}$  代入上式得：

$$I_O = \frac{V_O}{R} = (V_I - V_O) \times \frac{D \times T_s}{2 \times L} \times (D + D_2) \quad (2-11)$$

由式 (2-9) 和式 (2-11) 可得输出电压为：

$$V_O = V_I \times \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \times K}{D^2}}} \quad (2-12)$$

其中， $K = \frac{2 \times L}{R \times T_s}$

由此可见，DCM 模式下，输出电压同时与  $D$ 、 $V_I$ 、 $L$  及负载和周期相关。值得一提的是，连续电流模式和非连续电流模式的频率响应是不一样的。

### 2.1.2 Boost 型转换器的拓扑结构及原理分析

Boost 型转换器是具有升压功能的 DC-DC 转换器<sup>[2]</sup>。其基本拓扑结构如图

2.4 所示。

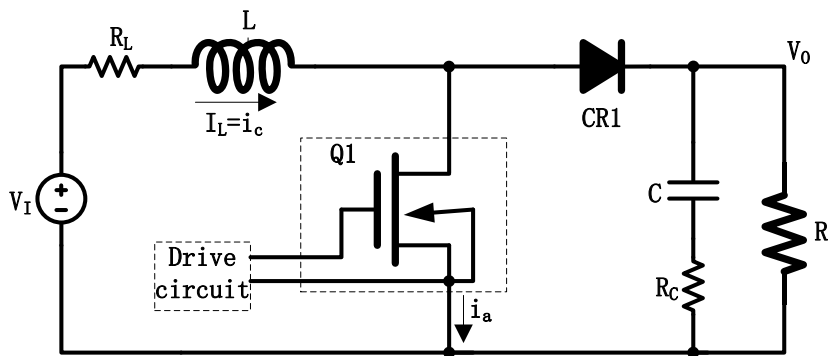


图 2.4 Boost 型转换器基本拓扑结构

### 1) 连续电流模式 CCM

Boost 型转换器的连续电流模式与 Buck 型转换器的连续电流模式定义相同。在 CCM 模式下，Boost 型转换器也存在两种电路状态，等效电路如图 2.5 和图 2.6 所示。

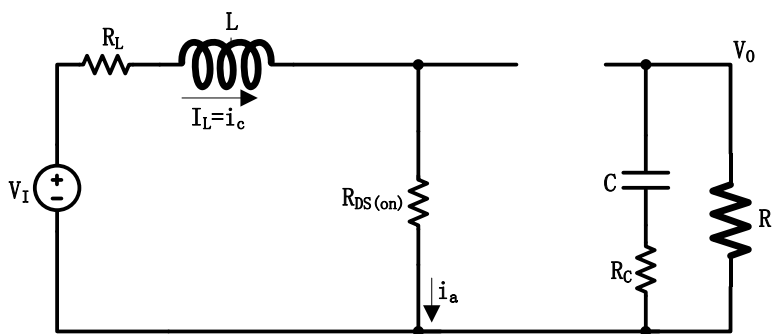


图 2.5 开关管导通时等效电路

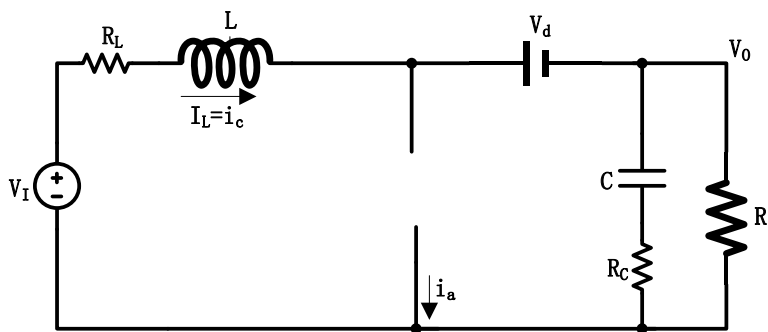


图 2.6 开关管关断时等效电路

如图 2.5 所示，在  $Q_1$  导通状态下，电感  $L$  上电压可以这样表示为： $V_L(+) = V_I - (V_{DS} + I_L \times R_L)$ ，为一常数，故  $I_L$  随时间正比例增加。 $I_L$  的增量为：

$$\Delta I_L(+) = \frac{V_I - (V_{DS} + I_L \times R_L)}{L} \times T_{ON} \quad (2-13)$$

在关断状态下, 电感  $L$  上的电压为:  $V_L(-) = (V_O + V_d + I_L \times R_L) - V_I$ , 为一恒定值, 故  $I_L$  随时间正比减小。电感电流的减小量为:

$$\Delta I_L(-) = \frac{(V_O + V_d + I_L \times R_L) - V_I}{L} \times T_{OFF} \quad (2-14)$$

稳态下,  $\Delta I_L(+) = \Delta I_L(-)$ 。可得输出电压  $V_O$ :

$$V_O = (V_I - I_L \times R_L) \times (1 + \frac{T_{ON}}{T_{OFF}}) - V_d - V_{DS} \times (\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}) \quad (2-15)$$

也可表示为:

$$V_O = \frac{V_I - I_L \times R_L}{1 - D} - V_d - V_{DS} \times \frac{D}{1 - D} \quad (2-16)$$

由于  $V_{DS}$ 、 $V_d$ 、 $R_L$  很小, 可忽略不计, 故输出电压与输入电压和占空比之间的关系可表示为:

$$V_O = \frac{V_I}{1 - D} \quad (2-17)$$

由此可见,  $V_O$  只与  $V_I$  和  $D$  有关, 通过调整  $D$ , 可实现稳压输出。同时,  $D$  的值小于 1, 故  $V_O$  比  $V_I$  大, 实现了升压转换。

此外, 与 Buck 不同, Boost 中  $I_{L(avg)}$  不等于  $I_O$ 。电感电流与负载电流的关系如下:

$$I_{L(avg)} \times \frac{T_{OFF}}{T_S} = I_{L(avg)} \times (1 - D) = I_O \quad (2-18)$$

$$\text{即} \quad I_{L(avg)} = \frac{I_O}{1 - D} \quad (2-19)$$

## 2) 非连续电流模式 DCM

DCM 模式与 Buck 定义相同。在 DCM 模式下, Boost 同样存在第三种状态: 空闲状态。

导通状态下,  $I_L$  的增量为:

$$\Delta I_L(+) = \frac{V_I}{L} \times T_{ON} = \frac{V_I}{L} \times D \times T_S = I_{PK} \quad (2-20)$$

截止状态下,  $I_L$  的减小量为:

$$\Delta I_L(-) = \frac{V_O - V_I}{L} \times T_{OFF} = \frac{V_O - V_I}{L} \times D_2 \times T_S \quad (2-21)$$

在稳态下,  $I_L$  不存在净增长量。令式 (2-20) 与式 (2-21) 相等, 可得到输出电压  $V_O$ :

$$V_O = V_I \times \frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} = V_I \times \frac{D + D_2}{D_2} \quad (2-22)$$

$I_O$  等于  $V_O$  除以  $R$ , 也等于在关断时间内,  $I_L$  的均值。

$$I_O = \frac{V_O}{R} = \frac{1}{T_S} \times [\frac{1}{2} \times I_{PK} \times D_2 \times T_S] \quad (2-23)$$

将  $I_{PK}$  代入式 (2-23) 得:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_I \times D \times D_2 \times T_s}{2 \times L} \quad (2-24)$$

由以上各式可得输出电压  $V_o$ :

$$V_o = V_I \times \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \times D^2}{K}}}{2} \quad (2-25)$$

$$\text{其中, } K = \frac{2 \times L}{R \times T_s}$$

由此可见, DCM 模式下,  $V_o$  同时与  $D$ 、 $V_I$ 、 $L$  及负载和周期相关。值得一提的是, CCM 模式和 DCM 模式的频率响应也是不一样的。

### 2.1.3 Buck-Boost 型转换器的拓扑结构及原理分析

Buck-Boost 型转换器是具有降压-升压功能的变换器, 且输出为输入的反极性<sup>[3]</sup>。其基本拓扑结构如图 2.7 所示。它也存在两种工作模式。这里不分析详细过程, 只简单给出主要结果。

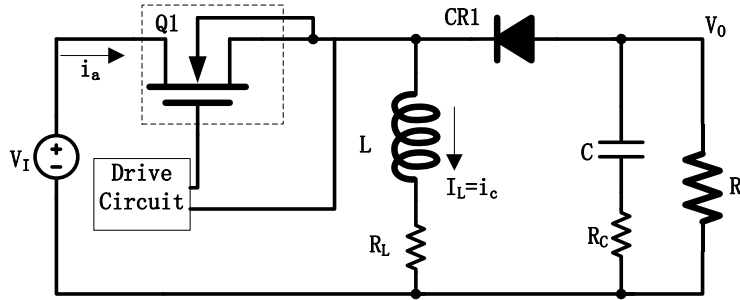


图 2.7 Buck-Boost 型转换器基本拓扑结构

#### 1) 连续电流模式 CCM

在 CCM 模式下, 两种电路状态的等效电路如图 2.8 和图 2.9 所示。

在  $Q_1$  导通的情况下,  $L$  上的电压为:  $V_L(+) = V_I - (V_{DS} + I_L \times R_L)$ , 为一固定值, 故  $I_L$  随时间正比增长。 $I_L$  的增量为:

$$\Delta I_L(+) = \frac{V_I - (V_{DS} + I_L \times R_L)}{L} \times T_{ON} \quad (2-26)$$

在  $Q_1$  截止的情况下,  $L$  上的电压为:  $V_L(-) = -(V_o - V_d - I_L \times R_L)$ , 亦为一常数, 故  $I_L$  随时间线性减小。 $I_L$  减小量为:

$$\Delta I_L(-) = \frac{-(V_o - V_d - I_L \times R_L)}{L} \times T_{OFF} \quad (2-27)$$

稳态下, 电流的增加量等于电流的减小量, 令式 (2-26) 与式 (2-27) 相等, 可得输出电压  $V_o$ :

$$V_o = -[(V_I - V_{DS}) \times \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} - V_d - I_L \times R_L \times \frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}}] \quad (2-28)$$

也可表示为:

$$V_o = -[(V_I - V_{DS}) \times \frac{D}{1-D} - V_d - \frac{I_L \times R_L}{1-D}] \quad (2-29)$$

由于  $V_{DS}$ 、 $V_d$ 、 $R_L$  都很小，可忽略不计，故输出电压与输入电压和占空比之间的关系可表示为：

$$V_o = -V_I \times \frac{D}{1-D} \quad (2-30)$$

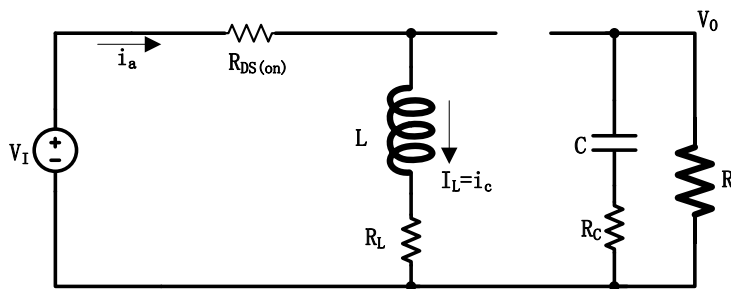


图 2.8 开关管导通时等效电路

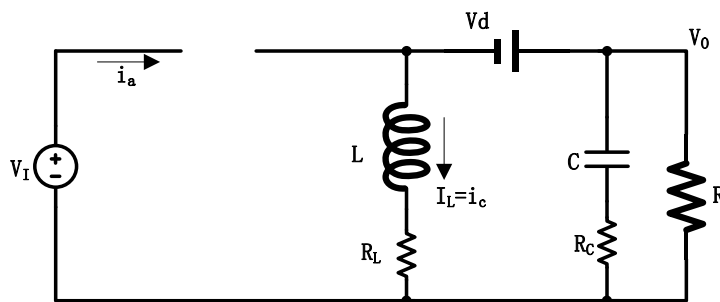


图 2.9 开关管关断时等效电路

由此可见， $V_o$  只与  $V_I$  和  $D$  有关，通过调整占空比，可实现稳压输出，且  $V_o$  与  $V_I$  极性相反。同时，当等式右边第二项大于 1 时， $V_o$  大于  $V_I$ ；小于 1 时， $V_o$  小于  $V_I$ 。分界点为  $D = 50\%$ 。因此该电路具有升压和降压特性。

此外，与 Buck 不同，Buck-Boost 中电感平均电流也不等于负载电流。电感电流与负载电流的关系如下：

$$I_{L(avg)} \times \frac{T_{OFF}}{T_S} = I_{L(avg)} \times (1-D) = -I_o \quad (2-31)$$

$$\text{即} \quad I_{L(avg)} = \frac{-I_o}{1-D} \quad (2-32)$$

## 2) 非连续电流模式 DCM

DCM 模式与 Buck 定义相同。在 DCM 模式下，Buck-Boost 同样存在第三种状态：空闲状态。

在  $Q_1$  导通的情况下， $I_L$  的增量为：

$$\Delta I_L(+) = \frac{V_I}{L} \times T_{ON} = \frac{V_I}{L} \times D \times T_S = I_{PK} \quad (2-33)$$

在  $Q_1$  关断的情况下， $I_L$  的减小量为：

$$\Delta I_L(-) = \frac{-V_o}{L} \times T_{OFF} = \frac{-V_o}{L} \times D_2 \times T_s \quad (2-34)$$

在稳态下,  $I_L$  存在净增长量。令式 (2-33) 与式 (2-34) 相等, 可得到输出电压  $V_o$ :

$$V_o = -V_I \times \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = -V_I \times \frac{D}{D_2} \quad (2-35)$$

$I_o$  等于  $V_o$  除以  $R$ , 也等于在  $T_{OFF}$  内,  $I_L$  的均值。

$$\frac{V_o}{R} = I_o = \frac{1}{T_s} \times \left[ \frac{-I_{PK}}{2} \times D_2 \times T_s \right] \quad (2-36)$$

将  $I_{PK}$  代入式 (2-36) 得:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{-V_I \times D \times D_2 \times T_s}{2 \times L} \quad (2-37)$$

由以上各式可得输出电压  $V_o$ :

$$V_o = -V_I \times \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (2-38)$$

其中,  $K = \frac{2 \times L}{R \times T_s}$ 。

由此可见, DCM 模式下,  $V_o$  同时与  $D$ 、 $V_I$ 、 $L$  及负载和周期相关。值得一提的是, CCM 模式和 DCM 模式的频率响应也是不一样的。

#### 2.1.4 Cuk 型转换器的拓扑结构及原理分析

Cuk 型变换器本质上具有上述两种变换器的特性。其基本拓扑结构如图 2.10 所示。

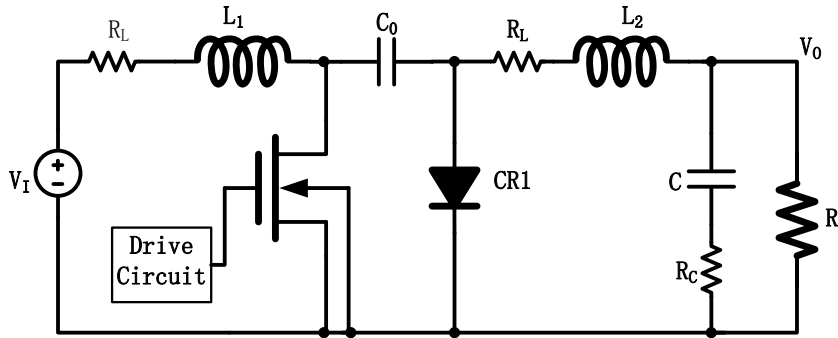


图 2.10 Cuk 型转换器基本拓扑结构

Cuk 型变换器在实际中较少应用, 这里就不再详细分析它的原理。

与前文讨论类似, 在电感电流连续的条件下, 输出电压  $V_o$  为:

$$V_o = -\frac{D}{1-D} \times V_I \quad (2-39)$$

在电感电流非连续条件下, 则有:

$$V_o = -\frac{D}{D_2} \times V_I \quad (2-40)$$



由上式可知，Cuk 的输出电压和输入电压的传递关系跟 Buck-Boost 是一样的。同时具有降压和升压的特性。其表现的特性与  $D$  的大小有关。

## 2.2 DC-DC 转换器的调制模式分析

DC-DC 转换器的调制模式可分三种基本形式：脉冲宽度调制模式（PWM）、脉冲频率调制模式（PFM）以及混合调制模式（PWM/PFM）。下面将详细分析。

### 2.2.1 脉冲宽度调制模式（PWM）

脉冲宽度调制模式（PWM）是指开关频率恒定，通过改变驱动开关的脉冲宽度来使输出电压稳定<sup>[4]</sup>。其主要特点是：开关周期恒定。滤波电路的设计简单方便。下面以一个 PWM 控制的电压型 Boost 为例来分析其原理。

如图 2.11 所示为一个 PWM 控制的电压型 Boost 型转换器。误差放大器反相输入端通过电阻  $R_1$  和  $R_2$  分压采样输出电压  $V_o$ 。并放大与基准电压  $V_{ref}$  比较所得的误差信号，产生误差信号  $V_{EA}$ 。 $V_{EA}$  经 PWM 比较器与振荡器产生的锯齿信号  $V_{ramp}$  进行比较，最终得到一系列宽度随  $V_{EA}$  变化而变化的脉冲，此脉冲控制着开关的动作。通过自动检测  $V_o$  的变化来改变脉冲宽度进而实现稳定输出。即在整个过程中被调制的量是占空比  $D$ ，频率保持不变，因此称之为 PWM 调制模式。

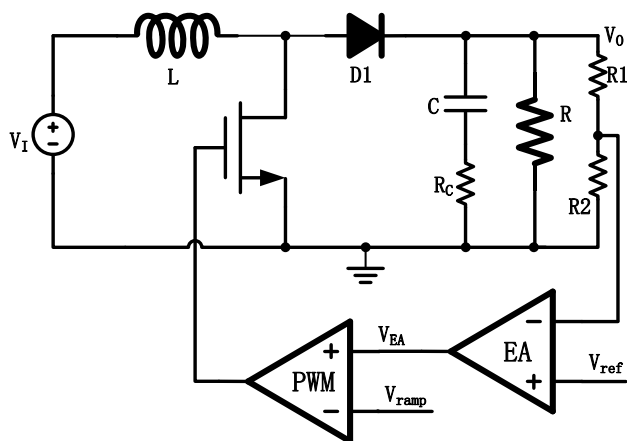


图 2.11 PWM 控制的电压型 Boost 型转换器

目前，绝大多数的集成开关电源采用 PWM 调制模式，该调制模式具有以下优点：（1）控制开关的信号宽度易于改变，且变动范围大；（2）比较器可输入的锯齿波幅度较大，可抗较大干扰；（3）直接较快响应负载的变化；（4）适应于具有多个输出的电源中；（5）重载下的最佳选择模式。

同时，该调制模式也存在以下几个缺点：（1）对输入的变化具有迟钝的反应速度；（2）极点多，补偿网络较复杂；（3）轻载下效率大大下降。

### 2.2.2 脉冲频率调制模式 (PFM)

脉冲频率调制模式 (PFM) 是指通过改变控制开关管动作的信号频率来达到稳定输出电压。开关管的开关频率随负载及输入电压大小的变化而变化<sup>[5]</sup>。目前, 有两种比较常用的 PFM 调制方法, 即定时 PFM 和峰值电流最小关断时间 PFM。下面将详细分析。

#### 1) 定时 PFM 调制方法

如图 2.12 所示为定时 PFM 调制方法的原理图。与门的其中一端输入一个占空比为 50% 的固定时钟, 通过电压反馈调节开关频率。比较器用于比较经分

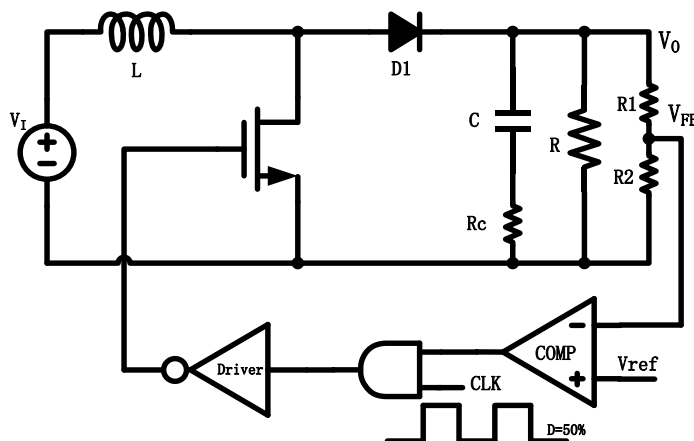


图 2.12 定时 PFM 调制方法原理图

压的  $V_O$  和基准电压  $V_{ref}$ , 当  $V_O$  小于某一个定值时,  $V_{FB}$  小于基准电压  $V_{ref}$ , 比较器输出为高, 此时由占空比为 50% 的时钟控制开关管的导通和关断; 当  $V_O$  大于某一定值时,  $V_{FB}$  大于基准电压  $V_{ref}$ , 比较器输出为低, 与时钟信号进行与运算后输出为低电平, 此信号控制开关管的关断, 电源及存储在电感的能量对输出电容充电, 输出电压先升高, 而后会降低。通过这样的方式使得  $V_O$  恒定。

定时 PFM 调制方法易于实现, 但其纹波大小由比较器的迟滞量决定, 往往较大。同时电感电流不受限制, 电流过大易造成电感器的损坏。

#### 2) 峰值电流最小关断时间 PFM 调制方法

如图 2.13 所示为峰值电流最小关断时间 PFM 调制方法的原理图。其通常应用于电流模式的开关电源中, 是一种输出电压下降到某一定值就开启开关管, 而电感峰值电流到达某一定值就关断的方法。  $V_O$  经过电阻分压网络与基准电压  $V_{ref}$  进行比较, 一旦  $V_O$  低于某一定值时, 开关管将导通。电感电流开始增加, 达到预定峰值时开关管将关断一定时间, 在这段时间内开关管必须保持关断。这段时间称为最小关断时间。  $I_L$  线性下降, 同时对输出电容充电, 使得  $V_O$  不断增大。此最小关断时间结束后, 环路才允许对  $V_O$  进行采样。由所采样得到的  $V_O$  值决定开关是否保持关断状态。若  $V_O$  低于某一定值, 逻辑电路就会使开关管导通; 否则开关保持关断状态。这样就能使  $V_O$  保持恒定。同时, 为了防止输出电

流向电感倒灌，需要加入零电流检测电路。本文检测整流 P 型开关管两端的电压，当右边电压高于左边电压时就关断整流管，避免了电流的倒流，消除了相应的损耗。

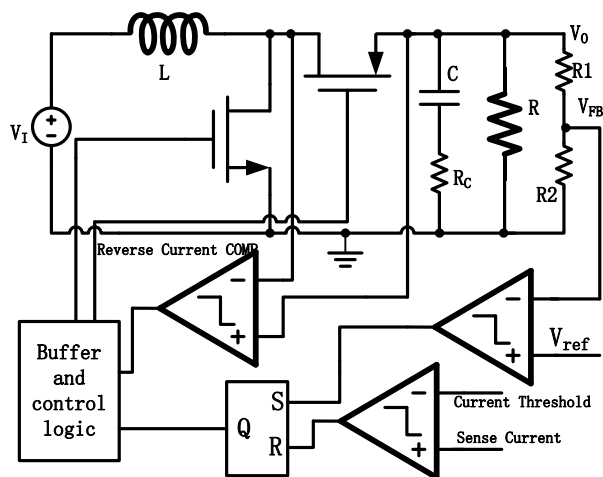


图 2.13 峰值电流最小关断时间 PFM 调制方法原理图

与前一种 PFM 调制方法相比，此方法虽然增大了电路的复杂度，但在其他性能上却得到了提高。首先，纹波受电感峰值电流的限制，可以控制在比较小的范围内；其次，电感峰值也是被限制住的，所以，电感器不必担心被大电流损坏。

一般在开关电源中，不会只采用单一的 PFM 调制模式。但由于其在轻载下可获得更高的效率，故在轻载时往往选择使用 PFM 模式。通过比较这两种 PFM 调制方法，本文在轻载下采用后一种调制方法。

### 2.2.3 混合调制模式（PWM/PFM）

混合调制模式（PWM/PFM）是指 PWM 调制模式与 PFM 调制模式相结合的调制模式，即系统可根据负载的轻重自动选择何种调制模式工作<sup>[6]</sup>。

本文的研究重点是根据负载的轻重情况实现 PWM/PFM 两种调制模式之间的自动切换，以使系统在整个负载范围内具有高的转换效率，满足各种使用电池供电的手持式电子设备对高效率电源系统的要求。

## 2.3 DC-DC 转换器的控制模式分析

DC-DC 转换器根据环路所采样的不同的反馈量可分为两种基本形式：电压模式和电流模式。下面将进行详细分析。

### 2.3.1 电压模式控制

电压模式是最早问世的控制技术。具体的控制过程如图 2.14 所示，通过采样输出电压  $V_O$  作为反馈量，调节控制开关管动作的脉冲宽度。由此来反馈调节输出电压  $V_O$ ，使其保持稳定。原理及分析过程与前面 2.2.1 节相类似，这里就不

再赘述。需要强调的是，此控制模式之所以称为电压模式控制，是因为反馈环路仅仅采样输出电压的变化量作为调节占空比的参考量，即只感应输出电压的变化。占空比的变化只与输出电压的变化有关，他们是负相关的关系。即输出电压  $V_o$  变大，占空比  $D$  就会变小；反之亦然<sup>[7]</sup>。

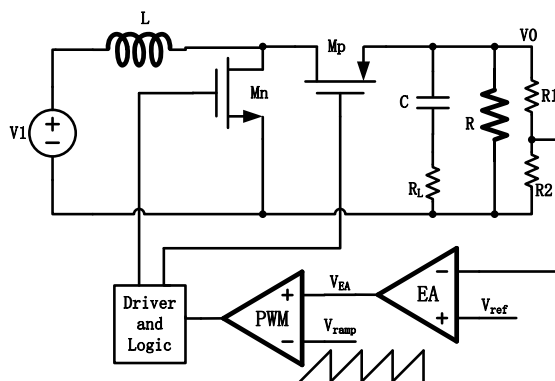


图 2.14 电压模式的 PWM 控制原理

电压模式控制的优点有：（1）采用单环反馈控制，降低了设计的难度；（2）锯齿波的幅度一般较大，减小了调制过程中噪声的影响；（3）功率输出级阻抗较低，在多输出电源中，交叉互调性能更佳。

电压模式控制的不足有：（1）整个系统中任何节点的变化都必须反应到输出电压的变化，然后检测输出电压，再通过反馈环路来校正，这就减慢了响应速度；（2）输出滤波器引入了两个极点，这就增大了补偿网络的复杂度，增加了系统的不稳定因素；（3）由于环路增益大小会随着输入电压大小的变化而变化，难于补偿环路。

### 2.3.2 电流模式控制

电流模式控制是同时采样输出电压  $V_o$  和电感电流  $I_L$  作为反馈调节参考量。可分为两种：平均电流模式和峰值电流模式。本文所使用的是后者，故以下重点介绍后者。如图 2.15 所示为峰值电流模式的 PWM 控制技术原理结构图。

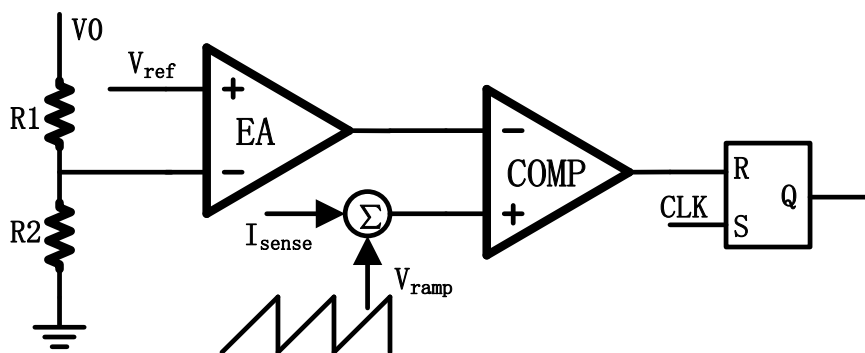


图 2.15 峰值电流模式的 PWM 控制原理

与电压模式控制相比，电流模式中采样输出电压  $V_o$  不再是与一固定的斜坡信号相比较而得到一系列控制开关管动作的脉冲信号。而是同时采样电感电流，

并加入合适的斜坡补偿信号来取代固定的斜坡信号。而采样电感电流信号转化成电压信号并与补偿信号相加后,再和采样输出电压 $V_o$ 与基准电压 $V_{ref}$ 相比较的误差放大信号相比较。当采样电感峰值大于误差放大信号 $V_{EA}$ 时,PWM 比较器输出为高,经过 RS 触发器控制开关管关断。如此这样,控制开关的脉冲信号宽度是同时由采样的输出电压 $V_o$ 和电感电流信号共同决定的,而开关频率是由时钟频率确定的

只有电感的平均电流才能准确的反映输出电压的大小。而电感的峰值电流只能间接地反映电感平均电流的变化。所以峰值电流模式控制是通过控制电感的峰值电流来间接地控制电感的平均电流来达到稳定输出电压 $V_o$ 的控制方法。但是,在不同的条件下,电感峰值电流的变化并不能完全反应电感的平均电流的变化,即不能完全反映输出电压 $V_o$ 的变化。

峰值电流模式控制在占空比小于 50%时,对于来自电感电流的扰动,通过自身的反馈调节,可使电感峰值电流最终收敛于电感平均电流;而在占空比大于 50%时,来自电感电流的扰动最终会被无限放大。因此,我们要加入斜坡补偿。通常将一固定斜率的补偿信号加入到实际采样的电感电流之上,合成信号,使得在不同占空比下电感峰值电流最终能收敛于电感平均电流。所加入的补偿信号其斜率一般至少取为电感电流下降斜率的二分之一,而其幅度也要适中。否则两者过大都会造成过补偿的现象,导致峰值电流模式向电压模式转化。这应引起我们的注意。

峰值电流模式控制的优点:(1)由于电感电流的斜率同时与输入和输出电压大小相关,因此控制环路能立即响应输入电压的变化,从而消除由于输入变化而导致的环路增益的变化;(2)由于误差放大器用于电感峰值电流而非电压,降低了电感对环路的影响,因此滤波器此时只给反馈环路提供了单个极点。极点的减小可带来增益的提高和带宽的扩展,且不需要加入复杂的补偿网络。(3)具有逐个脉冲电流限制的特性,在多路输出电源中易于实现负载均流;(4)其实际上存在两条反馈回路,能同时响应电感电流的变化和输出电压的变化,即加快了响应速度。

此控制模式的不足有:(1)同时具有电压反馈和电流反馈,电路设计复杂化(2)为保证系统稳定,需要小心设计补偿模块,包括额外的斜坡补偿;(3)采样电感电流信号时会给控制环路引入新的噪声源;(4)由于采用控制环来实施电流驱动,使得负载调整率变坏,未获得较好的交叉调制性能,多路输出电源中需要增加耦合电感器。



## 第三章 Boost 型转换器的损耗来源研究及提高效率的技术

本文的主要目的之一就是研究如何提高 DC-DC 转换器的效率,而要提高其效率,首先就要明确功率损耗的来源,针对功率损耗源,提出相对应的措施以减小损耗,进而提高 DC-DC 转换器的效率。本章主要研究 DC-DC 转换器中的各种功率损耗来源以及几种用于提高效率的行之有效的方法。

### 3.1 Boost 型转换器的功率损耗源

Boost 型转换器的功率损耗来源主要包括导通损耗、驱动损耗、开关损耗、体二极管导通损耗以及静态损耗<sup>[9]</sup>。它们在不同的负载情况下所占的比重是各不相同的,故在不同负载情况下要侧重减小某个损耗以达到明显提高转换效率的目的。下面将一一研究分析。

#### 3.1.1 导通损耗

导通损耗是指输入电源给负载提供能量时电流流经电阻性元件时所造成的功率损耗<sup>[10]</sup>,记为  $P_{con}$ 。

$$P_{con} = I_{rms}^2 * R \quad (3-1)$$

$I_{rms}$  是流过每个元件的均方根电流,  $R$  为器件的等效电阻。

#### 1) 功率管的导通损耗

对于 CMOS 工艺片上功率管来说,其漏-源导通电阻包括沟道电阻  $R_{ch}$  和金属化电阻  $R_{met}$  两部分。图 3.1 所示为 MOS 功率管的电阻等效模型。

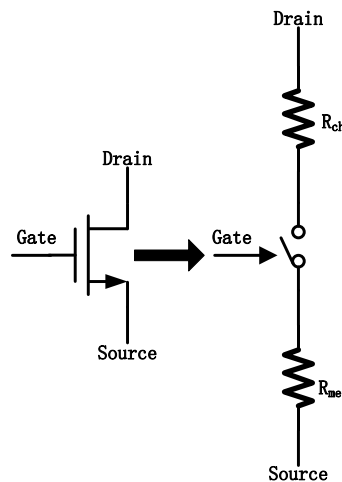


图 3.1 MOS 功率管的电阻等效模型

$$R_{ds(on)} = R_{ch} + R_{met} \quad (3-2)$$

沟道电阻可表示为:

$$R_{ch} \approx \frac{R_{ds0}}{W(V_{gs} - V_{th})} \quad (3-3)$$

其中,  $W$  为功率管的栅宽,  $R_{ds0}$  为工艺参数, 单位为  $\Omega-V-m$ ,  $V_{gs}$  和  $V_{th}$  分别为栅-源电压和阈值电压。

金属化电阻  $R_{met}$  是由功率管的源端和漏端与外部相连的金属互连线引入的。 $R_{met}$  往往比  $R_{ch}$  小得多, 可忽略。但当功率管尺寸比较大, 沟道电阻  $R_{ch}$  比较小时, 金属化电阻将不能忽略。然而金属化电阻值大小很难准确得到, 其值严重依赖于版图的设计。在实际应用中应仔细设计版图以减小  $R_{met}$ 。

Boost 型转换器工作于连续与非连续模式下时, 流过功率管的均方根电流  $I_{rms}$  是不相同的。

工作于连续模式下时:

$$I_{rms,CCM} = \sqrt{(I_{load}^2 + \frac{\Delta i^2}{12}) * D} \quad (3-4)$$

工作于非连续模式下时:

$$I_{rms,DCM} = \sqrt{(I_{load}^2 + \frac{\Delta i^2}{12}) * (1 - D)} \quad (3-5)$$

其中,  $I_{load}$  为负载电流,  $\Delta i$  为电感的纹波电流,  $D$  为占空比。

因此, 连续模式下的导通损耗为:

$$P_{con,CCM} = (I_{load}^2 + \frac{\Delta i^2}{12}) * [\frac{R_{ds0}}{W(V_{gs} - V_{th})} + R_{met}] * D \quad (3-6)$$

非连续模式下:

$$P_{con,DCM} = (I_{load}^2 + \frac{\Delta i^2}{12}) * [\frac{R_{ds0}}{W(V_{gs} - V_{th})} + R_{met}] * (1 - D) \quad (3-7)$$

## 2) 电感的 ESR 损耗

实际中的电感模型是一个理想电感  $L$  与一个寄生电阻  $R_{ind}$  的串联。这个寄生的电阻将引入损耗。

在连续模式下:

$$I_{rms,L} = \sqrt{(I_{load}^2 + \frac{\Delta i^2}{12})} \quad (3-8)$$

此模式下电感的寄生电阻所引入的损耗为:

$$P_{con,L,CCM} = (I_{load}^2 + \frac{\Delta i^2}{12}) * R_{ind} \quad (3-9)$$

非连续模式下:

$$I_{rms,L} = I_{peak} \sqrt{\frac{D_{on} + D_{off}}{3}} \quad (3-10)$$

此模式下电感的寄生电阻所引入的损耗为:

$$P_{con,L,DCM} = I_{peak}^2 * R_{ind} * (\frac{D_{on} + D_{off}}{3}) \quad (3-11)$$

## 3) 输出电容的 ESR 损耗



同样地, 实际中的电容模型也存在一个寄生电阻  $R_{ESR}$  与之串联。这个寄生电阻也将引入损耗。流过输出  $R_{ESR}$  的电流  $I_{ESR}$  为:

$$I_{ESR} = I_L - I_{load} \quad (3-12)$$

在连续模式下,  $I_{ESR}$  的值为:

$$I_{rms,ESR,CCM} = \frac{\Delta i}{2\sqrt{3}} \quad (3-13)$$

此模式下电容的寄生电阻所引入的损耗为:

$$P_{con,C,CCM} = \frac{\Delta i^2}{12} * R_{ESR} \quad (3-14)$$

在非连续模式下,  $I_{ESR}$  的值为:

$$I_{rms,ESR,DCM} = \sqrt{I_{peak}^2 * \frac{D_{on} + D_{off}}{3} - I_{load}^2} \quad (3-15)$$

此模式下电容的寄生电阻所引入的损耗为:

$$P_{ESR,C,DCM} = (I_{peak}^2 * \frac{D_{on} + D_{off}}{3} - I_{load}^2) * R_{ESR} \quad (3-16)$$

### 3.1.2 驱动损耗

驱动损耗是指使功率开关管导通和关断时, 对其栅电容充放电所发生的损耗<sup>[11]</sup>。可表示为:

$$P_{gate} = Q_{gate} * V_{in} * f_{sw} \quad (3-17)$$

其中,  $Q_{gate}$  是使开关管导通或关断所需要的栅极电容电荷量,  $V_{in}$  是驱动电压值,  $f_{sw}$  为开关频率。假设开关管的栅极电容为  $C_{gate}$ , 驱动电压在  $V_1$  与  $V_2$  之间, 则

$$Q_{gate} = C_{gate} * V_{swing} \quad (3-18)$$

其中

$$V_{swing} = |V_1 - V_2| \quad (3-19)$$

对于轨到轨的驱动电压,  $V_{swing} = V_{in}$ , 故

$$P_{gate} = C_{gate} * V_{in}^2 * f_{sw} \quad (3-20)$$

### 3.1.3 开关损耗

导通和关断功率管, 在开关实际转换过程中存在  $V-I$  交迭<sup>[12]</sup>, 使得  $V * I$  不为零, 这就引入了损耗, 此部分损耗即为开关损耗。可表示为:

$$P_{sw} = \frac{|I_{min}| * \tau_f + I_{max} * \tau_s}{6} * V_{in} * f_{sw} \quad (3-21)$$

其中,  $I_{min}$  和  $I_{max}$  分别为流过开关管的最小和最大电流,  $\tau_f$  和  $\tau_s$  分别为开关管栅极电压的下降和上升时间,  $V_{in}$  为驱动电压,  $f_{sw}$  为开关频率。

### 3.1.4 体二极管导通损耗

开关功率管存在体效应二极管, 当处于死区时间时, 电感电流就要通过体

二极管实现续流，由此将引入损耗<sup>[13]</sup>，可表示为：

$$P_{diode} = V_{diode} * T_{dead} * f_{sw} (I_{max} + |I_{min}|) \quad (3-21)$$

其中， $V_{diode}$ 为体二极管两端的电压， $T_{dead}$ 为死区时间， $I_{max}$ 和 $I_{min}$ 分别为流过体二极管的最大和最小电流。

### 3.1.5 静态损耗

静态损耗是指由转换器中的控制模块所引起的功率消耗。其可表示为：

$$P_Q = I_Q * V_{in} \quad (3-22)$$

其中， $I_Q$ 为控制模块所消耗的静态电流。当负载很轻时，此部分损耗不可忽略。

## 3.2 提高效率的技术

上一节已经研究了 DC-DC 转换器中的功率损耗来源，接下来将针对各种损耗源提出相应的措施以减小其损耗，下面将一一介绍各种提高转换效率的技术。

### 3.2.1 同步整流技术

传统的 Boost 型转换器一般采用一个功率开关管和一个二极管构成功率级，如图 3.2 所示。但是由于二极管导通压降比较高，尤其在占空比较小时，体二极管所消耗的功率就很明显，导致效率大幅下降。尽管采用正向导通压降较小的肖特基二极管，在低电压输出中，其损耗对变换器的转换效率影响仍然十分

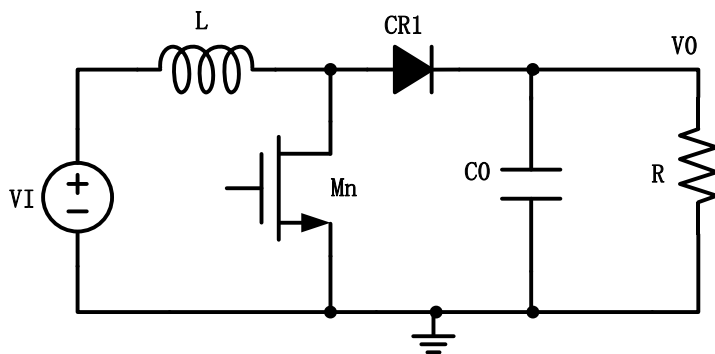


图 3.2 传统的 Boost 型转换器结构

明显。为了解决变换器中由于整流管二极管导通压降高、导通电阻大所带来的大损耗问题，本文采用同步整流技术<sup>[14]</sup>，即采用具有导通电阻小、压降低的 P 型功率管作为整流元件，替代传统的整流二极管。

采用同步整流技术虽然能明显降低导通损耗。但它会使控制电路变得复杂化，需要增加栅极驱动电路和死区时间控制电路，因此将引入相应的损耗。如果驱动电路设计不当，NMOSFET 和 PMOSFET 可能会同时导通，其短路损耗将会严重影响转换器的效率。此外，在 DCM 模式下，负载电流会出现逆流。因为其不像二极管具有单向导通的特性，这将引入损耗，最终影响系统的效率。

为了解决这个问题，需要引入一个过零检测电路，电感电流降到零时，关断 PMOSFET，使其表现出二极管的特性，防止反向电流倒灌。

### 3.2.2 多模式工作方式

本文所设计的 Boost 型转换器最大输出电流可达 500mA，但当系统处于待机状态下时，输出电流只有几毫安甚至几十微安以下。在负载变化如此之大的条件下，如果一直工作在一种模式下，势必会影响系统的整体效率。实践证明，在负载电流较大时，使用 PWM 模式，工作效率比较高；而在负载电流较小时，降低开关频率，使其工作于 PFM 模式下时，工作效率比较高。因此，本文设计系统可根据负载电流的大小实现 PWM/PFM 两种模式之间的自动切换，进而在全负载范围内提高了转换器的工作效率<sup>[15]</sup>。关于 PWM/PFM 自动切换的实现，下一章将会讨论到。

### 3.2.3 不同尺寸开关管并联

在重载情况下，起主导作用的损耗是导通损耗，而在轻载情况下，起主导作用的损耗是驱动损耗。为了减小导通损耗，可通过增大开关管的尺寸和增大驱动电压的方法以使等效导通电阻减小，进而减小由此引入的损耗。然而，增大开关管尺寸和增大驱动电压都会使驱动损耗增大，在轻载情况下，效率就会大幅下降。因此同一个开关管不可能同时实现导通损耗和驱动损耗同时减小，两者是矛盾的。

为了解决这个矛盾，本文采用多个不同尺寸开关管并联的技术，即并联大、中、小尺寸的三个开关管。轻载时只有小尺寸的开关管工作；中载时小尺寸和中尺寸的开关管同时工作；重载时小尺寸、中尺寸和大尺寸的开关管同时工作。不同尺寸开关管并联技术的实现将在第四章中作详细的介绍<sup>[16]</sup>

### 3.2.4 动态改变驱动电压

在变换器中，两个主要的损耗是导通损耗和驱动损耗。由式(3-6)和式(3-20)可知，这两大损耗均与驱动电压有关。必定存在一个最优驱动电压值，使得导通损耗和驱动损耗之和最小。为了找到此最优驱动电压值，将  $P_{con}$  和  $P_{gate}$  分别写为：

$$P_{con} = I_{rms}^2 * \frac{R_{ds0}}{W * (V_{swing} - V_{th})} \quad (3-23)$$

$$P_{gate} = W * C_{g0} * V_{in} * V_{swing} * f_{sw} \quad (3-24)$$

两者之和为：

$$P_{sum} = W * C_{g0} * V_{in} * V_{swing} * f_{sw} + I_{rms}^2 * \frac{R_{ds0}}{W * (V_{swing} - V_{th})} \quad (3-25)$$

为了得到一个最优的驱动电压值  $V_{swing}$ ，式(3-25)两边分别对  $V_{swing}$  求导，并令其等于零，得

$$\frac{\partial P_{sum}}{\partial V_{swing}} = W * C_{g0} * V_{in} * f_{sw} - I_{rms}^2 * \frac{R_{dso}}{W * (V_{swing} - V_{th})^2} = 0 \quad (3-26)$$

由式 (3-26) 得驱动电压  $V_{swing}$  的最优值为:

$$V_{swing,opt} = \frac{I_{rms}}{W} * \sqrt{\frac{R_{dso}}{C_{g0} * V_{in} * f_{sw}}} + V_{th} \quad (3-27)$$

由此可见, 最优驱动电压  $V_{swing,opt}$  正比于负载电流。因此, 可以根据负载电流的大小来确定驱动电压, 使得损耗最小, 进而效率最高。

图 3.3 所示电路可实现根据负载大小动态改变驱动电压<sup>[17]</sup>。 $V_{com,n}$  是与负载电流正相关的电压, 运放和一个 PMOS 组成一个线性电压调整器, 通过负反馈作用使得  $V_{dd,2}$  等于  $V_{com,n}$ , 此时驱动电压就等于  $V_{com,n}$ , 实现了驱动电压随负载大小变化而变化。本文不采用动态改变电压的技术, 故这里就不详细讨论它的具体设计过程。

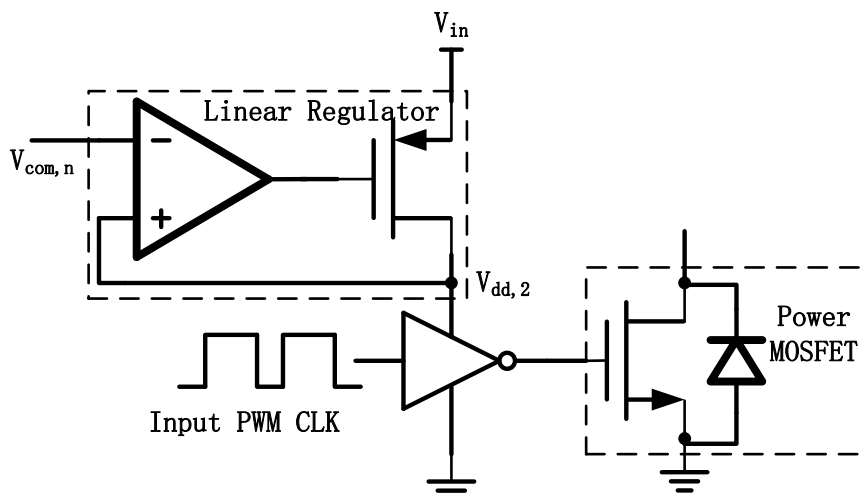


图 3.3 动态改变驱动电压

### 3.2.5 同步整流的死区时间控制

采用同步整流技术与传统的二极管整流不同, 整流开关管的导通和关断跟主开关管一样, 受控制电路的控制。因此会存在两个开关管同时导通的现象。此时输出  $V_{out}$  就会通过一个直接到地的低阻通路放电, 带来了额外的损耗。为了避免两个开关管同时导通, 通常要在两个开关管导通之间插入一段关断时间, 在这段时间内, 两个开关管均不导通。这段时间叫死区时间 (Deadtime)<sup>[18]</sup>。Deadtime 要设置得合理。若 Deadtime 设置太短, 开关管和整流管就会出现同时导通的现象, 此时会引起较大损耗; 若 Deadtime 太长, 电感将通过整流管的体二极管进行续流, 从而引起较大损耗。所以要设置较为精确的死区时间控制, 避免因过长或过短而引入的损耗。

通过权衡效率与电路的复杂度, 交错延时死区时间控制是较好的选择。如图 3.4 所示为交错延时死区时间控制的原理图。当 PWM 输入高电平时, 先把

关断  $M_n$ , 经过一段时间  $\Delta t$  后再导通  $M_p$ ; 当 PWM 输入低电平时, 先关断  $M_p$ , 经过一段时间  $\Delta t$  后再导通  $M_n$ 。

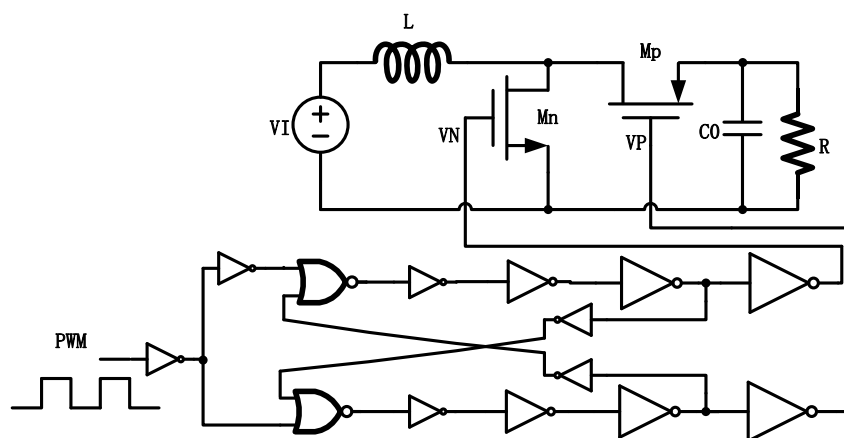


图 3.4 交错延时死区时间控制原理图

图 3.5 所示为节点 VN 和节点 VP 的波形图, 死区时间为  $t_1$  和  $t_2$ 。

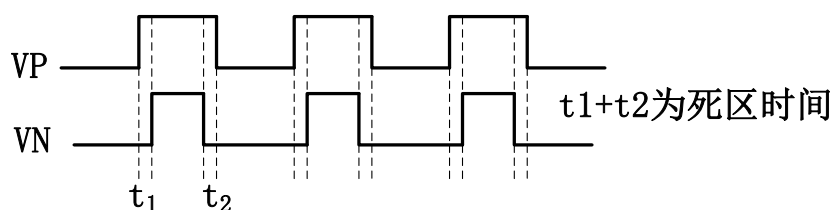


图 3.5  $M_n$  和  $M_p$  栅极信号波形图

### 3.2.6 减小各模块静态电流

在负载电流很小或者处于待机状态下时, 各控制模块的静态电流损耗就很突出, 导致效率大大下降。而在便携式电子设备中, 系统的待机时间相对较长, 而要延长电池的使用时间, 减小各个模块的静态电流, 提高待机时的效率, 显得尤为重要。

采用低功耗设计方法来设计各个控制模块可以减小静态电流, 但是这种设计方法会受到许多方面要求的限制, 甚至是与一些指标相矛盾的, 例如低功耗设计会受到速度和版图面积的极大约束。

通过折中考虑和可行性研究分析, 本文提出一种在轻负载和待机情况下减小各模块静态电流, 提高系统效率的方法。通过在各个控制模块中引入使能端, 当系统进入轻负载工作状态时, 把不工作的模块通过使能端使其关断<sup>[19]</sup>。例如, 在轻负载和待机状态下时就可以把软启动模块、振荡器、误差放大器、PWM 比较器及过流比较器等关断。



## 第四章 开关管宽度可变的 PWM/PFM 双模式升压型转换器的分析与设计

根据系统功能及设计指标要求，结合上一章的分析。本系统采用了同步整流技术，并结合并联多个不同尺寸开关管，根据负载大小选择导通相应大小尺寸开关管的技术，同时采用双模式自动切换技术。最后对组成系统的关键模块电路进行了详细的分析和设计，并用仿真工具对各个模块电路进行了仿真验证，并给出仿真结果。

### 4.1 系统功能及指标分析与设计

本文主要研究 Boost 型转换器的损耗源，针对各种损耗源，提出提高效率的方法。在此基础上设计一款输入电压为2.5 ~ 4.5 V，输出电压为 5V，在全负载范围内实现高效率的 Boost 型转换器。

#### 4.1.1 系统功能及指标要求

##### 1) 系统功能描述

本文所设计的芯片是一款输入电压为2.5 ~ 4.5 V，输出电压为5 V，开关频率为 1MHz，最大负载电流可达 500mA，全负载范围内可实现高效率的 Boost 型转换器。主要应用于智能手机屏幕驱动、AMOLED 屏幕驱动、LED 驱动、便携式电子设备中，为系统提供恒定直流电压。芯片采用峰值电流模式。运用并联多个不同尺寸的开关管的技术，可根据负载大小，选择性导通相应大小的开关管。具有两种工作模式：PWM 模式和 PFM 模式，负载很小时，自动切换至 PFM 模式。该芯片具有软启动功能，避免启动时因电感出现的浪涌电流及输出电压的瞬时升高导致元器件的损毁。

##### 2) 指标参数要求

根据应用要求，Boost 型转换器的关键指标要求如表 4-1 所示。

表 4-1 主要指标参数要求

输入电压	2.5~4.5V
输出电压	5V
开关频率	1MHz
最大输出电流	500mA
最大效率	95%

#### 4.1.2 系统分析与整体方案设计

本文所设计的高效率 Boost 型转换器主要应用于便携式电子设备中。而其负

载电流可以在几个数量级内变化，在日常的使用习惯中，系统会有相当一部分时间处于待机状态。这就要求系统在任何状态下都需要具有较高的效率。PWM 模式下，DC-DC 转换器的驱动损耗和开关损耗不会随负载电流的变化而变化。但在轻载情况下，这部分损耗与输出功率相当，这就意味着此时的效率非常低。如果转换器工作在轻载情况下的时间比重较大，那么轻载时的效率就决定着电池的使用时间。

因此，可以采用不同的调制模式，在轻载情况下降低开关频率，进而减小驱动损耗和开关损耗，提高系统电源效率。同时采用并联不同尺寸的开关管的技术，根据负载大小选择相应大小的开关管导通。因此，为了延长电池的使用时间，都期望转换器的效率在全负载范围内都较高，本文正是基于此目的而设计的可进一步提高效率。

综合上述分析，本文采用同步整流技术，结合并联不同大小尺寸的开关管技术，同时采用 PWM/PFM 双模式自动切换技术。系统整体框图如图 4.1 所示。

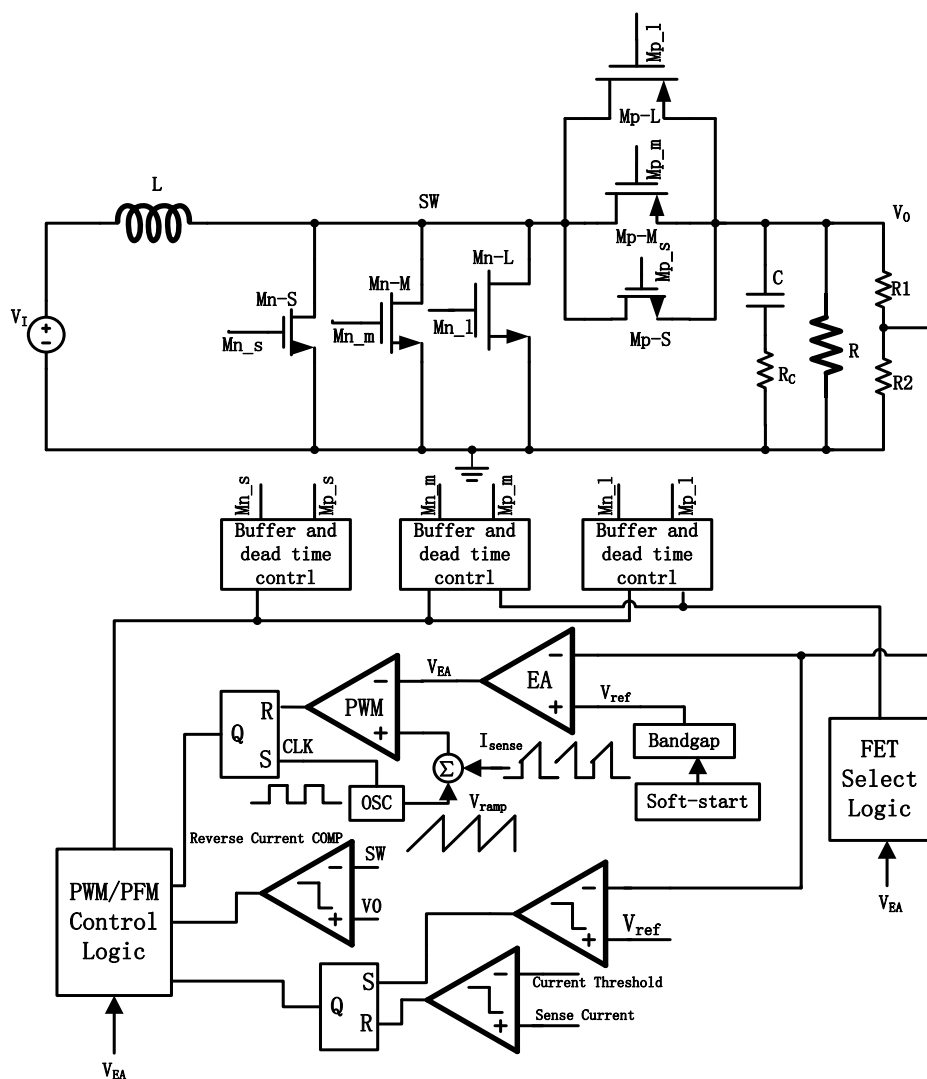


图 4.1 系统整体框图



### 1) 系统工作原理

系统上电时，软启动模块开始工作，启动参考电压缓慢上升，电感电流和输出电压也缓慢上升。达到稳态后，控制环路可动态检测输出电压由于某种原因发生的变化，并将该变化电压经分压网络分压后输入到误差放大器的反相输入端，误差放大器放大此电压与基准电压的差值得到误差信号  $V_{EA}$ 。PWM 比较器比较经补偿后的采样电感电流信号与误差信号  $V_{EA}$ ，得到一个关断开关管的信号，通过相关逻辑电路，调节脉冲宽度，此脉冲控制开关的动作，使得输出  $V_O$  为一定值。

同时，误差放大器的输出  $V_{EA}$  也输入至开关管选择比较器， $V_{EA}$  与负载电流成正比，故可以根据负载电流的大小选择导通相应的开关管。本设计采用 PWM/PFM 双模式调制技术，通过监测误差放大器的输出  $V_{EA}$ ，实现两种模式之间的切换。

### 2) 各模块功能说明

**基准电压源模块：**为误差放大器及其他模块提供参考电压，此电压随温度及电源电压变化很小。

**误差放大器：**用于放大采样输出电压与基准电压的误差值，是反馈回路的主要组成部分。

**PWM 比较器：**比较误差信号和采样电感电流信号的大小，调制用于控制开关动作的脉冲宽度。

**电流限制比较器：**在 PFM 模式下，经采样的电感电流信号与一设定的固定电流值比较，控制开关的关断，使得电感峰值电流限制在一固定值。

**开关管选择比较器：**根据负载的轻重，决定是否导通相应的开关管。

**振荡器：**为系统提供频率为 1MHz 的时钟信号和产生电感电流下降斜率一半的斜坡补偿信号。

**电流采样模块：**通过采样流过主开关的电流间接采样电感电流，并转化为电压。

**软启动模块：**系统启动时，提供一个随时间缓慢上升的参考电压，避免电感出现浪涌电流及输出电压的瞬时升高。

**PWM/PFM 自动切换模块：**根据负载电流的大小，选择系统的工作模式。

**电流倒流检测模块：**系统工作于 DCM 模式时，电感电流下降到零时即关断 PMOS 开关管，防止输出端电流往电感方向倒流。

**Level-shift 模块：**将 PMOS 开关管的驱动电压提高到与输出电压相等，使其彻底关断。

## 4.2 误差放大器的设计

误差放大器为控制环路提供大部分的增益,很大程度上决定着系统的频率响应<sup>[20]</sup>。系统的频率补偿也是通过对误差放大器的补偿实现的,且保证补偿电路不能影响误差放大器的主极点。故进行误差放大器设计时要考虑其性能参数对整个环路的影响。

### 4.2.1 误差放大器电路设计

误差放大器电路结构如图 4.2 所示,采用普通两级结构。主要由第一级差分输入级放大电路、第二级输出级放大电路、密勒补偿电路及偏置电路这四部分构成<sup>[21]</sup>。

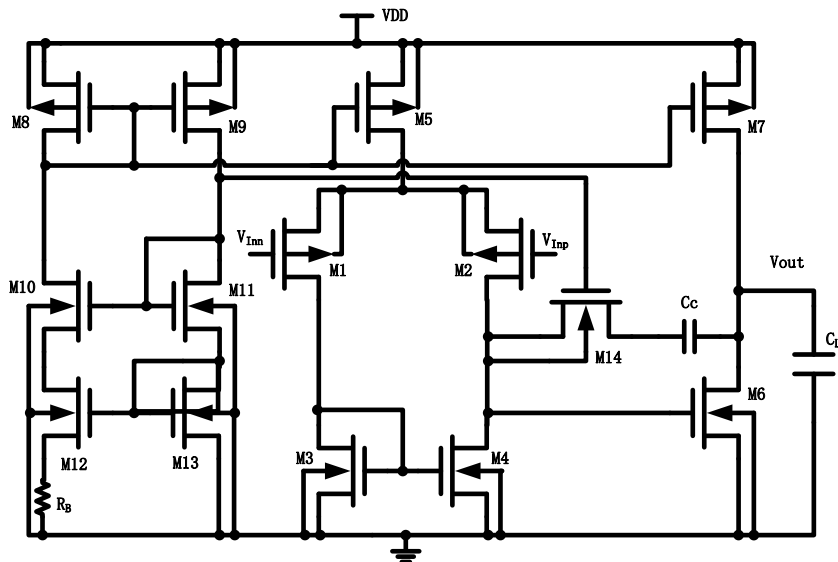


图 4.2 误差放大器电路图

M1~M5 构成了第一级电路。其中 M1 和 M2 构成差分输入对管,以 PMOS 型管作为输入管,可以允许较低的共模输入电压。有源负载电流镜是由 M3 和 M4 构成的。M5 为第一级提供偏置。

M6 是共源组态的放大器。M7 为 M6 的有源负载。

M14 和  $C_c$  构成 RC 密勒补偿电路。M14 用于抵消右半平面零点。

M8~M13 及  $R_B$  共同组成一个 Widlar 电流源,构成整个放大器的偏置电路。M12 源极加入电阻  $R_B$ ,组成微电流源,产生恒定跨导的,且与工艺和温度均无关的偏置电流  $I_B$ 。

M1 和 M2 相同,则有:

$$G_{m1} = g_{m1} = g_{m2} \quad (4-1)$$

第一级输出电阻:

$$R_{o1} = r_{o2} // r_{o4} \quad (4-2)$$

则第一级的电压增益为:

$$A_1 = G_{m1} \times R_{O1} = g_{m1} \times (r_{o2} // r_{o4}) \quad (4-3)$$

第二级输出电阻:

$$R_{O2} = r_{o6} // r_{o7} \quad (4-4)$$

则第二级的电压增益为:

$$A_2 = g_{m6} \times (r_{o6} // r_{o7}) \quad (4-5)$$

总直流开环电压增益为:

$$A_0 = A_1 \times A_2 = g_{m1} \times g_{m2} \times (r_{o2} // r_{o4}) \times (r_{o6} // r_{o7}) \quad (4-6)$$

#### 4.2.2 电路仿真结果

首先进行交流参数仿真。误差放大器增益和相位特性曲线如图 4.3 所示。

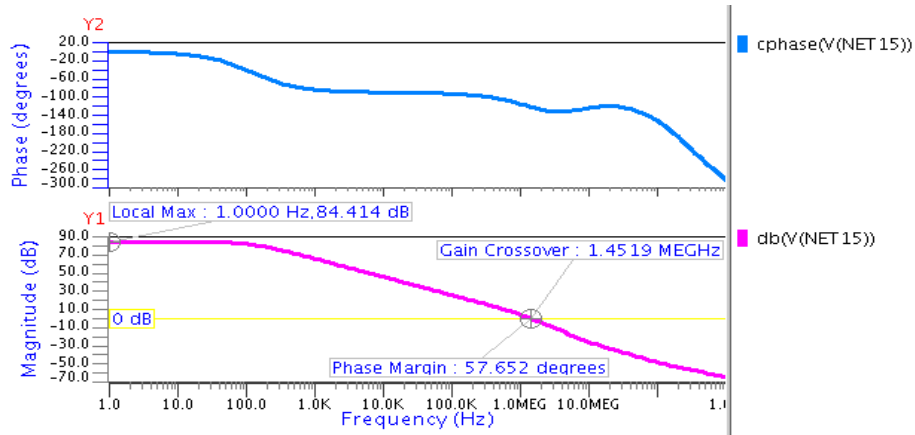


图 4.3 增益和相位特性曲线

仿真结果表明，误差放大器的开环增益为 84dB，相位裕度为 57 度，带宽为 1.45MHz。满足系统对增益、稳定性及响应速度的要求。

考虑到输入电压的范围，共模输入范围是误差放大器的一项重要指标，共模输入范围如图 4.4 所示。

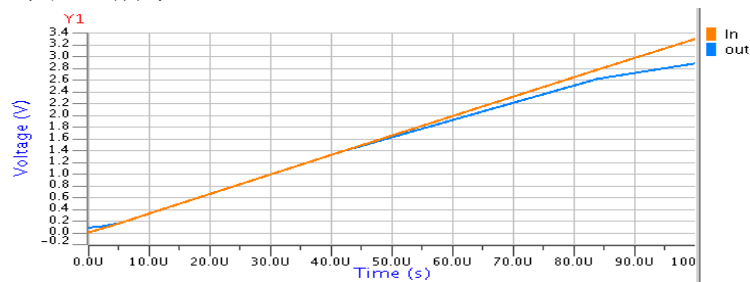


图 4.4 共模输入范围

仿真结果表明，误差放大器的共模输入范围为 0.18V~2.14V，满足输入范围的要求。

此外，因为考虑到噪声的影响，需要仿真电源噪声对误差放大器输出的影响。电源抑制比如图 4.5 所示。

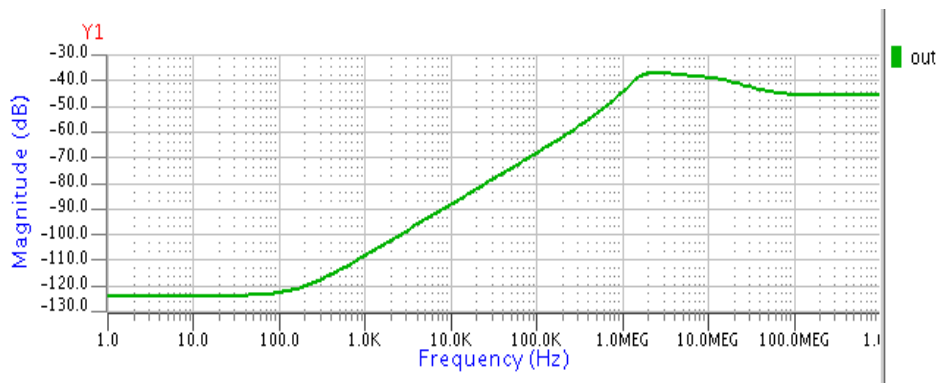


图 4.5 电源抑制比

由仿真结果看出，在低频时，电源抑制比较大，随着频率的增大，电源抑制比逐渐减小，在整个带宽范围内，电源抑制比都可达到-50dB，满足设计的要求。

### 4.3 PWM 比较器的设计

脉宽调制器的核心是 PWM 比较器，其将误差放大器产生的控制信号与经补偿后的电流采样信号进行比较，产生控制功率管通断的 PWM 信号。PWM 比较器的性能对于系统整体的性能是至关重要的。首先，为了满足精度的要求，比较器需要具有较高的增益；其次，为了达到系统的快速响应，比较器需要具有较小的延时，同时还要具有较快的翻转速度。

#### 4.3.1 PWM 比较器电路设计

如图 4.6 所示，为带正反馈结构的比较器。

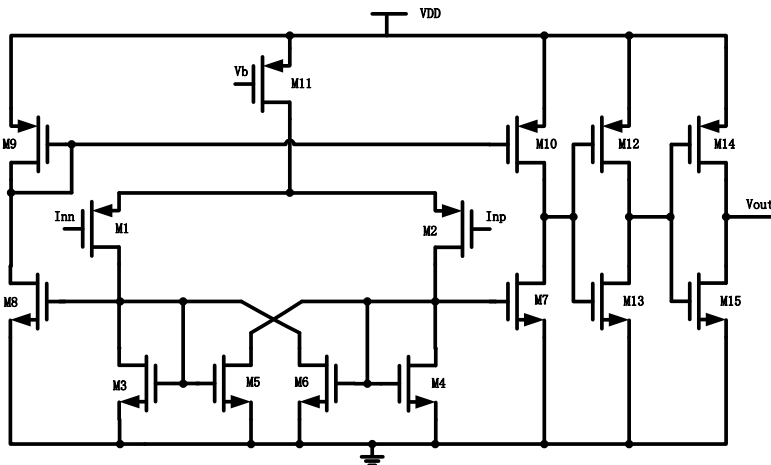


图 4.6 PWM 比较器原理图

普通的比较器普遍存在抗干扰能力弱和状态翻转速度慢的问题。若在比较器中加入正反馈，构成所谓的迟滞比较器，上述问题就可以得到有效的解决。由于加入的正反馈加速了状态的翻转，使得输出波形边缘更理想。同时迟滞功能可以抵抗噪声的干扰，避免比较器误翻转。基于此目的，本设计采用了一种

典型的正反馈通过内部形式实现的迟滞比较器结构<sup>[23]</sup>。

比较器的输入级由 M1~M6 组成。M1 和 M2 为相同的输入管；M3 和 M4 作为输入级的有源负载，宽长比也相等；M5 和 M6 也具有相同的宽长比，且是 M3 和 M4 的  $\beta$  倍。正是由于这个  $\beta$  倍起了正反馈的作用。M11 为第一级提供偏置。比较器的输出级由 M7~M10 构成，实现了从差分到单端的转换，同时提供较大的输出电压摆幅和输出电阻。M12~M15 为比较器的缓冲驱动级，以增强其容性负载驱动能力。

假设 M1 栅极输入参考电压  $V_{ref}$ ，M2 输入比  $V_{ref}$  大得多的电压  $V_{in}$ 。此时 M1 管导通，而 M2 管截止。即  $I_{DS11}$  均流经 M1 和 M3 管。由于镜像的作用，M5 管也会流过大小为  $I_{DS5} = \beta I_{DS3}$  的电流。但由于 M2 管是关断的，迫使 M5 管进入深度线性区， $V_{DS5} \approx 0$ ，即 M2 管的漏端电位约为零。现在开始减小  $V_{in}$ ，当  $V_{in} = V_{ref}$  时， $I_{DS2} = I_{DS1}$ 。此时若  $I_{DS5} = \beta I_{DS3} = \beta I_{DS1} = \beta I_{DS2}$ ，将不符合电路原理。因此，此时 M2 管漏端电压仍为零，M5 必须工作于线性区。只有当  $V_{in}$  大于  $V_{ref}$  时，并且满足  $I_{DS2} = \beta I_{DS1}$  时，此时  $I_{DS5} = I_{DS2} = \beta I_{DS3} = \beta I_{DS1}$ ，这时才达到翻转点。在此基础上稍微减小  $V_{in}$ ，就可以使得  $I_{DS2}$  大于  $I_{DS5}$ ，从而 M2 管的漏端电压出现翻转。

也就是说， $V_{in}$  的继续减小，使得  $I_{DS2} > I_{DS5}$ 。M4 与 M6 管构成的电流镜将 M4 管的电流放大  $\beta$  倍。由于  $I_{DS1}$  取决于  $V_{ref}$  和  $V_{in}$ ，在临界翻转点处， $I_{DS1} = I_{DS2} / \beta$ 。但在 M1 管的漏极我们可以知道： $I_{DS1} = I_{DS3} + I_{DS6}$ ， $I_{DS6}$  的增加导致了  $I_{DS3}$  的减小，从而导致  $I_{DS5}$  的减小；同时，在 M2 管的漏极， $I_{DS2} = I_{DS4} + I_{DS5}$ ， $I_{DS5}$  的减小导致  $I_{DS4}$  的增加， $I_{DS4}$  的增加又导致了  $I_{DS6}$  的增加，这就形成了正反馈。最终使得  $I_{DS2}$  完全注入 M4 管，而使得  $I_{DS5}$  为 0。因此 M6 管工作在线性区，M1 管的漏端电压约为 0。

因此，当  $V_{in}$  增大时，只有  $V_{in}$  增大到比  $V_{ref}$  大，且使得  $I_{DS1} = \beta I_{DS2}$  时，才会达到另外一个翻转点。这就形成了迟滞。且只有当  $\beta > 1$  时才出现迟滞，而  $\beta < 1$  时失去迟滞效果。

由 M1~M6 及 M11 构成的正反馈增益级的增益由下式给出：

$$A_v = \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}} \times (1 - \alpha)^{-1} \quad (4-7)$$

其中， $\alpha = (W/L)_5 / (W/L)_3$  称为正反馈系数。

#### 4.3.2 电路仿真结果

如图 4.7 所示为比较器的增益特性曲线。

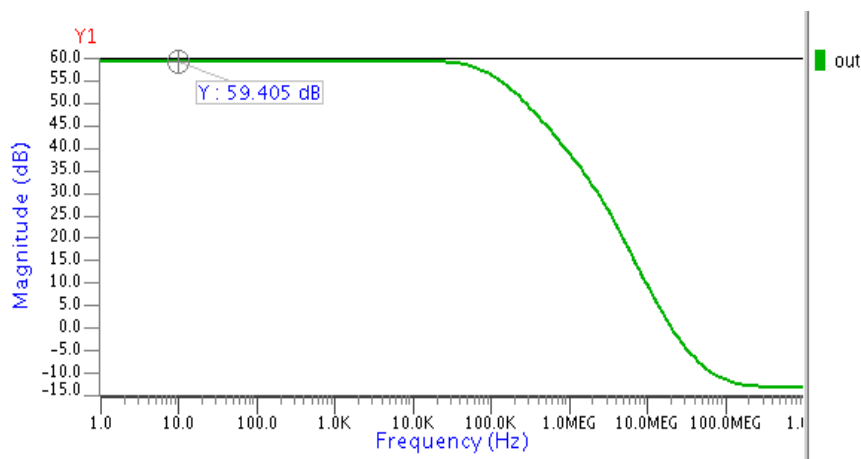


图 4.7 比较器的增益曲线

增益决定着比较器的精度，成正比关系。仿真结果表明，比较器的增益为 59dB，基本满足设计要求。

传输延时也是衡量比较器的一项重要指标，如图 4.8 所示为传输延时测量波形。

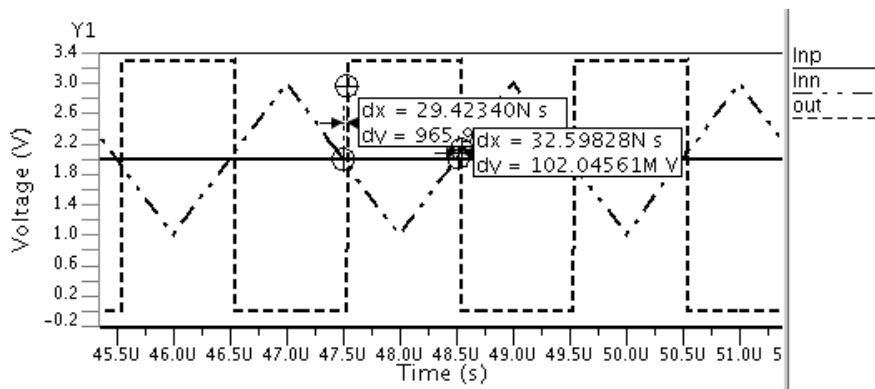


图 4.8 传输延时测量波形

由测量结果可见，比较器的上升延时为 29.4ns，下降延时为 32.6ns，所以比较器的延时约为 30ns。

#### 4.4 带隙基准电压源的设计

基准电压源为整个系统提供一个不随电源和工艺变化，随温度变化也很小的参考电压。DC-DC 转换器的输出精度、温漂等重要指标直接受其影响。在 DC-DC 转换器中需要一个高质量的基准电压源，以达到系统的精度要求。

##### 4.4.1 带隙基准电压源的原理

在半导体技术工艺下，大多数工艺参数是随着温度变化的，因而要直接产生一个不随温度变化的电压或电流是几乎不可能实现的。但是，可以先通过分别产生一个与温度成正相关的电压和一个与温度成负相关的电压，然后将它们相加起来，它们之间的温度系数就可以相互抵消一部分。只要合理设置它们的相

加系数, 就可以在某个温度范围内得到一个随温度变化很小的电压<sup>[24]</sup>。

双极性晶体管可以提供正温度系数和负温度系数两种不同温度特性的电压。利用它产生的这两种相反温度系数的电压相加和就可以设计出随温度变化很小的带隙基准电压源。

现在来分析双极型晶体管的基极-发射极电压的温度特性。假设 PN 结的饱和电流为  $I_S$ , 流过集电极电流为  $I_C$ , 忽略基极电流的情况下, 流过发射极电流  $I_E = I_C$ 。则基极-发射极电压  $V_{BE}$  可表示为:

$$V_{BE} = V_T \cdot \ln(I_C / I_S) \quad (4-8)$$

其中,  $V_T = KT/q$ 。为得到  $V_{BE}$  随温度变化的特性, 上式两边对温度  $T$  分别求导得:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE} - (4+m)V_T - E_g / q}{T} \quad (4-9)$$

其中,  $m \approx -1.5$ ,  $E_g \approx 1.12\text{eV}$  是硅的带隙能量。当  $V_{BE} \approx 750\text{mV}$ ,  $T = 300\text{K}$  时,  $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \approx -1.5\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。由此可见,  $V_{BE}$  的温度系数不仅与温度有关, 还与其本身的大小有关, 具有负的温度系数。

这里已经假定  $I_C$  为定值。实际上  $I_C$  与温度有微小的关系, 下文将会提到它的影响。

如图 4.9 所示, 两个双极型晶体管  $Q_1$  和  $Q_2$  的发射结面积分别为 1 和  $n$ , 流过的电流都为  $I_0$ , 不计它们的基极电流引入的误差, 则:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (4-10)$$

$$= V_T \ln \frac{I_0}{I_S} - V_T \ln \frac{I_0}{nI_S} \quad (4-11)$$

$$= V_T \ln n \quad (4-12)$$

因此,

$$\frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T} = \frac{K}{q} \ln n \quad (4-13)$$

由上式可知, 流过相同电流, 但面积不同的两个晶体管, 它们的  $V_{BE}$  差值与温度成正相关。

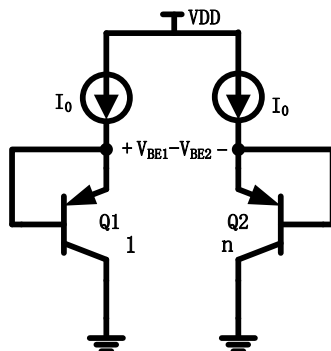


图 4.9 正温度系数电压的产生

基于此原理,可以将以上得到的两个相反温度系数的电压经过添加适当的系数后再相加,便得到一个随温度波动很小的电压,即:

$$V_{REF} = \alpha_1 V_{BE} + \alpha_2 (V_T \ln n) \quad (4-14)$$

#### 4.4.2 带隙基准电压源的电路设计

本文是在标准CMOS工艺下设计带隙基准电压源的。故其中的晶体管采用CMOS下的纵向PNP晶体管。如图4.10所示为本设计所采用的带隙基准电路结构,此带隙基准是在传统基准的基础上经过改进得到的。

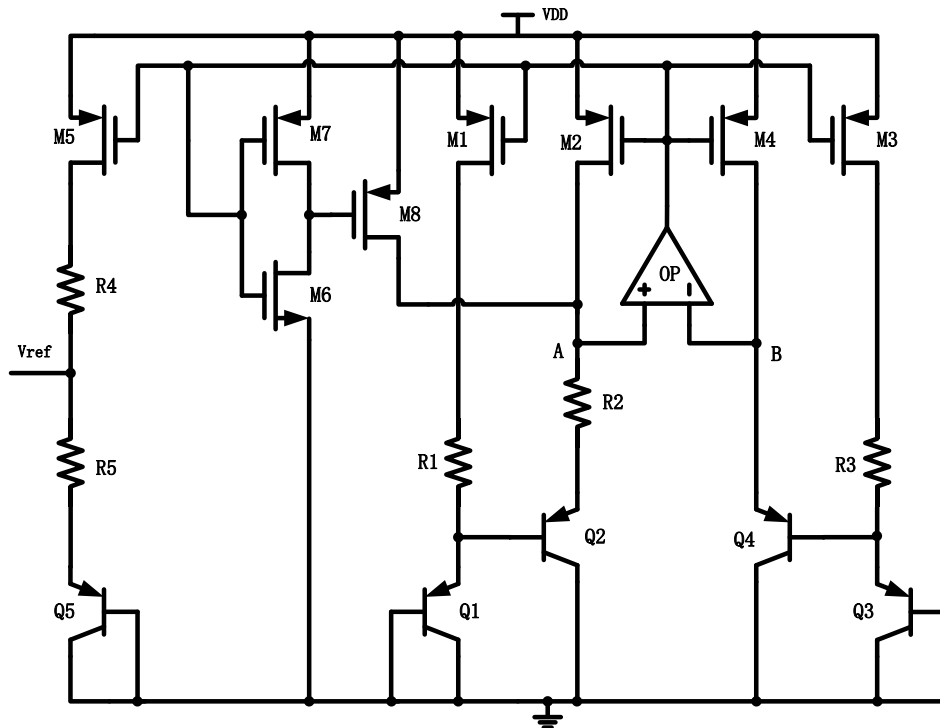


图 4.10 带隙基准电路图

通过引入由运算放大器 OP 构成的负反馈环路,使得  $V_A = V_B$ 。三极管  $Q_1$  和  $Q_2$  的发射结面积相等,三极管  $Q_3$  和  $Q_4$  的发射结面积也相等,但是它们的面积之比为  $n$ 。 $Q_3$  和  $Q_4$  两个基极-发射极电压之和与  $Q_1$  和  $Q_2$  两个基极-发射极电压之和的差值  $\Delta V_{BE}$  加到电阻  $R_2$  上。 $\Delta V_{BE}$  与温度成正相关,这样电阻  $R_2$  上便产生一个与温度成正相关的电流  $I_{R2}$ 。 $M1 \sim M5$  是相同的 PMOS,因此它们的漏极电流都等于  $I_{R2}$ ,若忽略  $Q_1 \sim Q_5$  的基极电流,流过它们电流也都等于  $I_{R2}$ 。此电流流过  $Q_5$  和  $R_5$  便产生了基准电压输出<sup>[25]</sup>:

$$V_{REF} = V_{BE5} + \frac{R_5}{R_2} 2V_T \ln n \quad (4-15)$$

上式等式右边的第一项是与温度成负相关,并呈非线性关系;而第二项是与温度成正相关的,并呈线性关系。通过设定  $R_2$  和  $R_5$  的值及比例,以上两项就可以在尽可能大的程度上相互抵消一部分,进而得到与温度相关很弱的输出电压。



这里采用两个 PN 结级联的形式使得  $\Delta V_{BE}$  增加一倍, 这样就使得运算放大器的失调电压  $V_{OS}$  对基准输出电压的影响进一步弱化。

此电路存在两个简并状态: 正常状态和零状态。为使系统启动时能避免进入零状态, 启动电路是必需的。增加启动电路的原则是当系统进入正常工作状态后, 启动电路不再工作产生功耗, 同时不给系统造成影响。

M6、M7、M8 组成启动电路, M6、M7 组成反相器结构。电路启动时, M1~M4 管的栅极电压很大, 流过其中的电流为零。此时由 M6、M7 构成的反相器输出低电平, 使得 M8 管导通, 向  $R_2$  注入电流, 电路便能正常启动。电路启动后, M1~M4 管的栅极电压降低, 反相器输出为高电平, 使得 M8 管截止, 启动电路不再工作, 对系统不造成影响。值得注意的是, 这里要仔细设计 M6 和 M7 的尺寸, 使得反相器有合理的状态翻转阈值。

#### 4.4.3 提高性能的考虑

##### 1) 集电极电流的变化

上述讨论的前提是先假定 PNP 晶体管的集电极电流是不随温度变化的。然而, 实际上集电极电流  $I_C$  是随温度变化的。假设  $I_C = (2 \cdot V_T \ln n) / R_2$ , 重新对式 (4-8) 两边进行求导得:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial V_T} = \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln \frac{I_C}{I_S} + V_T \left( \frac{1}{I_C} * \frac{\partial I_C}{\partial T} - \frac{1}{I_S} * \frac{\partial I_S}{\partial T} \right) \quad (4-16)$$

由于  $\frac{\partial I_C}{\partial T} \approx V_T \ln n / (R_2 T) = I_C / T$ , 则

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln \frac{I_C}{I_S} + \frac{V_T}{T} - \frac{V_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} \quad (4-17)$$

因此, 式 (4-9) 变为:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE} - (3 + m)V_T - E_g / q}{T} \quad (4-18)$$

由此可见,  $V_{BE}$  的温度系数实际上稍微小一点。集电极电流的变化会影响最终输出电压的温度系数。

##### 2) 运放的失调

若考虑运放的失调电压  $V_{OS}$ , 式 (4-15) 应写为:

$$V_{REF} = V_{BE5} + \frac{R_5}{R_2} (2V_T \ln n - V_{OS}) \quad (4-19)$$

由式(4-19)可知, 可通过两种方法来消弱失调电压带来的影响: 一, 直接减小括号内第二项, 即运放的失调电压  $V_{OS}$ ; 二, 通过增大括号内的第一项而使得  $V_{OS}$  的影响变得弱化。对于后一种方法, 本文通过增大发射结面积  $n$  和同时采用层叠两层 PN 结的方法获得。对于第一种方法, 本文采用了利于减小失调电压的全对称架构运放, 并在设计时谨慎考虑失调因素。所使用的运放结构如图 4.11

所示，关于其设计过程，这里不作介绍，只给出它的结构图。

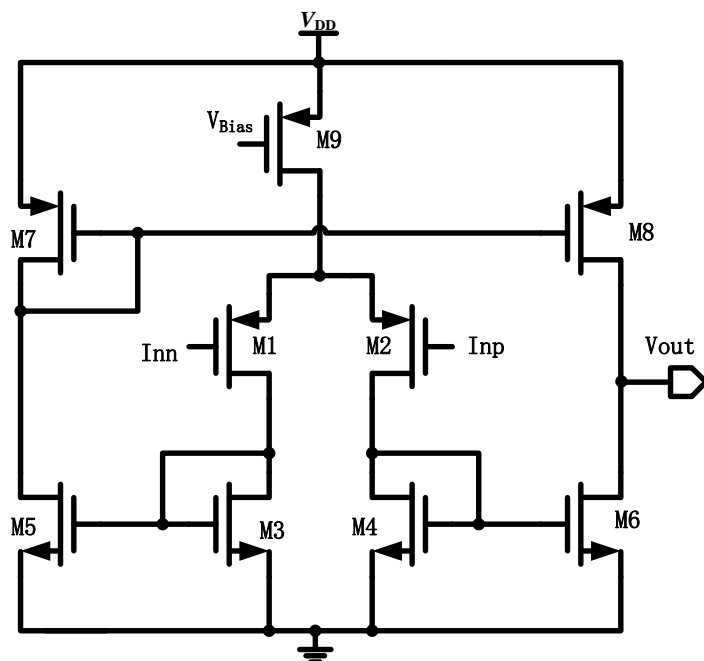


图 4.11 OP 结构图

### 3) 电流镜失配的影响

如果由 M1~M5 构成的电流镜存在失配，那么流过每一路的电流就会存在误差，这样就会给输出基准电压引入误差。为了解决这个问题，本文在设计上层电流镜时，加大了 M1~M5 的栅长和栅宽，尺寸的加大可以减小失配的影响。同时在 M1、M3、M5 的漏极串接一个电阻，调节漏极电位相等，减小沟道长度调制效应引入的电流偏差。

### 4.4.4 带隙基准电压源的仿真结果

#### 1) 温度系数仿真

温度系数表征了基准输出电压与温度相关性的强弱程度，单位为  $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，由下式给出：

$$TC = \left[ \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_O \times (T_{MAX} - T_{MIN})} \right] \times 10^6 \text{ V}/^\circ\text{C} \quad (4-20)$$

图 4.12 所示为本设计中带隙基准电压源的输出电压与温度的变化曲线。电源电压为 3.3V 时，温度从  $-40^\circ\text{C}$  到  $+150^\circ\text{C}$  变化，输出电压  $V_{ref}$  变化 3mV。

温度系数为：

$$TC = \left[ \frac{1.21308 - 1.21005}{1.212 \times (150 - 40)} \right] \times 10^6 = 13 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

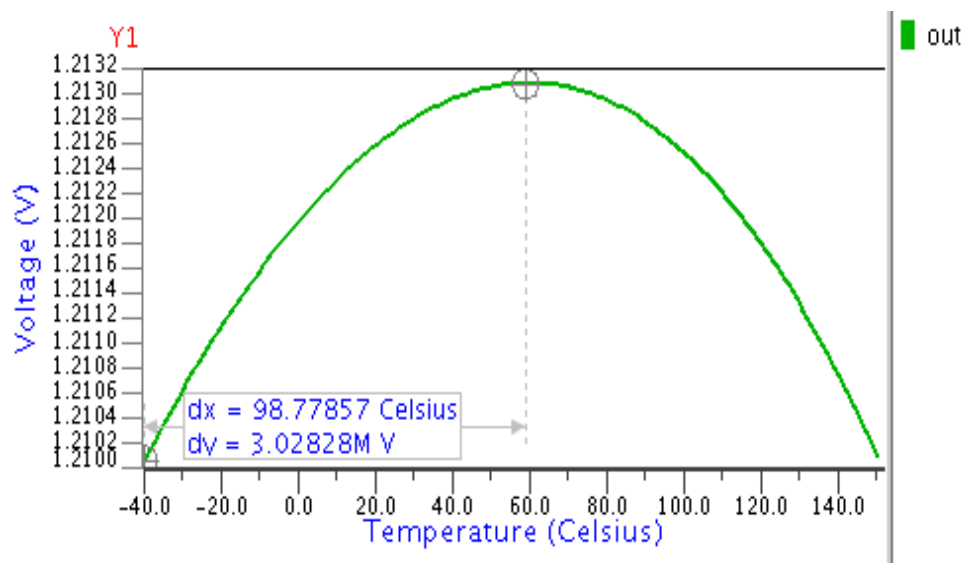


图 4.12 温度特性曲线

## 2) 电源抑制比仿真

电源抑制比(PSRR)表征了从电源端到输出端的增益。定义如下:

$$PSRR = \frac{\Delta V_{power}}{\Delta V_{out}} = \frac{1}{A_{V(power \rightarrow out)}} \quad (4-19)$$

图 4.13 为电源抑制比仿真结果。

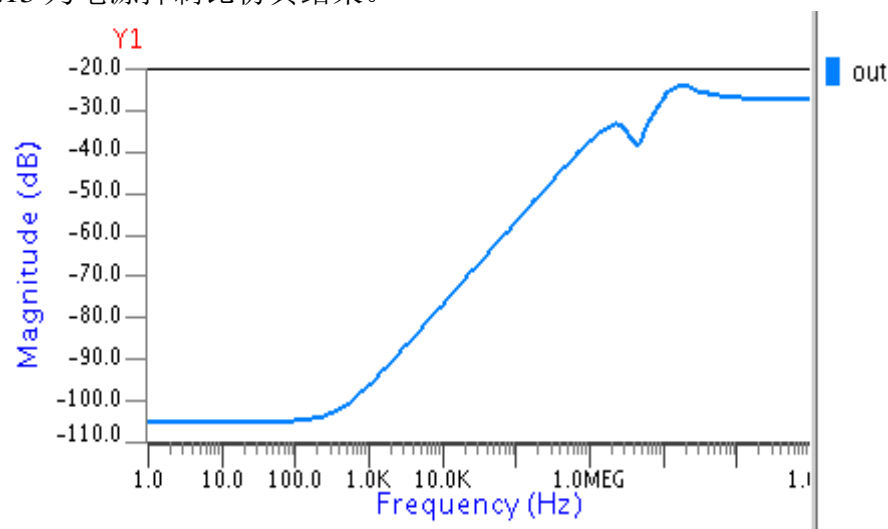


图 4.13 基准电压源 PSRR 曲线

仿真结果表明, 基准电压源的电源抑制比在低频时达到-100dB, 在较高频段时也能达到-30dB, 基本满足电路要求。

## 4.5 振荡器与斜坡信号产生电路的设计

时钟信号产生电路是 DC-DC 转换器中一个重要的模块, 开关频率由时钟信号频率决定, 同时有些逻辑模块也需要时钟信号。电流模式控制的 DC-DC 转换器存在次谐波不稳定因素, 为此要加入斜坡补偿模块, 这就需要一个能产生斜

坡信号的电路。

#### 4.5.1 电路设计

如图 4.14 所示为振荡器和斜坡信号产生电路<sup>[26]</sup>。 $V_{REF}$  为参考电压。 $V_{BIAS}$  为偏置电压。这里不讨论这两个电压的产生电路，只讨论振荡器和斜坡信号产生的核心电路。

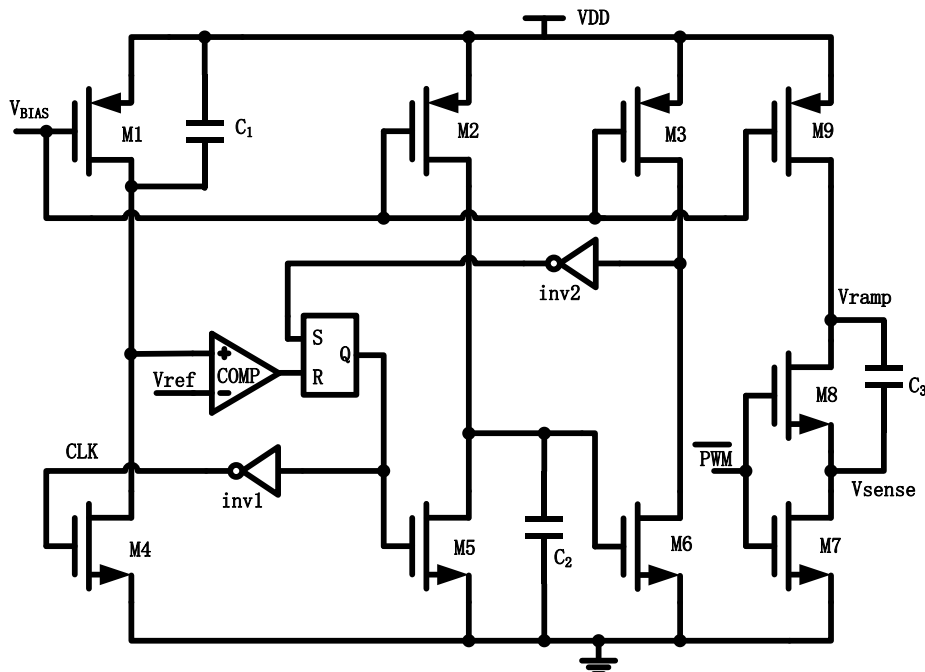


图 4.14 振荡器和斜坡信号产生电路

振荡器由 M1~M6、 $C_1$ 、 $C_2$ 、inv1、inv2 还有一个比较器和 RS 触发器构成。斜坡信号产生电路由 M7~M9 及  $C_3$  构成。

刚上电时，电容  $C_1$  的另一端电压等于电源电压，即比较器的正相输入端为高，其输出为高电平。

此外，刚上电时，电容  $C_2$  上电压为零，M6 管关断，其漏极为高电平，经过反相器 inv2 后，RS 触发器的 S 端输入为低电平，此时 RS 触发器输出为低电平，经过反相器 inv1 后输出时钟信号为高电平，使得 M4 管导通，电容  $C_1$  上电荷迅速泄放，比较器正相输入端电压下降至零，导致比较器输出为零，RS 触发器 R 端输入为零，其输出状态维持低电平。M5 管栅极接 RS 触发器的输出，为低电平，进入关断状态。M2 管电流开始对  $C_2$  充电，其两端电压随时间上升。RS 触发器输出的零状态保持至电容  $C_2$  电压上升至使 M6 导通。

当 M6 导通时，其漏端变为低电平，经过反相器 inv2，使得 RS 触发器的 S 输入端变为高电平，其输出变为高电平，M5 管导通，电容  $C_2$  通过 M5 管迅速放电，M6 管又进入关断状态，其漏极变为高电平，经过反相器 inv2 后，使得 RS 触发器的 S 输入端变为低，RS 触发器输出保持高电平状态。同时 RS 触发器

输出经过反相器  $\text{inv1}$  后, 时钟输出变为低电平,  $\text{M4}$  管关断, 电源开始对电容  $C_1$  充电。时钟输出维持为低电平直到电容  $C_1$  充电达到参考电压  $V_{REF}$ 。

综合以上分析可见, 时钟维持高电平输出的时间由对  $C_2$  的充电时间决定, 而维持低电平输出的时间由对  $C_1$  的充电时间决定。这样就可以通过设定充电电流和电容  $C_1$  和  $C_2$  的大小来达到所需要的时钟频率和占空比, 这给设计带来了很大的方便和灵活性。

$\text{M7} \sim \text{M9}$  和  $C_3$  组成斜坡信号产生电路。驱动 N 型功率管的信号经过取反接至  $\text{M7}$  和  $\text{M8}$  管的栅极, 使得产生的斜坡信号与采样出来的电感电流信号同步。当 N 型功率管导通时,  $\text{M7}$  和  $\text{M8}$  的栅极为低电平, 它们处于关断状态,  $\text{M9}$  管电流开始对电容  $C_3$  充电, 电容  $C_3$  上电压线性上升。当 N 型功率管关断时,  $\text{M7}$  和  $\text{M8}$  的栅极为高电平, 它们处于导通状态, 电容  $C_3$  通过  $\text{M7}$  和  $\text{M8}$  迅速放电。可以通过调节  $\text{M9}$  的电流和  $C_3$  的大小获得所需要的斜率。将采样并经转换得到的采样电压信号接至电容  $C_3$  的另一端, 就可实现采样信号与斜坡信号的叠加, 完成斜坡补偿。

#### 4.5.2 电路仿真结果

图 4.15 所示为振荡器输出波形。周期为  $1.05 \mu\text{s}$ , 占空比为 13%。

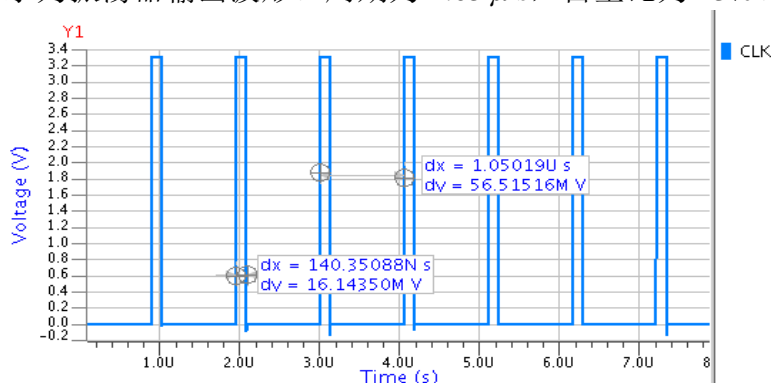


图 4.15 振荡器输出波形

图 4.16 所示为斜坡信号波形。

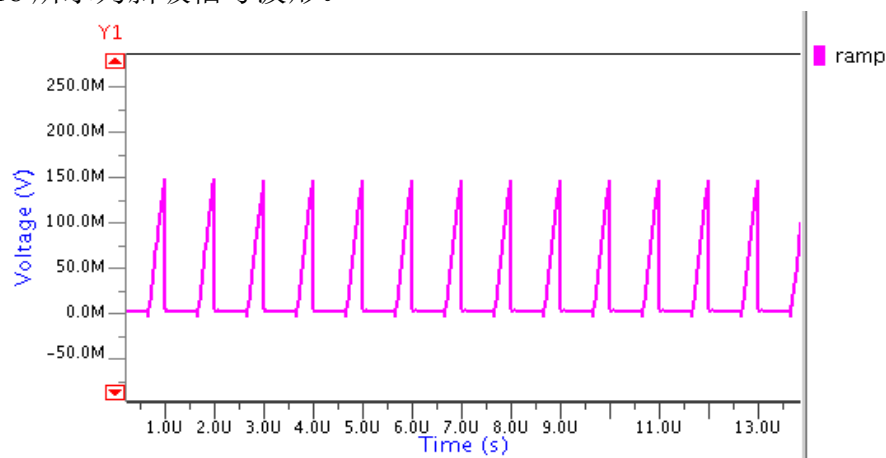


图 4.16 斜坡信号波形

## 4.6 PWM/PFM 自动切换电路设计

从第二章分析可知,为了实现系统在整个负载范围内具有高的效率,满足各种便携式电子产品对高效率电源系统的要求。DC-DC 转换器一般采用双模式调制方式,且两种模式之间可根据负载电流大小实现自动切换。本文的研究重点之一就是实现 PWM 模式与 PFM 模式之间平滑过渡切换。

### 4.6.1 模式监测电路设计

两种调制模式之间的切换是通过监测误差放大器的输出电压实现的。两种模式的监测电路如图 4.17 所示。

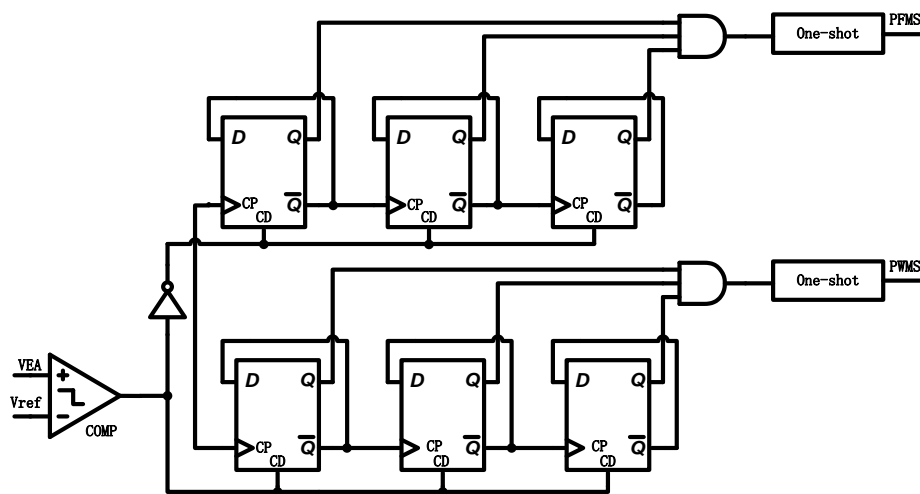


图 4.17 PWM/PFM 模式监测电路

COMP 为迟滞比较器,其正相输入端接误差放大器的输出,反相端接一固定值的参考电压,此电压作为 PWM/PFM 的切换点。三个 D 触发器分别构成两个三位的计数器,当计数满八个周期时,就输出一个脉冲信号,此脉冲信号作为 PWM/PFM 两种模式之间的切换标志信号。驱动 N 型功率管的信号作为这里的计数脉冲信号。

当负载电流减小时,由于输出电容的放电电流减小,输出电压  $V_o$  会逐渐增大,反馈电压  $V_{FB}$  也会随之增大,导致误差放大器的输出下降,降低到比较器的下限阈值以下时,比较器输出低电平。由三个 D 触发器构成的下面的计数器清零,输出标志信号  $V_{PWMS}$  始终为零。上面的计数器开始计数,计满八个周期就输出一个脉冲标志信号,表明负载电流已经下降到预先设定的值,此时系统就会切进 PFM 模式。

当负载电流增大时,由于输出电容的放电电流增大,输出电压  $V_o$  逐渐减小,反馈电压  $V_{FB}$  也会随之减小,导致误差放大器的输出增大,增大到比较器的上限阈值以上时,比较器输出高电平。上面的计数器清零,输出标志信号  $V_{PFMS}$  始终为零。下面的计数器开始计数,计满八个周期就输出一个脉冲标志信号,表明

负载电流已经上升到预先设定的值，此时系统就会切进 PWM 模式。

#### 4.6.2 模式选择电路设计

PWM/PFM 两种模式的选择电路如图 4.18 所示。

此模块电路主要由二选一数据选择器和 RS 触发器构成，可根据模式监测电路的输出标志脉冲信号决定系统工作于 PWM 模式或 PFM 模式。

$V_{SS}$  用于标记软启动是否完成，启动过程中， $V_{SS}$  为高电平，启动完成后  $V_{SS}$  变为低电平。这样，系统在启动过程中将工作于 PWM 模式，使得系统启动时间更短，更快地进入稳定状态。启动完成后就根据模式监测电路输出的脉冲标志信号决定系统工作于何种模式。

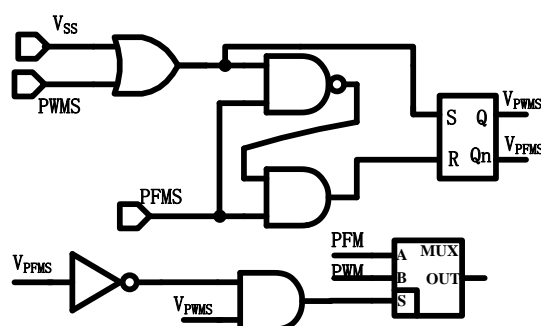


图 4.18 PWM/PFM 模式选择电路

脉冲标志信号经过 RS 触发器后，得到数据选择信号。数据选择器两个输入端分别接 PWM 调制信号和 PFM 调制信号。当脉冲标志信号  $V_{PWMS}$  有效时，数据选择器的数据选择端将为高电平，选择输出 PWM 调制信号；当脉冲标志信号  $V_{PFMS}$  有效时，数据选择器的数据选择端将为低电平，选择输出 PFM 调制信号。

#### 4.6.3 电路仿真结果

由于负载电流要在模拟过程中发生改变，因此用可在模拟过程中设置大小的电流源代替负载电阻，以观察系统在 PWM 与 PFM 两种模式之间的切换过程。仿真结果如图 4.19 和图 4.20 所示，其中  $V_{PWMS}$  为 PWM 模式的脉冲标志信号， $V_{PFMS}$  为 PFM 模式的脉冲标志信号， $I_{load}$  为代替负载电阻的电流源电流， $V_o$  为输出电压， $I_L$  为电感电流。

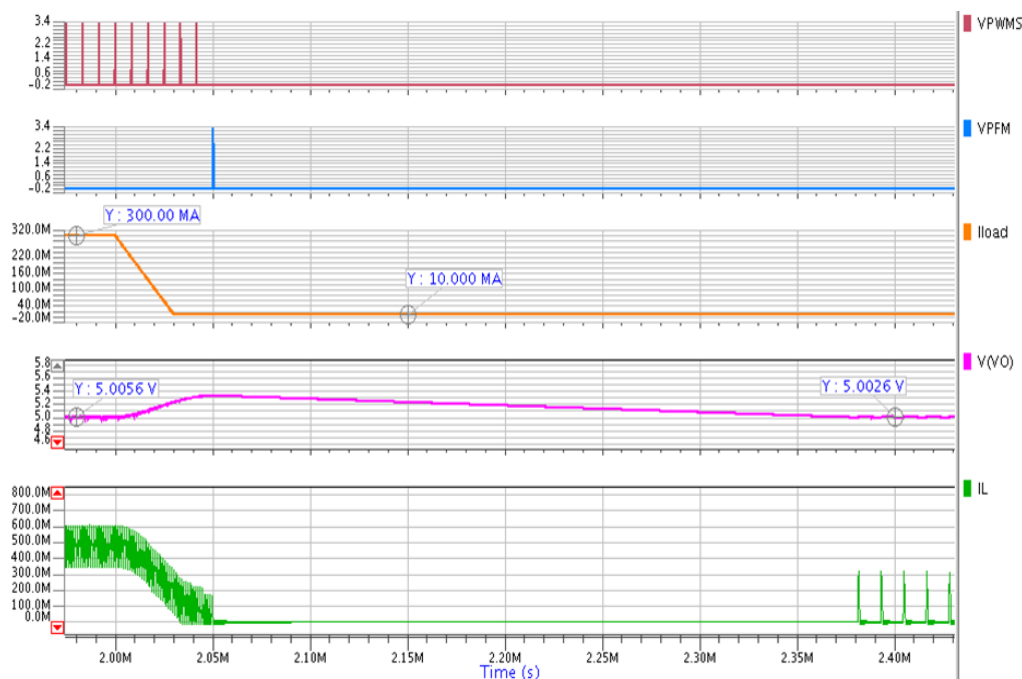


图 4.19 负载电流从 300mA 到 10mA 变化时的模拟曲线图

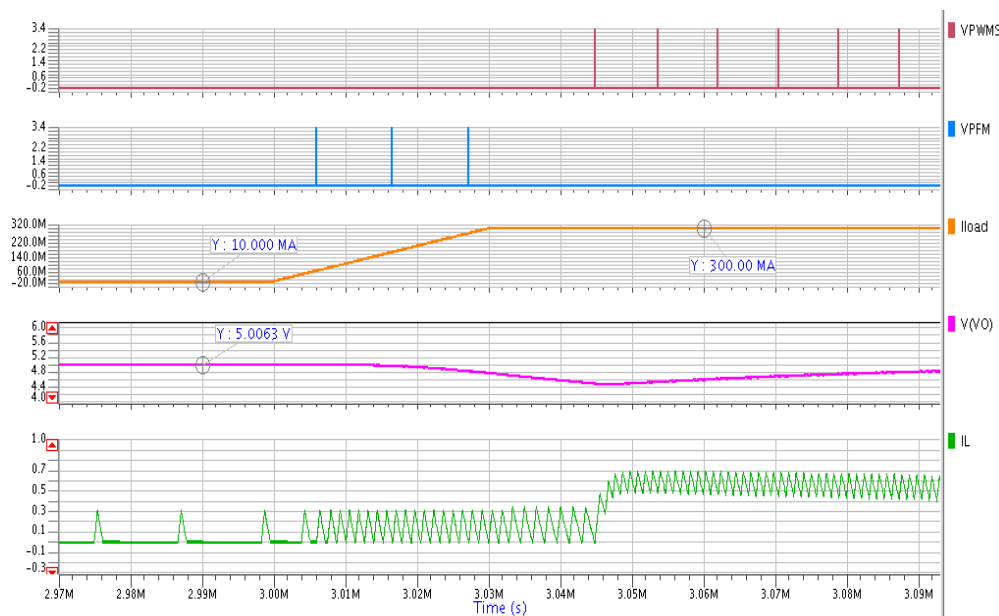


图 4.20 负载电流从 10mA 到 300mA 变化时的模拟曲线图

从仿真结果可知， $I_o = 300\text{mA}$ 时，系统工作于 PWM 模式； $I_o = 10\text{mA}$ 时，系统工作于 PFM 模式。当负载电流在 300mA 和 10mA 之间相互变化时，系统实现了根据负载情况进行 PWM/PFM 两种模式之间自动切换。

#### 4.7 不同尺寸开关管并联技术的实现

本文采用了多个不同尺寸的开关管并联的技术。在轻负载下，只有小尺寸的开关管工作，作为此时损耗的主要来源的驱动损耗就得到有效减小，效率就会有显著提高；在中度负载下，小尺寸和中度尺寸的开关管同时工作；在重负



载下，小尺寸、中度尺寸和大尺寸的开关管同时工作，作为此时的主要损耗来源的导通损耗得到有效减小，重载时的效率就会提高。

#### 4.7.1 电路设计

如图 4.21 所示为不同尺寸开关管并联技术的实现电路。

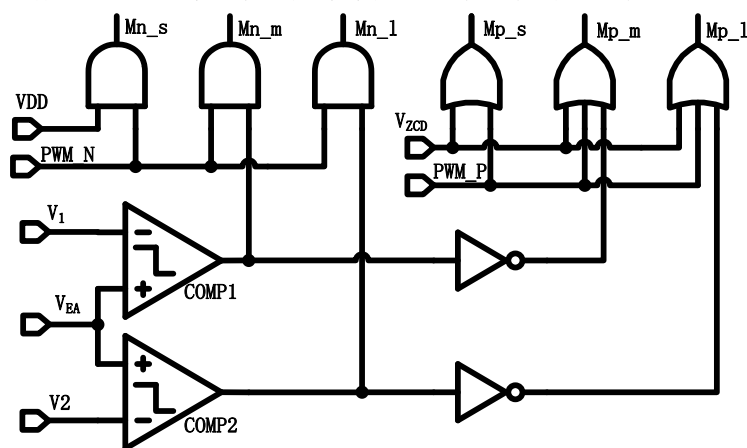


图 4.21 不同尺寸开关管并联技术的实现电路

其在传统的 Boost 型转换器的基础上分别并联三个不同尺寸的开关管和同步整流管。比较器 COMP1 和 COMP2 用于根据负载电流大小决定中度尺寸开关管和大尺寸开关管是否工作。COMP1 的正相输入端接误差放大器的输出端，反相端接一个固定值的参考电压  $V_1$ ，此电压值表示轻度负载与中度负载之间的分界点；COMP2 的正相输入端也接误差放大器的输出端，反相输入端接一个固定值的参考电压  $V_2$ ，此电压值表示中度负载与重度负载之间的分界点。 $V_{ZCD}$  是当  $I_L$  降至零时用于关断 P 型开关管的信号。负载电流大小与误差放大器输出电压成正比关系，故其输出电压即可反映负载电流的大小。

在轻度负载情况下，误差放大器的输出电压值小于参考电压  $V_1$ ，比较器 COMP1 和 COMP2 的输出皆为低电平。因此，只有小尺寸的开关管和小尺寸的同步整流管工作，同时系统工作于 PFM 模式下，驱动损耗大大减小，效率显著提高。

在中度负载情况下，误差放大器的输出电压值大于参考电压  $V_1$ ，而小于参考电压  $V_2$ ，比较器 COMP1 输出高电平，而比较器 COMP2 输出低电平。因此，中度尺寸的开关管和中度尺寸的同步整流管开始工作。

在重度负载情况下，误差放大器的输出电压值大于参考电压  $V_2$ ，比较器 COMP1 和 COMP2 的输出均为高电平。此时，大尺寸的开关管和大尺寸的同步整流管开始工作。三个不同尺寸的功率管并联，相当于增大了尺寸，导通电阻减小，导通损耗因此减小，效率得到有效提高。

#### 4.7.2 电路仿真结果

在此，轻度负载电流范围为：0mA~50mA；中度负载电流范围为：

50mA~200mA；重度负载电流范围为：200mA~500mA。图 4.22 所示为负载电流从 30mA 到 300mA 变化时的波形图。

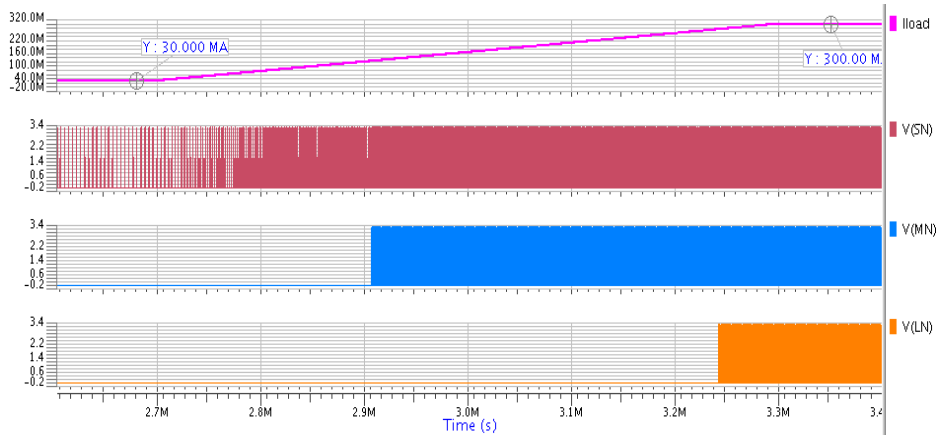


图 4.22 负载电流从 30mA 到 300mA 变化时的波形图

其中， $I_{load}$  为代替负载电阻的电流源电流， $V_{SN}$  为小尺寸 N 型开关管的驱动信号， $V_{MN}$  为中度尺寸 N 型开关管的驱动信号， $V_{LN}$  为大尺寸 N 型开关管的驱动信号。

图 4.23 所示为负载电流从 300mA 到 30mA 变化时的波形图。

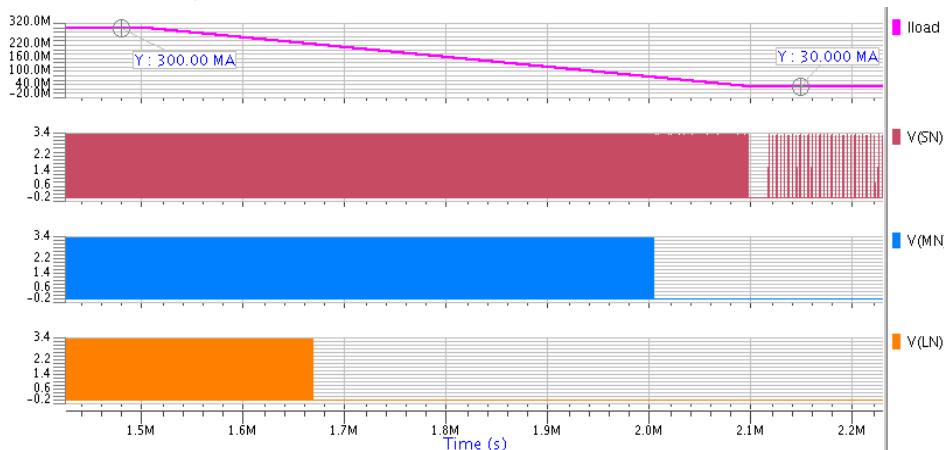


图 4.23 负载电流从 300mA 到 30mA 变化时的波形图

从仿真结果可知，在轻度负载下，只有小尺寸的开关管工作，同时开关频率减小；在中度负载下，小尺寸和中度尺寸的开关管同时工作；在重度负载下，小尺寸、中度尺寸和大尺寸的开关管同时工作。

## 4.8 电平位移与驱动电路的设计

在采用同步整流技术的 Boost 型转换器中，同步整流管一般采用 P 型功率管，其源极接转换器的输出端，即源极端电压较高。为了能使同步整流管有效的开启和关断，需要电平位移电路来实现栅控制电压脉冲的电平转换。由于开关管尺寸通常都较大，栅电容随之增大，而 PWM 比较器输出的信号驱动能力很弱，

无法直接驱动开关管，需要增加驱动电路来提高驱动能力。

#### 4.8.1 电平位移电路设计

本设计中，PWM 比较器输出的信号幅度等于输入电源电压的幅度，此电压幅度不足以使同步整流管关断，电平位移电路就是为了使 PWM 比较器输出的信号幅度与转换器的输出电压幅度可以相互转换，以有效地关断同步整流管。

如图 4.24 所示为电平位移电路图<sup>[28]</sup>。以电平从 0~3.3V 转换到 0~5V 为例，来分析这个电平位移电路的转换原理。两个反相器的电源接 3.3V，输入接需要转换的电平，VH 为目的转换电平。

当输入 3.3V 电平时，经过一个反相器后，M1、M3 的栅极输入为零，此时 M1 截止，M3 导通，M6 栅极输入为高电平，其将截止；经过 inv1 和 inv2 后，M2、M4 的栅极输入为高电平，此时 M2 导通，M4 截止，M5 栅极输入为零，其将导通，经过一个反相器后，最终输出为 5V，实现了电平从 3.3V 到 5V 的转换。M3 和 M4 加快了电平转换。

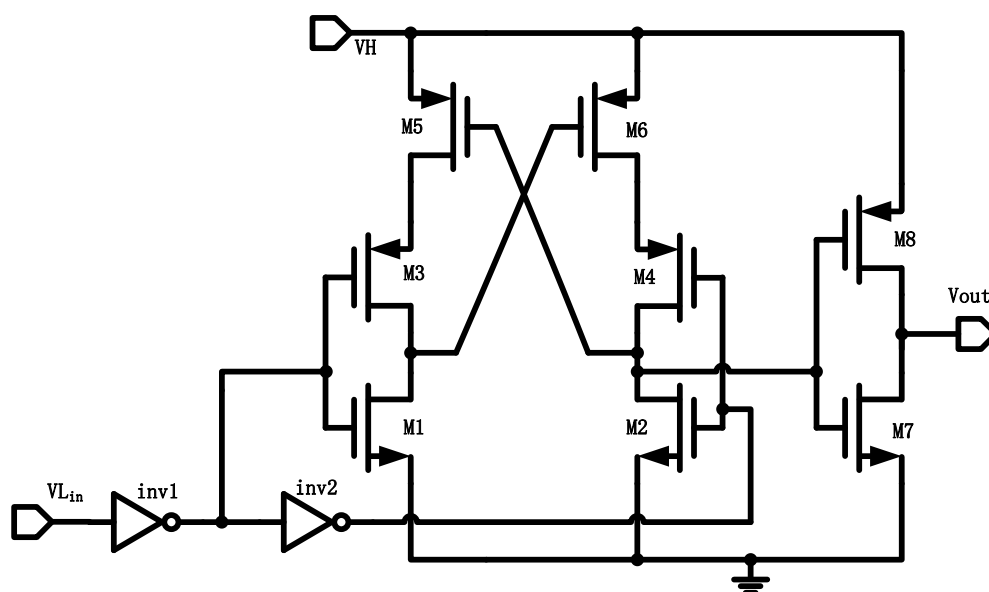


图 4.24 电平位移电路图

#### 4.8.2 电路仿真结果

如图 4.25 所示为电平位移电路的模拟波形图

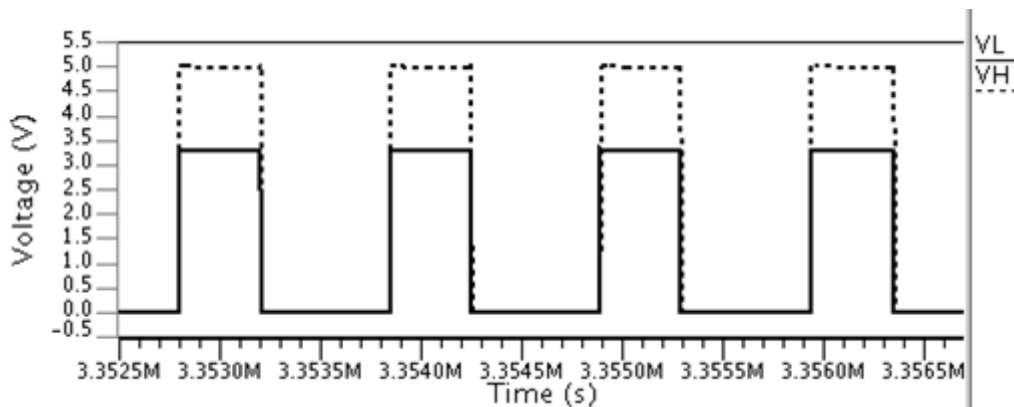


图 4.25 电平从 3.3V 到 5V 转换波形图

从上图可看出，此电平位移电路可实现电平从 3.3V 到 5V 转换。

#### 4.8.3 驱动电路设计

为了保证 PWM 脉冲能有效驱动栅电容较大的开关管的导通和关断，而且延时在可接受的范围内。一个合理的解决方案就是采用反相器链<sup>[29]</sup>。其电路如图 4.26 所示。

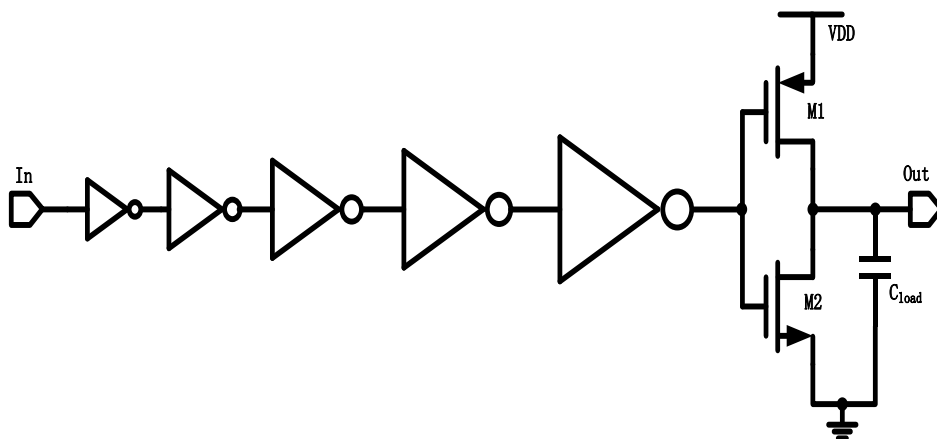


图 4.26 驱动电路图

在反相器链中，设第一级反相器的输入电容为  $C_0$ ，功率管的栅极输入电容为  $C_g$ ，每一级反相器的输出电容与输入电容之比为  $\alpha$ ，且当  $\alpha = 1$  时本身的延迟时间为  $t_p$ 。则经过  $n$  个的延时为： $t_d = n \times \alpha \times t_p$ 。

电路总的电容比值为：

$$\frac{C_g}{C_0} = \alpha^n \quad (4-20)$$

$$\text{总的延迟时间为: } t_d = \alpha \times t_p \times \frac{\ln \frac{C_g}{C_0}}{\ln \alpha} \quad (4-21)$$

对上式求导，得：

$$\frac{\partial t_d}{\partial \alpha} = t_p \times \frac{\ln \frac{C_g}{C_0}}{\ln \alpha} - \alpha \times t_p \times \frac{\ln \frac{C_g}{C_0}}{\alpha \ln^2 \alpha} = 0 \quad (4-22)$$

由上式可得，当  $\alpha = e = 2.72$  时，延迟  $t_d$  最短。其值为  $2.72 t_p \ln C_g / C_0$ 。由于驱动器的延迟对相邻两级之间的比例因子不是很敏感，因此，为了减少缓冲级数，并降低功耗，可以稍微增大比例因子来代替  $\alpha$ ，本设计中取  $\alpha = 4$ ，即使用 4 级反相器来实现驱动电路。

#### 4.8.4 电路仿真结果

对驱动电路传输延时仿真，结果如图 4.27 所示。

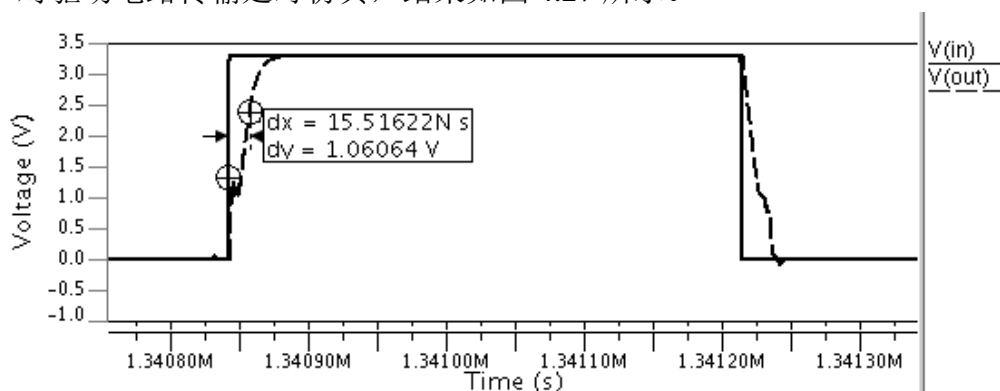


图 4.27 驱动电路仿真波形

图中实线波形代表驱动器的输入信号，虚线波形代表输出信号，由结果可看出，驱动器的延时约为 16ns。



## 第五章 系统仿真及分析总结

本章主要将已设计的各个功能模块构建成一个完整的系统，并根据指标要求选择合适的外围元器件。最后对整个系统进行仿真验证，调整参数，使其达到指标要求，给出了部分电特性曲线，并结合实际应用对结果进行分析总结。

### 5.1 整体电路及外围元器件选择

本系统除了电感、输入电容、输出滤波电容及分压电阻以外的所有电路模块都将集成在一块芯片中。按照芯片的形式，控制部分电路以符号形式表示。对外围元器件进行分析选择，最后对整个系统进行模拟仿真。

#### 5.1.1 整体电路结构

如图 5.1 所示为该转换器芯片的典型应用图。该芯片的管脚及功能描述如下：

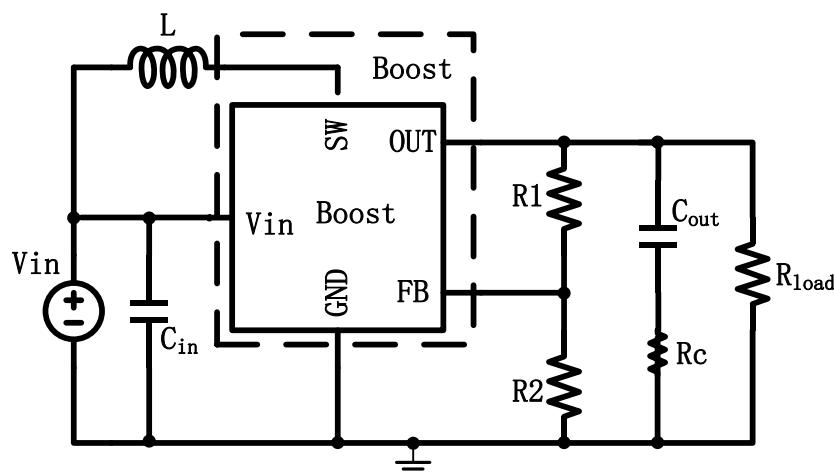


图 5.1 Boost 型转换器的典型应用图

**Vin**（直流电源电压输入端）：可正常工作的输入电压范围为 2.5V~4.5V。 $C_{in}$  为输入电容，用来阻止输入端电压出现大的波动。

**SW**（开关节点端）：这是 DC-DC 转换器的关键节点。在 Vin 端与 SW 端之间接入电感。

**OUT**（输出端）：Boost 型转换器的输出端。正常输出一稳定电压 5V。

**FB**（反馈端）：一个从输出端到 GND 管脚的电阻分压器，接到 FB 管脚用来设置输出电压。

**GND**（地端）：零电位参考端。布局时要加以注意，防止电流噪声的串扰。

#### 5.1.2 芯片外围元器件选择

芯片的外围元器件包括电感、输入电容、输出电容及分压电阻<sup>[30]</sup>。以下将讨论如何选择它们。

##### 1) 电感的选择

在实际应用中,电感的选取主要受纹波电流、开关频率及系统的转换效率的制约。此外,电感的额定电流值要满足应用条件。在 Boost 型变换器中,纹波电流  $\Delta I_L$  由负载电流确定,往往为最大负载电流的 20% 至 30% 之间。使用较小的电感值会造成较大的电感纹波电流,但会使得电感的寄生电阻更小,有助于系统效率的提高。不过,电感纹波电流越大,在较大的负载电流下,系统就会进入 DCM 模式。一旦确定了纹波电流和开关频率,所需电感值大小可以通过下列公式计算:

$$L = \frac{V_{in} \times D}{\Delta I_L \times f_{sw}} \quad (5-1)$$

## 2) 输入电容的选择

输入电容可以抑制输入电压纹波对系统造成的影响。此外,输入电容还可以减小由于输出电流突变造成的输入电压的突变。

在实际应用中,输入电容一般采用具有阻抗低和体积小特性的陶瓷电容。使用 XR5 或 XR7 等高级介质的陶瓷电容可以耐较高温度。同时在 PCB 布局中,输入电容  $C_{in}$  应尽可能地放置于靠近  $V_{in}$  和 GND 引脚的位置。

若选择非陶瓷类型的电容器,则要选取具有最小纹波电压的品种,同时考虑其 RMS 电流额定值要满足应用条件。纹波电流近似值为:

$$I_{IN-RMS} = I_{OUT} \times \sqrt{D \times (1-D)} \quad (5-2)$$

当占空比为 50% 时,上式取得最大值,为  $I_{OUT}$  的二分之一。即 RMS 电流额定值至少取为最大输出电流的一半。为了得到更好的输入滤波效果,输入滤波电容器往往由一个大容量电容器并联一个低 ESR 陶瓷电容器组成。

## 3) 输出电容的选择

输出电容用于滤除电感纹波电流,并在负载瞬变的情况下提供充电电源。本文所设计的 Boost 型转换器可供选择使用的输出电容种类很多。使用 SP、OSCON 或陶瓷电容均可得到比较理想的性能。而每种类型的电容都有其各自的优点。如果从减小输出电压纹波  $\Delta V_{OUT}$  和噪声尖峰方面考虑,可选择 ESR 极低的陶瓷电容。如果为瞬态条件提供大容量而体积又小的电容,可以选择 SP 或 OSCON 电容。

$\Delta V_{OUT}$  和瞬态响应特性是选择输出电容时首要兼顾的两个指标。 $\Delta V_{OUT}$  的近似值可由以下公式得到:

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \times [R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_{sw} \times C_{OUT}}] \quad (5-3)$$

式中,  $\Delta V_{OUT}$  是电源输出端峰-峰电压纹波量,  $f_{sw}$  是开关频率,  $C_{OUT}$  是本设计中使用的输出电容,  $R_{ESR}$  是输出电容的寄生电阻。不同的应用场合对输出电压纹波的要求是不一样的,一般要求输出电压纹波值小于额定输出电压的 1%。



陶瓷电容因具有非常低的 ESR 而成为首选。然而，实际中的电容值会随施加在其两端的电压而出现减小的现象。封装和额定值不同，下降的程度也就不一样。由负载瞬变造成的输出电压的瞬变会受输出电容的影响。在不计环路带宽的情况下，下式可用于计算瞬态压降近似值：

$$V_{DROOP} = \Delta I_{OUTSTEP} \times R_{ESR} + \frac{L \times \Delta I_{OUTSTEP}^2}{C_{OUT} \times (V_{OUT} - V_{in})} \quad (5-4)$$

式中， $V_{DROOP}$  是忽略了环路带宽因素的输出电压降， $\Delta I_{OUTSTEP}$  是负载阶跃变化， $R_{ESR}$  是输出电容的 ESR， $L$  是电感值， $C_{OUT}$  是所需的最小输出电容， $V_{in}$  是输入电压，而  $V_{OUT}$  是设置稳压器的输出电压。

#### 4) 分压电阻的选择

在 Boost 型转换器中，通过调节分压电阻  $R_1$ 、 $R_2$  的比值来获得一稳定电压 5v。为保证轻载时转换器能高效工作，流出反馈电阻的电流应尽可能小，即要求分压电阻尽量大，但是为了保证输出电压精度，反馈电阻又不能很大。输出电压的计算公式为：

$$V_o = \frac{V_{ref}}{R_1} \times (R_1 + R_2) \quad (5-5)$$

在基准电压已知的情况下，先确定流过分压电阻的电流值，进而确定  $R_1$  的值，再通过上式，根据输出电压的要求确定  $R_2$  的值。

## 5.2 系统仿真与分析

将所设计的关键电路模块组成一个完整的系统，并选择合适的外围元器件，使用 eldo 仿真器对该系统进行模拟仿真，得到部分电特性曲线。

### 5.2.1 系统启动仿真

系统软启动过程的参考电压变化如图 5.2 所示。

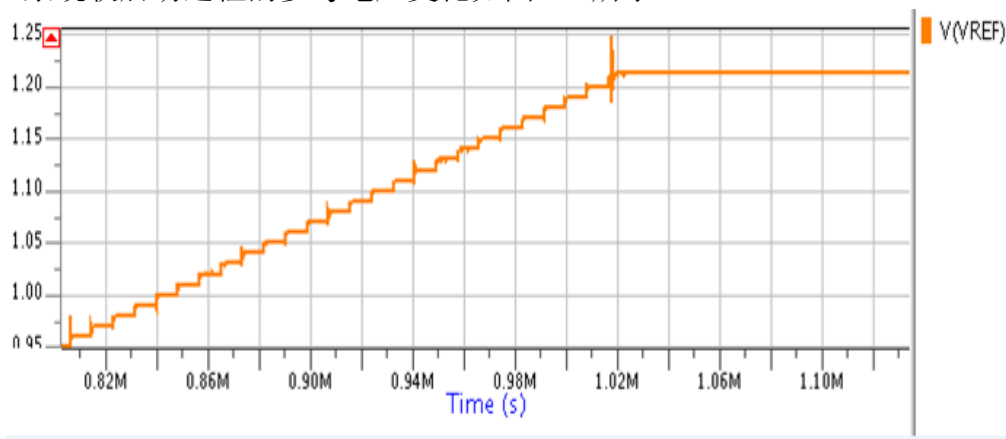


图 5.2 软启动过程参考电压的变化

软启动的实现是由 D 触发器组成的计数器对软启动时钟 CLK 计数，产生 n

位数字输出信号  $A_0 \sim A_{n-1}$  分别控制  $n$  路镜像电流, 后一路电流镜像与前一路的比为 2, 电流流过一固定电阻产生随电流增大而一级级上升的软启动电压。防止启动过程中, 因误差放大器输出过大而引起的大电感电流<sup>[31]</sup>。

从仿真结果可看出, 启动参考电压随时间逐级上升, 历经约 1ms。

### 5.2.2 PWM 模式仿真

图 5.3 所示为系统工作于重载 PWM 模式下, 负载电流为 400mA 时的电感电流、输出电压及开关节点电压波形。图中  $I_{(L0)}$  表示电感电流,  $V_o$  表示输出电压,  $V_x$  表示开关节点电压。

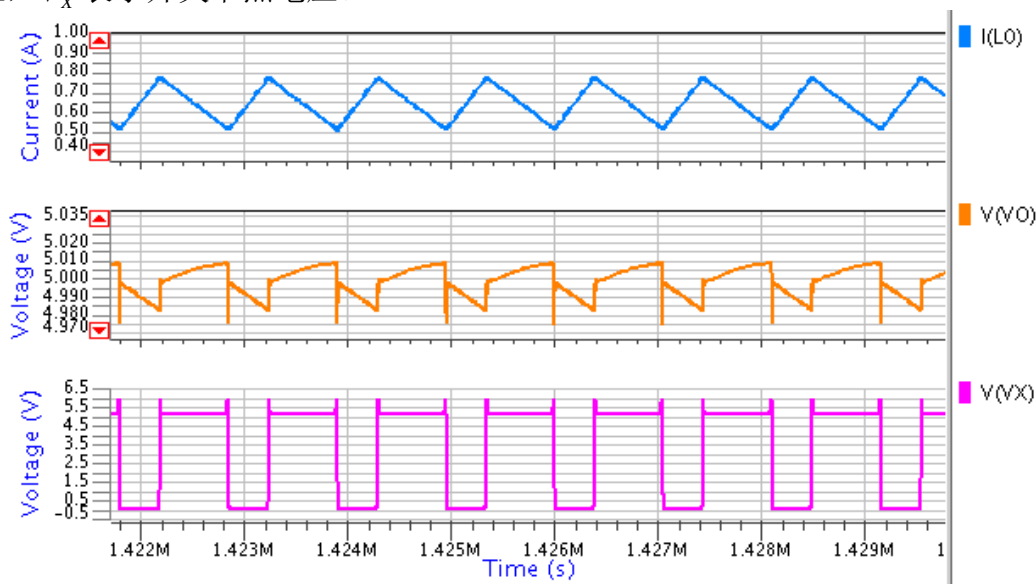


图 5.3 重载 PWM 模式下波形

从仿真结果可以看出, 当负载电流为 400mA 时, 系统工作于 PWM 模式下, 开关频率为 1MHz, 占空比为 36%, 电感纹波电流  $\Delta I_L = 258mA$ , 输出电压纹波为 26mV。

### 5.2.3 PFM 模式仿真

图 5.4 所示为系统工作于轻载 PFM 模式下, 负载电流为 20mA 时的电感电流、输出电压及开关节点电压波形。

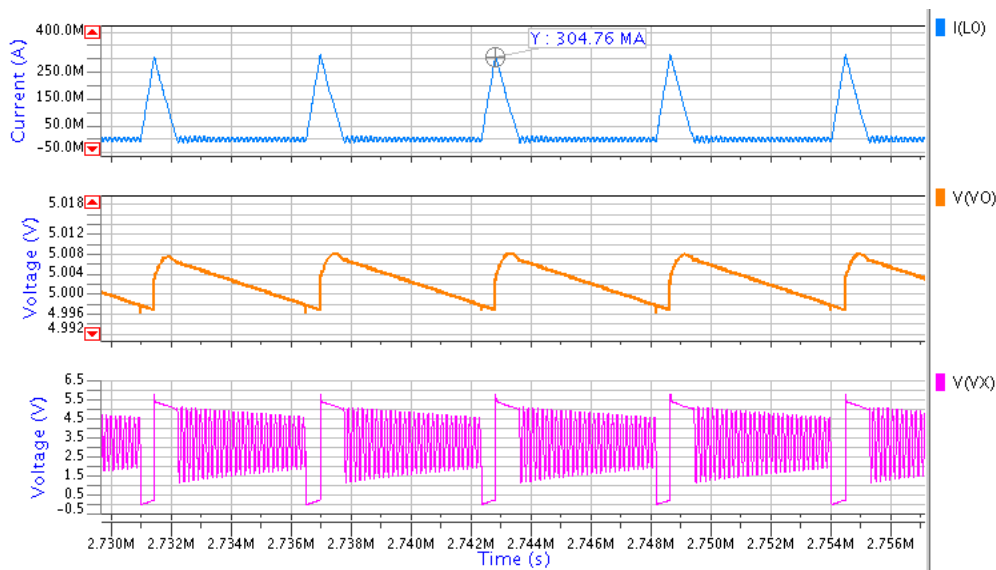


图 5.4 轻载 PFM 模式下波形

仿真结果表明，当  $I_o = 20\text{mA}$  时，系统在 PFM 模式下工作。本设计采用的 PFM 方法是电感峰值电流限制--最小关断时间，峰值电流限制值  $I_{Lim}$  约为 300mA 输出电压纹波约为 12mV。当电感电流降至零时，同步管关断，此时开关节点为高阻抗点，此处出现振铃。

#### 5.2.4 PWM/PFM 自动切换仿真

图 5.5 所示为负载电流从 400mA 变到 20mA 时的波形。

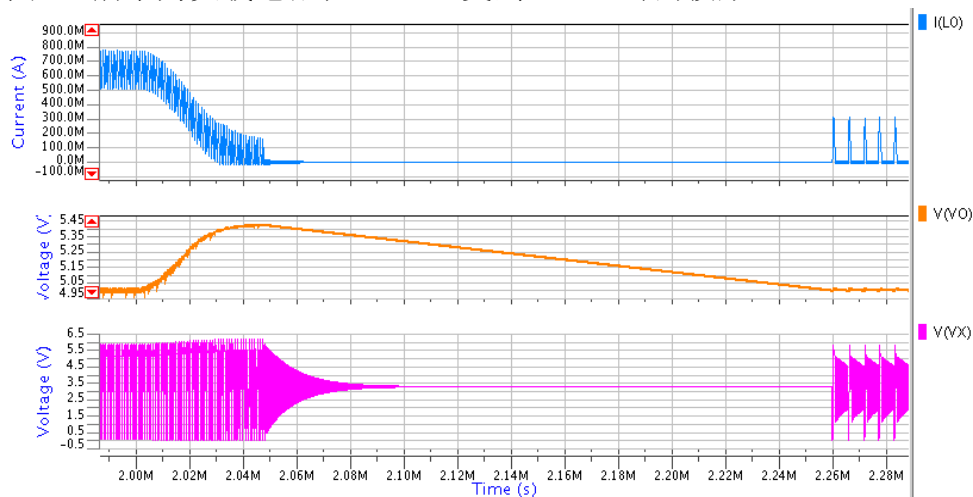


图 5.5 负载电流从 400mA 变到 20mA 时的波形

仿真结果表明，当负载电流从 400mA 变到 20mA 时，系统将从 PWM 模式自动切换至 PFM 模式。同时输出电压会瞬间上升，而后再恢复到预定值。

图 5.6 所示为负载电流从 20mA 变到 400mA 时的波形。

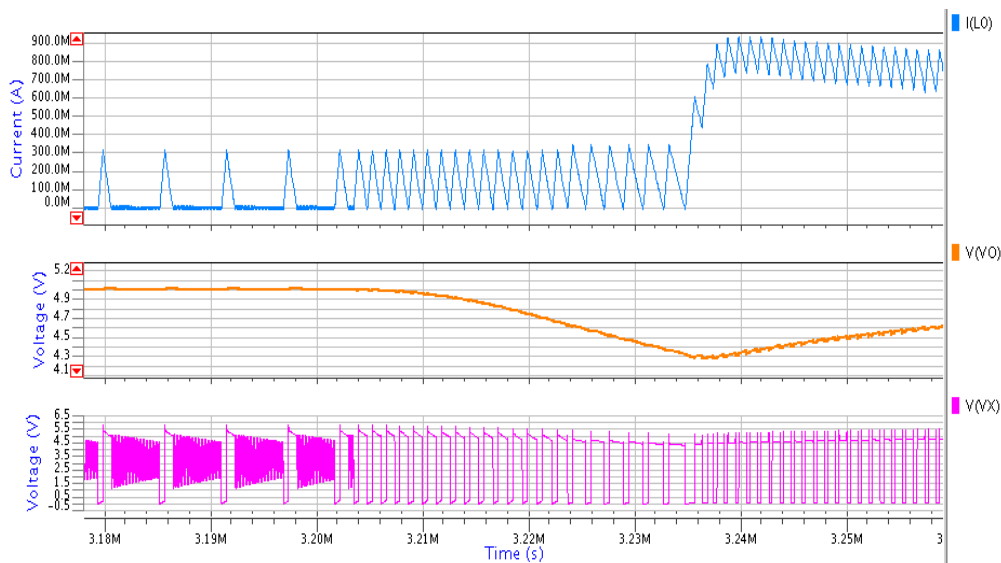


图 5.6 负载电流从 20mA 变到 400mA 时的波形

仿真结果表明，当负载电流从 20mA 变到 400mA 时，系统将从 PFM 模式自动切换至 PWM 模式。同时输出电压会瞬间下降，而后再恢复到预定值。

#### 5.2.5 开关管自动选择仿真

图 5.7 所示为负载电流从 30mA 变到 300mA 时，开关管的自动选择过程。图中  $I_{load}$  为代替负载电阻的电流源电流， $V_{SN}$  为小尺寸 N 型开关管的驱动信号， $V_{MN}$  为中度尺寸 N 型开关管的驱动信号， $V_{LN}$  为大尺寸 N 型开关管的驱动信号。

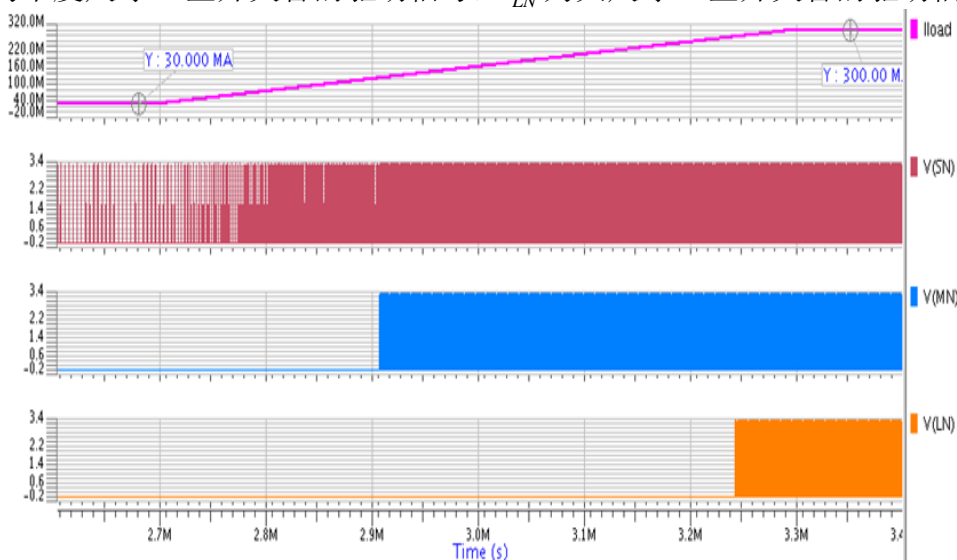


图 5.7 负载电流从 30mA 变到 300mA 时开关管的自动选择过程

由仿真结果可以看出，当负载电流比较小时，只有小尺寸的开关管工作，随着负载电流的增大，中度尺寸的开关管开始工作，当负载电流进一步增大时，大尺寸的开关管也开始工作。

图 5.8 所示为负载电流从 300mA 变到 30mA 时，开关管的自动选择过程。

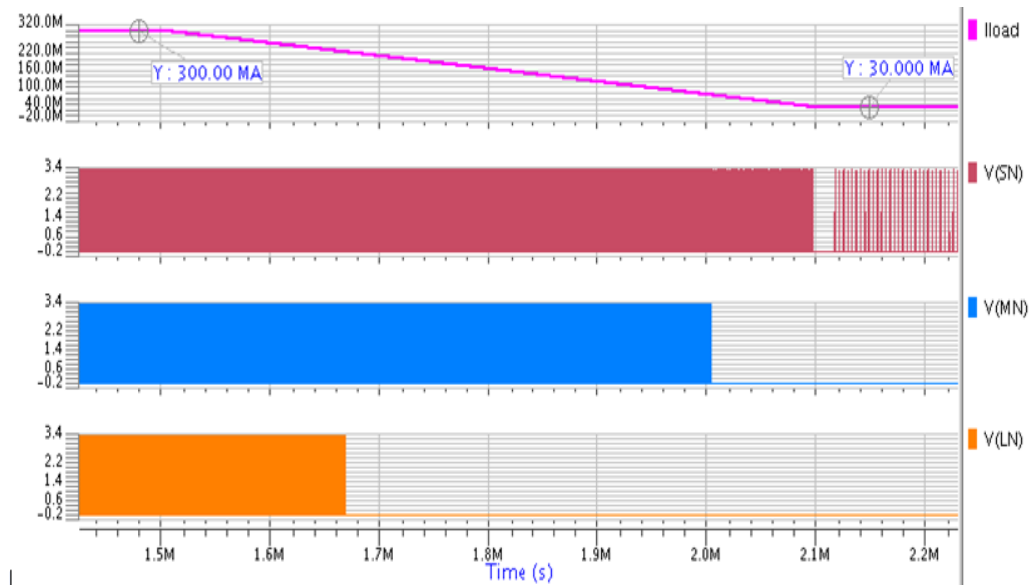


图 5.8 负载电流从 300mA 变到 30mA 时开关管的自动选择过程

由仿真结果可以看出，当负载电流比较大时，三个开关管同时工作，随着负载电流的减小，大尺寸的开关管停止工作，当负载电流进一步减小时，中度尺寸的开关管也停止工作。

5. 2. 6 转换效率

转换效率 $\eta$ 是输出功率与输入功率的比值，表征电源的利用效率。计算公式为：

$$\eta = \frac{V_o \times I_o}{V_{in} \times I_{in}} \times 100\%$$

(5-6)

表 5-1 所示为在输入电压 $V_{in} = 3.3V$ 时测得的不同负载所对应的效率。

表 5-1 效率仿真结果

负载 (mA)	500	400	300	200	100	90	80	70
效率 (%)	92.96	93.97	94.94	94.21	95.50	95.20	94.92	94.53

续表 5-1

负载 (mA)	60	50	40	30	20	10	5	1
效率 (%)	94.07	92.81	91.30	90.99	90.82	90.24	88.87	80.50

从表中数据可看出，负载电流为 100mA 时，效率达到最大值 95.50%，在负载电流只有 1mA 时，效率也能达到 80.50%。随着负载电流的增大或减小，效率都会有下降的趋势，但在整个负载范围内，效率在 80% 以上。



## 第六章 总结与展望

### 6.1 总结

本文首先介绍分析了 DC-DC 转换器的几种不同的拓扑结构的工作原理、工作模式、调制模式及控制模式。然后深入研究了 Boost 型转换器存在的各种功率损耗来源,同时也研究了针对各种损耗源所采取不同的减小相应损耗的方法。通过综合比较分析可行性、系统电路的复杂程度及实现的难易程度,从降低整个负载范围内的损耗,提高系统效率出发,设计了整个系统的各个模块电路,最终完成了 Boost 型转换器芯片的整体设计。

本文采用同步整流技术和 PWM/PFM 双模式自动切换技术,同时采用并联多个不同尺寸大小的开关功率管的技术,可根据负载电流大小自动选取适当的开关功率管,进而提高效率,达到了系统的设计要求。

本文所做的主要工作可总结如下:

(1) 研究了 DC-DC 转换器的几种不同拓扑结构的工作原理,以 Boost 型转换器为重点,分析了其调制模式和控制模式。

(2) 深入研究了 Boost 型转换器的各种功率损耗源,明确了在不同负载情况下的几个主要损耗源所占的比重,根据不同变量优化开关管尺寸。在此基础上,研究分析了针对各种损耗源减小相应损耗的方法。通过综合比较,确定本文所使用的提高效率的技术。

(3) 分析了系统各个模块电路的工作原理,在此基础上设计了各个模块电路,并对其进行仿真验证。其中重点设计了带隙基准电压源、电流检测电路、PWM/PFM 模式自动切换电路、开关管自动选择电路等。

(4) 采用所设计的各个模块,并选取了合适的外围元器件,组成了一个完整的 Boost 型转换器,并进行了仿真验证和优化,最终达到了指标要求。

(5) 在重度负载情况下,效率均可达 92% 以上;在中度负载情况下达到最高效率 95.5%;在轻度或超轻度负载情况下均可达 80% 以上。与目前的高效率 Boost 型转换器相比,本文所设计的 Boost 型转换器既保证了中度负载情况下的高效率,同时也兼顾了重度负载、轻度和超轻度负载下的高效率。尤其在轻度和超轻度负载下的效率提高十分明显。这对于延长系统的待机时间十分有利。

### 6.2 展望

由于时间及个人能力的有限,对本课题的研究难免存在不足之处,今后将从以下几个方面进一步完善:

(1) 本文侧重于提高效率,而对输出电压精度和纹波、负载调整率、噪声及电磁兼容等指标考虑得比较少,而这些指标对系统的影响不可忽视,故今后要在这些指标上下工夫,使系统更加完善。

(2) 本文未对 **Boost** 型转换器进行小信号建模,而要确保系统稳定可靠地工作,同时使得环路增益达到一定的值,是离不开小信号建模的。今后要加强研究 DC-DC 转换器的小信号建模方法。

(3) 进行效率优化,向更高效率迈进。

(4) 本文只是对系统进行了前仿真,今后要进行版图设计、流片后的测试调试等后续工作。



## 谢辞

在此论文即将完成之际，谨向关心过我、帮助过我以及给予我耐心指导的人表示衷心的感谢！

首先感谢我的导师吕红亮教授。她严肃的科学态度，严谨的治学精神，精益求精的工作作风，深深地感染和激励着我。同时吕老师平易近人、和蔼可亲、随和大方的为人处事态度也深深地影响着我。置身其间，耳濡目染，潜移默化，使我不仅接受了全新的思想观念，领会了基本的思考方式，也树立了宏伟的学术目标。正是她的悉心指导和无微不至的关心，才使得此论文能顺利完成。在此谨向吕老师致以诚挚的谢意和崇高的敬意！

其次，感谢意法半导体（深圳）有限公司给我提供一个实习的平台。实习期间，黄涛涛经理、王蒙工程师及段毅君工程师都给予了我悉心的指导和帮助。尤其是王蒙工程师的亲自指导使我受益匪浅。我不仅在工程技术上有了很大长进，同时在与他人打交道的能力和团队合作精神上也得到了很大的收获。在此也向他们致以诚挚的谢意！

感谢和我一起实习的同学在生活 and 工作中给予我的关心和帮助。

感谢养育我长大含辛茹苦的父母，谢谢你们！

最后感谢抽出时间对本论文进行评审的专家老师！



## 参考文献

- [1]Texas Instruments. Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies. Mixed Signal Products, SLVA057. 1999.
- [2]Texas Instruments. Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies. Mixed Signal Products, SLVA061. 1999.
- [3]Texas Instruments. Understanding Buck-Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies. Mixed Signal Products, SLVA059. 1999.
- [4]谭春玲. PWM/PFM 自动切换降压 DC-DC 转换器的分析与设计. 东南大学 2006 届硕士学位论文。
- [5]朱立荣. 单片集成升压型 DC-DC 的效率分析与设计. 西南交通大学 2008 届硕士学位论文。
- [6]邹一照. 一种基于同步整流技术的降压 DC-DC 转换器设计. 东南大学 2006 届硕士学位论文。
- [7]张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计(修订版). 北京: 电子工业出版社, 2004. pp:27-38。
- [8]普利斯曼, 莫瑞. 开关电源设计(第三版). 北京: 电子工业出版社, 2010. pp:12-45
- [9]Michael David Mulligan. High-Efficiency Gate Drivers For Low-Voltage CMOS DC-DC Converter. ProQuest Information and Learning Company, 2006.
- [10]Dragan Maksimovic. A MOS Gate Drive With Resonant Transitions. 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991, pp: 527-532.
- [11]L.”J”.Svensson, J.G.Koller. Driving a Capacitive Load Without Dissipating  $fCV^2$ . IEEE Symposium on Low Power Electronics.May 1994, pp:100-101.
- [12]Yuhui Chen. A Resonant MOSFET Gate Driver With Efficient Energy Recovery. IEEE Transactions On Power Electronics.Vol.19.No.2.March 2004, pp:470-477.
- [13]Mark Gildersleeve. A Comprehensive Power Analysis and A Highly Efficient, Mode-Hopping DC-DC Converter. IEEE Transaction on Circuits and Systems. 2002, pp:153-156.
- [14]Xunwei Zhou, Mauro Donati, Luca Amoroso. Improved Light-Load Efficient for Synchronous Rectifier Voltage Regulator Module. IEEE Transactions On Power Electronics.Vol.15.No.5.September 2000, pp:826-834.
- [15]Wan-Rone Liou, Mei-Ling Yeh, Yueh Lung. A High Efficiency Dual-Mode Buck Converter IC For Portable Applications. IEEE Transactions On Power

- Electronics.Vol.23.No.2.March 2008, pp:667-677.
- [16]Osama Abdel-Rahman, Jaber A. Abu-Qahouq, Lilly Huang. Analysis and Design of Voltage Regulator With Adaptive FET Modulation Scheme and Improved Efficiency. IEEE Transactions On Power Electronics.Vol.23.No.2.March 2008, pp:896-906.
- [17]Michael D. Mulligan, Bill Broach, Thomas H. Lee. A Constant-Frequency Method for Improving Light-Load Efficiency in Synchronous Buck Converters. IEEE Power Electronics Letters, Vol.3, No.1, March 2005, pp:24-29.
- [18]Ya-Wu Chung, Siddarth Rai Mahendra, Wan-Rone Liou. A Novel Dual-Mode Synchronous High Efficiency Buck Converter with Adaptive Deadtime Control. IEEE Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), 2010 International Conference on 28-30 July 2010, pp:541-545.
- [19]Feng-Fei Ma,Wei-Zen Chen, and Jiin-Chuan Wu. A Monolithic Current-Mode Buck Converter With Advanced Control and Protection Circuits. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No.5, September 2007,pp:1836-1846.
- [20]Behzad Razavi. 模拟 CMOS 集成电路设计. 西安: 西安交通大学出版社, 2002. pp: 239-327
- [21]尹睿. 二级密勒补偿运算放大器设计教程. 上海: 复旦大学. 2007.
- [22]Phillip E.Allen. CMOS 模拟集成电路设计 (第二版). 北京: 电子工业出版社, 2011. pp:359-400.
- [23]Cheung Fai Lee,Philip K. T. Mok. A Monolithic Current-Mode CMOS DC-DC Converter With On-Chip Current-Sensing Technique. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39, No.1, January 2004, pp:3-14.
- [24]Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis. 模拟集成电路的分析与设计 (第四版). 北京: 高等教育出版社, 2008, pp:299-310.
- [25]朱樟明, 杨银堂, 刘帘曦等. 一种高性能 CMOS 带隙电压基准源设计. 半导体学报. 2004 年 5 月, 第 25 卷第 2 期, pp:542-545。
- [26]张洪俞, 夏晓娟. 一种基于峰值电流模 DC-DC 转换器的斜坡补偿电路. 电子器件. 2007 年 4 月, 第 30 卷第 2 期, pp:511-513。
- [27]Chi-Lin Chen, Wei-Lun Hsieh, Wei-Jen Lai. A New PWM/PFM Control Technique for Improving Efficiency Over Wide Load Range. 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2008. ICECS 2008, pp:962-965.
- [28]Chi Yat Leung, Philip K.T.Mok, Ka Nang Leung. A 1-V Integrated Current-Mode Boost Converter in Standard 3.3/5-V CMOS Technologies. IEEE

- Journal of Solid-State Circuits, Vol.40, No.11, November 2005, pp:2265-2274.
- [29]Brian S. Cherkauer, Eby G. Friedman. A Unified Design Methodology for CMOS Tapered Buffers. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 1995, pp:99-111.
- [30]National Semiconductor. 12A High Efficiency Synchronous Point of Load Buck Regulator with Frequency Synchronization. Data Sheet of LM21212-1. May 2011.
- [31]李演明, 来新泉, 贾新章等. 一种 DC—DC 开关电源片上软启动电路. 半导体学报. 2008 年 6 月, 第 29 卷第 6 期. pp:1210-1214。