东南大学

硕士学位论文

基于电流模Buck-Boost转换器的系统与电路设计

姓名:张友华

申请学位级别:硕士

专业:软件工程

指导教师:姚建楠;陈健

摘要

随着便携式设备功能和性能要求的不断提升,对电源管理系统的性能要求也越来越高。例如更 长久的电池运行时间、更高的功率密度、更小的外形、以及更高的可靠性等。锂电池由于其能量密 度高、自放电小和价格低等优点而被广泛地用于便携式设备的电源。在锂电池供电的便携式设备中 采用升降压 DC-DC 变换器能够扩大电池的供电电压范围,从而延长电池的使用寿命。

论文在对传统升降压拓扑对比分析的基础上,选用四开关控制的升降压拓扑结构,设计了一款 基于电流模控制的升降压转换器。与传统升降压拓扑相比,它能够实现电压的同相转换,且不需要 很大的电感、电容。考虑到四开关同时工作会增加开关损耗,采用的拓扑可根据不同的输入条件选 择不同的工作模式,减小了同时工作的开关管数目,降低了开关损耗。文章首先分析了升降压自动 切换系统的关键技术,包括升降压切换点电压的设置、切换控制方案的实现,其次分析了升降压变 换器的功率级,推导出了经典四开关结构升降压功率级的小信号模型,并与降压、升压功率级小信 号模型作了比较。得出在环路补偿时,当升压型环路能满足稳定性要求时,其他模式也已经满足稳 定性要求的结论。最后针对电流模系统存在的稳定性问题,对工作于三种工作模式下的升降压系统 进行了稳定性分析和设计。

论文采用 CSMC 0.5μm 工艺完成了对各个功能模块和系统的设计,采用 Candece Spectre S 进行 电路和系统的仿真。系统开关频率为 1MHz,设计效率为 85%。仿真结果表明当输入电源电压在 2.5~ 5.5V 的范围内,输出电压都稳定在 3.3V 左右,实现了升降压功能。三种模式下的最低效率为 85%, 稳态时的开关纹波最大值为 56mV,已达到了预期的设计目标。基于 BUCK-BOOST 技术的转换器应 用非常广泛,在便携式设备如掌上型电脑,手持式仪器,MP3 播放器,数码相机中都获得了广泛的应用, 是单节锂离子电池、多节碱性电池或 NiMH 电池应用的理想选择。

关键词: DC-DC 转换器 升降压型 电流模 自动切换 同步整流

I

Abstract

With the rapid development of functionality and performance of the portable devices, the power management system performance requirements have become more sophisticated. For example: longer battery life, higher power density, smaller volume, more reliability and etc. The Li-battrey is widely used in portable devices for its high energy density, low self-discharge current and low cost. So a buck-boost topology is worthincss to enlarge the output voltage range of the battery. It will maintain the battery life.

In this thesis, based on the comparative analysis of the traditional buck-boost topology, a current-mode buck-boost converter is designed based on the four-switch topology. which can achieve non-invert voltage transfer converter with small value of L/C compared with the traditional buck-boost topology. And the converter works in different modes at different supply voltages to reduce the number of workong switches at the same time. So it can improve the efficency of the converter. Firstly, the article analyzes the key technologies of the buck-boost system, including the switch point setting of the buck-boost system and the realization of the switch scheme. Secondly, the power stage of the buck-boost system is analysed, based on which the small-signal tinear model is obtained, and a conclusion, when the loop stability of the boost system, is made. Finally, the stability of three working mode of the buck-boost system is analysised and designed.

At last, all the circuit and the system are accomplished in CSMC 0.5μ m technology and simulated in Candence Specter S. The switched frequency is 1MHz, and the designed efficiency is 85%. The simulation results show that the output voltage maintains about 3.3V while the input power voltage is between 2.5V~ 5.5V.In the same time it can get the lowest efficiency of 85% under three models and the switching ripple is 56mV under typical load level, and almost all expected specifications are realized. The converter based on buck/boost technology is widely used in protable devices such as palmtop computers, handheld instruments, MP3 players, digital cameras. Also the switching regulator makes the product ideal for single lithium-ion, multicell alkaline or NIMH applications where the output voltage is within the battery voltage range.

Keywords: DC-DC buck-boost current-mode automatic switch synchronous rectification

东南大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位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的地方外,论文中不包含其他人已经发表或撰写过 的研究成果,也不包含为获得东南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作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名: 张友华日期: 2009.[.3]

东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印 件和电子文档,可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质 论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外,允许论文被查阅和借阅,可以公布(包括 刊登)论文的全部或部分内容。论文的公布(包括刊登)授权东南大学研究生院办理。

研究生签名: 引人友华导师签名: 文和如常病日期: 2000月.5.31

第一章 绪论

1.1 课题背景与意义

便携式技术已经成为当今最热门的技术,它集通信、消费、计算机技术之大成,并在处理器、存储、电源管理、显示、嵌入式软件领域多路并举、进而融合这些技术的精华以挑战你想象力的方 式给你最新的体验。便携式设备实际上正走向深度融合并成为一种多功能的载体。在过去几年中, 我们可以看到很多不同功能(如 MP3、视频播放、照相机、3D 游戏和手机电话)都融合到一个设备中。 越来越多的功能(如 WLAN 和 DVB)都将集成到便携式处理平台中,从而增加了便携式的内容^[1]。

由此可见,便携式设备的发展趋势是拥有更高集成度、更小的体积和更大的存储容量。集成度 的提高对处理器提出更高的要求,甚至需要采用多核技术才能同时完成多项任务的需求;更小的体 积则要求降低整个设备的功耗,以便缩小电池的体积;而为了适应便携式设备媒体播放的要求,需 要更大的存储容量,但存储容量的提高意味着耗电量的提高。因此,便携式设备的发展对电源管理 提出了新的要求,如何减小便携式设备中电源管理的体积、提高电源管理的效率和延长电池的使用 寿命成了便携式设备中开关电源所要研究的问题。

便携式设备有多种电池方案可以选择,不同的充电电池有不同的优缺点及使用场合。目前的电 池种类主要包括镍氢电池(Ni-MH)、锂离子电池、聚合锂电池(PLB)和高级锂电池(ALB)等。随着消 费类便携式设备对体积越来越高的要求,超薄型聚合锂电池越来越受欢迎。同时,锂电池还有能量 密度高自放电低等优点这使得目前许多便携式设备中采用锂电池供电^[2]。

单节锂电池的电压输出范围为 2.5~5.5V。但对于由电池供电的便携式设备,通常会需要 3.3V 的标准电压供给嵌入式系统和处理器。因此,采用单一的降压或升压系统都不能充分使用电池中所 存储的电能。为了提高电池输入范围,开关电源需要使用升降压的拓扑结构以便充分使用锂电池 2.5~5.5V 的储能,从而延长电池的使用寿命。

1.2 国内外研究现状

目前的升降压型变换器拓扑主要有单端初级电感转换器(Sepic)、反相 Buck-Boost、Cuk 等。Sepic 电路虽然实现了同相的升/降压变换,但由于 Sepic 中需要多个电感和电容器,因此体积庞大并且设计复杂,并不适用于便携式设备。反相 Buck-Boost 和 Cuk 电路由于输出电压与输入电压的极性相反,它的应用电路稍显复杂,因此一般不考虑。

一种更有效的方法是采用单电感器型转换器,这种转换器通过控制 4 个内部开关以实现降压、 升压和 100%占空比工作。这种四开关降压一升压转换器的优点是易于设计、功率密度高、且由于具

有同步驱动能力,所以还能以高效率工作[3]。

此外,国外已经有 Buck-Boost 的芯片量产,如凌特公司的 LTC3440,输入输出范围 2.5V~5.5V, 最大输出电流为 600mA^[4];美国国家半导体的 LM3668,输入范围为 2.5V~5.5V,输出范围为 2.8/3.3V,最大工作电流为 800mA^[5];TI 的 TPS63001,输入电压 1.8V~5.5V,输出为 3.3V,输出电 流高达 1.2A^[6]。这些都是 Buck-Boost 系类的典型产品。他们都集成了功率管,只需外接一个电感就 能实现升降压自动切换功能。

随着便携式电子产品轻、薄、小的发展趋势,要求电子元件体积更小,耗能更低。开关电源作 为电子设备中不可或缺的组成部分也在不断的改进。高效率、高可靠性、低功耗、低噪声、抗干扰 和模块化,成了开关电源的发展方向。

高效率:为了使开关电源轻、小、薄,高频化(开关频率达兆赫级)是必然发展趋势。而高频 化又必然使传统的 PWM 开关(属硬开关)功耗加大,效率降低,噪声也提高了,达不到高频、高效 的预期效益,因此实现零电压导通、零电流关断的软开关技术将成为开关电源产品未来的主流。采 用软开关技术可使效率达到 85~88%。

高可靠性:开关电源比连续工作电源使用的元器件多数十倍,因此降低了可靠性。从寿命角度 出发,电解电容、光耦合器及排风扇等器件的寿命决定着电源的寿命。追求寿命的延长要从设计方 面着眼,而不是从使用方面着想。美国一公司通过降低给温、减少器件的电应力、降低运行电流等 措施使其 DC / DC 开关电源系列产品的可靠性大大提高,产品的 MTBF (平均故障间隔时间)高达 100 万小时以上。

模块化:无论是 AC / DC 或是 DC / DC 或是变换器都是朝模块化方向发展。其特点是:可以用 模块电源组成分布式电源系统;可以设计成 N+1 冗余电源系统,从而提高可行性;可以做成插入 式,实现热更换,从而在运行中出现故障时能高速更换模块插件;多台模块并联可实现大功率电源 系统。此外,还可以在电源系统建成后,根据发展需要不断扩充容量。

低噪声:开关电源的又一缺点是噪声大,单纯追求高频化,噪声也随之增大,采用部分谐振转 换回路技术,在原理上既可以高频化,又可以低噪声。但谐振转换技术也有其难点,如很难准确地 控制开关频率、谐振时增大了器件负荷、场效应管的寄生电容易引起短路损耗、元件热应力转向开 关管等问题难以解决。

抗电磁干扰(EMI):当开关电源在高频下开关时,其噪声通过电源线产生对其它电子设备的干扰,世界各国已有抗 EMI 的规范或标准,如美国的 FCC(美国联邦通信委员会标准)、德国的 VDE(德国电气工程师协会标准)等,研究开发抗 EMI 的开关电源日益显现重要。

1.3 本文的研究目标和主要内容

本文主要基于电流模控制的 BUCK-BOOST 系统,设计一款新颖的 BUCK-BOOST 转换器,使 其输入电压在低于、等于或者大于输出电压时,实现升压、升压/降压、降压自动并且平稳地转换。 研究内容包括:第一,Buck-Boost 系统切换方案的实现以及切换点的设置;第二,Buck-Boost 功率 级的小信号传输特性;第三,Buck-Boost 系统稳定性设计方法。

具体的系统指标要求为:输入电压范围为 2.5~5.5V,典型输出电压为 3.3V,最大负载电流为 500mA,工作频率 1MHz,输出纹波电压小于 60mV,系统的转换效率达到 85%。

1.4 论文组织

本转换器基于 0.5µm CMOS 工艺设计,利用 Candence 和 Hspice 等 EDA 软件完成各个功能模块 及整体电路的设计和仿真。

论文全文共分六章。

第一章是绪论,概述电源管理类芯片及其未来发展趋势,简单介绍了开关电源的特点。

第二章论述了基本开关电源拓扑结构的工作原理和系统各种工作模式的优缺点,讨论了现存的 几种 BUCK-BOOST 系统实现方案,并根据现存方案的缺点,提出了一种结构新颖的 BUCK-BOOST 系统实现方案。

第三章主要从三个方面对系统展开优化设计,首先分析了 BUCK-BOOST 自动切换系统的关键 技术,其次分析设计了经典四开关 BUCK-BOOST 转换器的功率级小信号模型,并与 BUCK 转换器 和 BOOST 转换器进行了分析比较。最后针对电流模系统存在的稳定性问题,对系统进行了稳定性 的分析和设计。

第四章根据系统分析得到的指标要求,完成了关键电路的设计、分析和计算,其中包括基准电路、误差放大器电路、振荡器电路、电流检测电路、模式切换电路等,并给出了相应的仿真结果。

第五章对整体电路的性能功能指标和系统功能进行仿真验证,并给出了关键特性的仿真曲线和 主要性能指标的仿真结果。

第六章对论文进行了的总结,并提出改进和优化的建议。

第二章 开关电源的基本原理及系统分析

开关电源的基本工作原理是在输入电压变化、内部参数变化和外接负载变化的情况下,控制电 路通过被控制信号与基准信号的差值进行闭环反馈,调节主电路开关管的导通(或截止)时间,使得 开关电源的输出电压或电流相对稳定。合理的控制方案,对于优化开关电源的特性有很重要的作用。 本章先介绍开关电源的基本构成和工作原理,然后论述 Buck 型、Boost 型和同相四开关 Buck-Boost 型三种基本开关电源的工作过程,接着介绍开关电源的两种工作模式一电压模和电流模的特点,最 后讨论了几种升/降压拓扑结构并提出一种高效同相的升降压实现方案。

2.1 开关电源的基本拓扑结构分析

开关电源采用功率半导体器件作为开关元件,通过周期性的通断开关,控制开关元件的占空比 来稳定输出电压。其基本架构如图 2.1 所示。



图 2.1 开关电源基本架构

开关电源控制环路有三个主要部分:功率变换器、脉冲宽度调制器和误差放大器。其中功率级变 换器进行功率变换,它是开关电源的核心部分,此外还有启动电路、过流与过压保护电路、噪声滤 波器等组成部分。

开关稳压电源的种类很多,有三种最基本的拓扑结构^[7],分别是 Buck 型、Boost 型和 Buck-Boost 型,此外还有 SEPIC 型等等。本节将分别介绍 Buck 型、Boost 型以及经典 Buck-Boost 的基本原理。

2.1.1 Buck 型开关电源的基本原理



图 2.2 Buck 型开关电源的基本拓扑结构

Buck 型开关电源的电路拓扑结构如图 2.2, Buck 型开关稳压电源的基本电路由功率开关管 Q1、 二极管 D_o、储能电感 L、滤波电容 C、PWM 控制和驱动电路以及采样反馈电路等组成。因为 MOSFET 晶体管开关速度较快,控制逻辑相对简单,所以开关管 Q1 一般都采用 MOSFET 晶体管。

由图 2.2 可以看出,根据电感中电流的情况,开关电源的工作模式可以分为连续导通模式(CCM) 和非连续导通模式(DCM)。在稳压电源的开关管导通期间,电感中的电流上升;在开关管截止期间, 电感电流下降。如果在稳压电源的开关管截止期间,电感中的电流降到零,并在截止期间的剩余时 间内电感中存储的能量也为零,这时我们称开关电源工作在非连续导通模式;否则工作于连续导通 模式。下面我们对 Buck 型开关电源的两种工作模式分别进行说明和分析,以便于我们进行系统设计。 一、连续导通模式(CCM)

我们用 T_{on}表示开关管导通的时间,用 T_{off}表示开关管截止的时间。T_s表示一个开关周期。在工 作过程中,当栅极控制脉冲使开关管 Q1 导通后,电容开始充电,加在 R 两端的输出电压 V_o开始上 升,在 C 充电过程中,电感 L 内的电流逐渐增加,存储的磁场能量也逐渐增加,电路结构如图 2.3(a) 所示。此时,二极管 D_o因反向偏置而截止。经过导通时间 T_{on}后,控制信号使开关管 Q1 截止,L 中 存储的磁场能量便通过二极管 D_o传递给负载,电路结构如图 2.3(b)所示。当输出电压 V_o低于电容 C 两端的电压时,C 便向负载放电以维持输出电压不变。经过关断时间 T_{off}后,脉冲控制信号又使开 关导通,上述过程重复发生,各节点的波形如图 2.4 所示。



图 2.3 Buck 型 DC/DC 的两种开关状态

假设主开关具有理想的开关特性,其导通压降可以忽略不计。定义 D₁为开关接通时间占空比, D₂为开关断开时间占空比。那么,在开关导通期间,电感电流线性上升增量为:

$$\Delta i_{L1} = \int_{0}^{t_1} \frac{V_s - V_o}{L} dt = \frac{V_s - V_o}{L} t_1 = \frac{V_s - V_o}{L} D_1 T_s$$
(2.1)

当主开关管截止时,L 中的电流经二极管 D。向负载释放能量,忽略 D。的正向压降,可得电感 电流增量为:

$$\Delta i_{L2} = -\int_{t_2}^{t_1} \frac{V_o}{L} dt = -\frac{V_o}{L} (t_2 - t_1) = -\frac{V_o}{L} (T_s - D_1 T_s) = -\frac{V_o}{L} D_2 T_s$$
(2.2)

由于稳态时这两个电流变化量相等,即△i_{L1}= | △i_{L2} |,所以:

$$\frac{V_s - V_o}{L} D_1 T_s = \frac{V_o}{L} D_2 T_s = \frac{V_o}{L} (1 - D_1) T_s$$
(2.3)

又因为 D1+D2=1, 整理得:

$$V_o = V_s D_1 \tag{2.4}$$

由式(2-4)可知,输出电压 V。与主开关管的占空比 D₁成正比。由于占空比 D₁总是小于一,所 以 V。总是小于 V, 故常称为降压型开关稳压器。



图 2.4 连续导通模式降压型各节点输出波形 图 2.5 非连续导通模式各节点电压波形 二、非连续导通模式(DCM)

假设用 D_1 表示开关管导通的时间, 用 D_2 表示开关管关断、电感电流持续下降直到零的时间, 用 D_3 表示电感电流保持为零的时间, 我们有 $D_1+D_2+D_3=D_6$

非连续导通模式的工作原理分析如下:在工作过程中,当控制脉冲使开关导通之后,电容 C 开始 充电,加到负载 R 两端的输出电压 Vo开始上升,电感 L 内的电流从零开始逐渐增加,存储的磁场能量 也从零开始逐渐增加。此时,二极管 Do 因反向偏置而截止。经过导通时间 D₁T_s以后开关管截止,L 中的电流减小,L 两端产生的感应电势使 Do 导通,L 中存储的磁场能量便通过二极管 Do 传递给负载。 当负载电压低于电容 C 两端的电压时,C 便向负载放电。经过关断时间 D₂T_s以后,电感中的电流减 小到零,电感中没有能量的存储,完全靠电容 C 对负载放电维持输出电压。此时,二极管 Do 因反向 偏置而截止,故电感中不会出现反向电流。在经过 D₃T_s后,控制脉冲信号又重新使开关导通,上述 过程重复发生,各个节点波形如图 2.5 所示。在 D₁T_s时间内有:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s - V_o}{L} D_1 T_s$$
 (2.5)

在 D₂T_s时间内有:

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_a}{L} D_2 T \tag{2.6}$$

由于△i_{L1}= | △i_{L2} | ,所以:

$$\frac{V_{s} - V_{o}}{L} D_{1}T_{s} = \frac{V_{o}}{L} D_{2}T_{s}$$
(2.7)

整理得:

$$V_{o} = \frac{D_{1}}{D_{1} + D_{2}} V_{s}$$
(2.8)

由图 2.5 电感电流波形可知稳态负载电流 I_o即是 i_L等腰三角形面积在 T_o时间内的平均值,而且等于 V_o/R_o,即:

$$I_{o} = \frac{1}{T_{s}} \left[\frac{1}{2} (D_{1} + D_{2}) T_{s} \frac{V_{s} - V_{o}}{L} D_{1} T_{s} \right] = \frac{V_{o}}{R}$$
(2.9)

由上式可以解得:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_1}{D_1 + \frac{2J_L}{D_1 + D_2}}$$
(2.10)

式中 $J_L=L/RT_s$, J_L 是储能电感 L 与负载电阻 R 和周期时间 T_s 乘积的比率,它是无量参数。考虑 到式(2-8)可得:

$$D_2 = \frac{2J_L}{D_1 + D_2}$$
(2.11)

解得:

$$D_2 = \frac{D_1}{2} \left[\sqrt{1 + \frac{8J_L}{D_1^2}} - 1 \right]$$
(2.12)

将式(2-12)代入式(2-10)得到不连续状态下 Buck 变换器的电压增益:

,

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8J_L}{D_1^2}}}$$
(2.13)

2.1.2 Boost 型开关电源的基本原理

Boost 型开关电源也是一种非隔离的功率级拓扑结构,它的应用非常广泛,通常又称为升压型转换器、并联开关电路、三端开关型升压稳压器。



图 2.6 Boost 型开关电源的基本拓扑结构图

图 2.6 是 Boost 型开关电源的基本拓扑结构图,它主要由电感 L、电容 C、开关管 Q1 和续流二 极管 D_o构成。与 Buck 型开关电源相同,Boost 型开关电源也分为连续和非连续两种导通模式,下面 对其工作原理进行简单地描述。

一、连续导通模式(CCM)

同 Buck 型相同,我们用 T_{on}表示开关管导通的时间,用 T_{off}表示开关管截止的时间。定义 D₁为开关接通时间占空比,D₂为开关断开时间占空比。当开关管 Q1 导通时,此时 Boost 型拓扑结构等效电路如图 2.7(a)所示。这时电源给电感进行储能,电感上的电流线性上升,其增量为:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D_1} = \frac{1}{D_2} > 1$$
(2.14)

在这段期间,输出负载电流由输出电容 C 提供。



图 2.7 Boost 型 DC/DC 的两种开关状态

开关管 Q1 关断的拓扑结构图如图 2.7(b) 所示,此时电感两端的电压突变,二极管 D_o导通,电源 L 和 D_o给输出电容 C 充电并给负载提供电流。在此期间电感上电流线性下降,其增量为:

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_o - V_s}{L} D_2 T_s \tag{2.15}$$

由于稳态时这两个电流变化量绝对值相等,即△i_{L1}= | △i_{L2} | ,所以:

$$\frac{V_s D_1 T_s}{L} = \frac{(V_o - V_s) D_2 T_s}{L}$$
(2.16)

化简得电压增益为:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D_1} = \frac{1}{D_2}$$
(2.17)

因为 D₂<1,由式(2.17)可知,输出电压总是大于输入电压,并可以通过改变占空比 D,可得到不同的输出电压。

二、非连续导通模式(DCM)

与 Buck 型开关电源相似,下面我们对非连续导通模式进行分析,与连续导通模式不同的是,电 感电流会下降到零且保持一定的时间。同样,假设用 D₁T_s表示开关管导通的时间,用 D₂T_s表示开关 管关断、电感电流持续下降直到零的时间,用 D₃T_s表示电感电流保持为零的时间,我们有 D₁T_s+D₂T_s+D₃T_s=1。

在开关管导通时间 D₁T_s内,电感电流的增量为:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s}{L} D_1 T_s \tag{2.18}$$

在开关管截止时间 D₂T_s内,电流线性下降到零,其电感电流增量为:

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_o - V_s}{L} D_2 T_s \tag{2.19}$$

在开关管截止时间 D_3T_s 内,电流为零,相当于电感与并联的电容 C、电阻 R 断开。同样按交接 处电流相等,即 Δi_{L1} = | Δi_{L2} |,有:

$$\frac{V_s}{L}D_1T_s = \frac{V_o - V_s}{L}D_2T_s$$
(2.20)

整理得:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_1 + D_2}{D_2}$$
(2.21)

电路中各节点波形如图 2.8 和图 2.9 所示:



图 2.8 连续导通模式各节点电压波形



2.1.3 典型四开关 Buck-Boost 型开关电源的基本原理



图 2.10 同相 Buck-Boost 型开关电源的基本拓扑结构图

图 2.10 是 Buck-Boost 型^[8]开关电源的基本拓扑结构图,它主要由电感 L、电容 C、开关管 A、 B、C 和 D 构成。与 Buck 型和 Boost 型开关电源相同,Buck-Boost 型开关电源也分为连续和非连续 两种导通模式,相应的电感电流波形如图 2.12,下面分别就 CCM 和 DCM 两种模式分别进行讨论。 一、CCM 工作模式

当开关 A、C 导通, B、D 截止时, 如图 2.11(a)所示, 此期间电感上压降为 V。且电感电流线性增加。把这段时间设为 Ton, 占空比 D₁=Ton/T_s, T_s为开关周期, 根据前述得:



图 2.11 同相 Buck-Boost 型开关电源工作过程示意图

当开关 A、C 断开, B、D 导通时,如图 2.11(b)所示,电感 L 中的电流减小,产生的感应电动 势为左负右正。由于电感上的电流不能突变,则 L 中的电流通路是从电感 L 流出,流过输出电容 C 和负载电阻,最后到地,此期间电感 L 上的压降为 Vout 且电感电流逐渐减小。把这段时间设为 Toff, D₂=1-D₁=Toff/T_s<1,根据前述可得:

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_o}{L} D_2 T \tag{2.23}$$

同样根据稳态电流增量相等原则,可得 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$,则联立式(2-22)和(2-23)可解出输入电 压 V_s 与输出电压 V_o 间的关系式:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_1}{D_2} = \frac{D_1}{1 - D_1}$$
(2.24)

通过调节占空比 D₁,可使输出电压高于、低于或等于输入电压。



图 2.12 四开关模式电感电流波形

二、DCM 工作模式

如果负载电流 I_L减小,则电感平均电流也会减小,同样 ΔI_L的最大值和最小值也会减小。若负 载电流 I_o减小到一个临界值以下,则电感电流有可能在开关周期的某个时间减小到零,并在该时间 点直到下一个开关周期开始前的这段时间内继续保持为零,使得电感电流变得不连续。

由图 2.12(b)重新定义占空比关系: $T_{on}=D_1T_s$,其中 D_1 为开关导通期间的占空比; $T_{off}=D_2T_s$,那 么 i_L 值为零的时间为 $T_s-T_{on}-T_{off}=D_3T_s$ 。按稳态时 i_L 电流增量相等原则有:

$$\frac{V_s}{L} D_1 T_s = \frac{V_o}{L} D_2 T_s$$
(2.25)

整理得:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_1}{D_2}$$
(2-26)

图 2.12(b)中, iL 为三角形,其面积在 Ts 时间内平均值即为 L, L 可表示为:

$$I_{o} = \frac{V_{out}}{R} = \frac{1}{T_{s}} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{V_{s}}{L} D_{1} T_{s} \right) D_{2} T_{s} \right] = \frac{1}{2} D_{1} D_{2} T_{s} \frac{V_{s}}{L}$$
(2.27)

联立公式(2.25)和(2.27),可得:

$$D_2 = \sqrt{\frac{2L}{RT_s}} = \sqrt{2J_L} \tag{2.28}$$

式(2.28)代入式(2.26),可得到增益另一表示式:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_1}{\sqrt{2J_L}}$$
(2.29)

2.2 系统控制模式的选择

PWM 模式的闭环反馈控制方式有电压模控制、峰值电流模控制和平均电流模控制等多种控制模式^{[9][10]}。各种闭环反馈控制方式各有优缺点,广泛应用在不同场合要求的开关电源中。本节将以 Buck 型开关电源为例,对电压模和峰值电流模控制方式进行简单描述,以便对设计系统进行合理的选择。 一、电压模控制方式

电压模控制是 20 世纪 60 年代后期开关电源刚刚开始发展就采用的一种控制方法,该方法与一些必要的过流保护电路相结合,至今仍在工业界广泛应用。图 2.13 为 Buck 型电压模控制原理框图。



图 2.13 Buck 型转换器电压模式系统原理图

具体工作原理分析如下:经过 R_{fi}和 R₂分压后送到误差放大器的反向端,产生控制电压 V_{fb},与振荡器产生的三角波进行比较,最终产生占空比可变的方波以控制功率 PMOS 管的导通和截止。具体的反馈过程可根据图 2.13 进行分析,当 V_{out} 升高时,V_e 降低,这样占空比就会变小,导致 V_{out}下降:反之,V_{out}降低,V_e升高,这样占空比就会变大,导致 V_{out}升高。通过这样的负反馈,可以得到稳定的 V_{out}值。



图 2.14 主要信号波形图

显然,在电压模控制中,输出电压被采样然后反馈到调制器来控制功率级的占空比,它是一个 单环系统,当受到外部干扰时,比如输入电压增大或者负载变大,由于主电路有较大的输出电容 C 及电感 L 的相移延时作用,输出电压的变大也延时滞后,输出电压变大的信息还要经过误差放大器 的补偿电路延时滞后,才能传至 PWM 比较器将脉宽展宽。因此,当输入信号发生变化时,系统响 应非常的慢。

电压模控制方式的优点主要有以下儿点:

(1)单一反馈电压闭环设计、调试比较容易;

(2)占空比调节可以不受限制;

(3)对于多路输出电源,他们之间的交互调节效应较好;

电压模式控制方式的缺点有:

(1)对输入电压的变化动态响应较慢;

(2)补偿网络设计本来就较为复杂,闭环增益随输入电压而变化使其更为复杂;

(3)输出 LC 滤波器给控制环增加了双极点,在补偿设计误差放大器时,需要将主极点衰减,或 者增加一个零点进行补偿。

二、电流模控制方式

电流模式控制的概念源于 20 世纪 60 年代后期具有原边电流保护功能的单端自激式反激开关电源。直到 80 年代初期,第一批电流模式控制 PWM 集成电路的出现,才使得电流模式控制迅速推广, 并主要用于单端及推挽电路。电流模控制主要分为峰值电流模控制、平均电流模控制和滞环电流模 控制。本文重点介绍峰值电流模控制方式。



图 2.15 Buck 型转换器电流模控制系统原理图

如图 2.15 所示为峰值电流模控制系统原理图,系统工作原理如下:首先外接窄脉冲输入,使 RS 触发器 Q 端置位,经过奇数级驱动电路,功率开关 PMOS 管导通,整流管 NMOS 管关断,电感电流线性上升。外接窄脉冲在很短时间内就恢复到低电平,从而 RS 触发器处于保持状态,当电感电

流上升到某一值时,它与外接补偿斜坡的和大于误差电压,PWM 比较器翻转,R 被置1,Q 端被置 0,PMOS 关断,NMOS 导通,电感电流线性下降,其瞬时值与外接斜坡之和小于误差电压,从而 R 恢复为0,RS 触发器处于保持状态,直到下一个窄脉冲输入。补偿斜坡的频率必须与振荡器频率相 同才能保证逐个周期进行电流调节。RS 触发器每个周期都对驱动电路进行置位,大大提高了抗干扰 能力。

与电压模式相比,它增加了电流内环的电感电流采样环节、补偿斜坡,RS 触发器和时钟脉冲输入等电路。对于电压反馈环,误差电压直接进入 PWM 比较器参与占空比的调节,同时误差电压还 控制着峰值基准,因此称为峰值电流模式控制。对于电流内环,它感应电感电流瞬时值,并通过电 流检测电路,将检测后的电流信号与外加斜坡信号叠加,再与 V_e比较。增加了电流环的控制后,电 感电流的变化可即时参与占空比调节,因此比电压模式具有更快的负载变化响应速度。

峰值电流模式控制方式的优点有:

(1)暂态闭环响应较快,对输入电压变化和输出负载变化的瞬态响应较快;

(2)控制环易于设计;

(3)瞬时峰值电流限流功能,即内在固有的逐个脉冲限流功能;

峰值电流模式控制方式的缺点有:

(1)占空比大于 50%的开环不稳定性,存在难以校正的峰值电流与平均电流的误差;

(2)容易发生次斜坡振荡,即使占空比小于 50%,也有发生高频次斜波振荡的可能性,因而需要 斜坡补偿;

(3)对多路输出电源的交互调节性能不好。



图 2.16 主要信号波形

2.3 升/降压拓扑的比较和分析

目前已有的实现升/降压转换的拓扑主要有:反相 Buck-Boost、Cuk、Sepic 以及在本设计中使用

的四开关升/降压拓扑结构。下面分别对这几种升/降压拓扑进行分析和比较。

一、反相 Buck-Boost

在降压型变换器后串接一个升压型变换器就可以实现升降压的转换,通过简化,可以得到 Buck-Boost 电路拓扑如图 2.17 所示,在每个开关周期开始时,开关 Q1 导通,电源给 L 储存能量, 输出由滤波电容 C 续流。当开关管 Q1 断开时, I_L 有减小的趋势,电感线圈产生自感电势反相,为 下正上负,二极管 D_o受正相偏压而导通,电感储能给负载供能,电容 C 充电储能以备 Q1 转至导通 时放电维持输出不变。假设脉宽调制占空比为 D,则变换器的增益为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \tag{2.30}$$

可见,此升降压变换器的电压增益随占空比 D 变换,可以降压也可以升压,开关管 Q1 所承受 最大电压为 V_{in}+V_o。其缺点是输出电压反相,这使得这种拓扑不能应用于便携式设备中。



图 2.17 Buck-Boost 电路图

二、Cuk

Cuk 变换器的思想是把升压和降压变换器串联起来,并进行电路变换和简化后,得到如图 2.18 的电路图。



图 2.18 Cuk 转换器电路图

能量的存储和传递是同时在两个开关期间(即 T_{on} 和 T_{off})和两个回路中进行的。设开关周期为 T_s ,导通时间为 $T_{on}=DT_s$,截止时间为 $T_{off}=(1-D)T_s$, D 为占空比。

(1)在 T_{on}期间,此时 Q1 导通,把输入输出环路闭合,二极管 D_o反偏截止,输入电流使 L₁储能; C₁放电电流使 L₂储能,并给负载供电。

(2)在 Toff 期间, Q1 截止, Do 正偏导通, 将输入输出环路闭合。这时电源输入和 L1 的释能电流

向 C₁充电,同时 L₂的释能电流维持负载。

由此可见, Cuk 电路无论在 T_{on}及 T_{off}期间,都从输入向输出传递功率,此电路中能量传递元件 为耦合电容 C₁。Cuk 变换器的显著特点是,它虽然不用变压器,但其特性非常接近一个匝比可调的 DC-DC 变换器,能量的储存和传递同时在两个开关周期间和两个环路中进行。这种对称性使得这种 变换器效率提高。但其缺点也很明显,需要另增一个电容和电感器件,并且耦合电容 C₁为能量传递 元件,其值不能取得很小,因而此电路的外围器件体积大大增加,并且其电压转换和反相 Buck-Boost 相同,仍是反相的转换。因此,Cuk 也不能被用于便携式设备中。

∃, Sepic

前面两种都只能实现电压的反相变换,而 Sepic 电路实现了电压的同相变换, Sepic 变换器的基本电路如图 2.19 所示。



图 2.19 Sepic 转换器电路图

同样假设开关导通时间为 Ton,关断时间为 Toff,则 Sepic 电路的工作原理为:

(1)在 T_{on}期间,二极管反偏截止,输入电流给电感 L₁储能, C₁通过开关给 L₂放电,L₂储能,输 出由滤波电容 C₂供电。

(2)在 T_{off}期间,二极管导通,电源和电感 L₁同时向 C₁充电,L₂经二极管 D_o释能,为负载供电, 并给 C₂充电以维持输出不变。

Speic 电路虽然实现了电压的同相变换,但其电路结构与 Cuk 类似,通过偶合电容 C₁传递能量,并且需要双电感、双电容。这在追求小体积的便携式设备中也是不能接受的。

四、四开关升/降压

鉴于上述变换器所存在的缺点,四开关升/降压拓扑(又称 H 型拓扑)实现电压的同相变换,且 不用额外引入大的电感或电容器件,其结构如图 2.10。

由前面的叙述,我们知道经典四开关升/降压拓扑的控制方法为,开关 A、C 同时动作,开关 B、 D 同时动作,通过四开关的同时工作实现升降压变换。可见此拓扑原理与反相 Buck-Boost 拓扑类似, 通过增加两个开关实现了电压的同相转换。其优点是避免了额外引入大的无源器件,实现了电压同 相变换。但其缺点也很明显,这种控制电路使得四个开关管在每个周期中都会交替导通,对比升压 或者降压转换器中两个开关在一个周期里只开关一次来说,经典四开关转换器的开关损耗是一个升 压或降压转换器的两倍。这样过高的开关频率会引起较高的开关损耗,造成效率的下降。

五、改进型四开关升降压变换器

针对四开关升降压变换器的传统控制方法的缺点,本文中对传统的四开关升降压控制方法进行 了改进,即通过输入电压的不同而采用不同的工作模式以减少同时工作的开关管数量^{[11][12]},系统框 图如图 2. 20 所显示:



图 2.20 系统结构图

其主要思想是:若变换器处在降压或升压模式工作时,仅使用四个开关管中的其中两个像典型的 同步降压或升压稳压器那样交替导通,而其它两个则工作在一直导通或一直关断的状态。同时,此 BUCK-BOOST 转换器还允许工作在四开关模式,实现了降压和升压之间占空比的平滑过渡。其基本 控制原理是基于图 2.21 的控制原理图, V_{in}是电源输入电压,对输出开关进行正确的定相,实现操作 方式之间的连续传送,当 V_{in} > V_{out}+dv₂时,控制开关使得 H 桥工作在降压模式;当 V_{in} < V_{out}-dv₁ 时,工作在升压模式。当 V_{out}-dv₁ < Vin < V_{out}+dv₂时,到达升降压区,在此区域中,四开关管的导 通时间一般很短。其中,dv₁、dv₂分别为一个小的电压量。



图 2.21 改进型四开关变换器工作区间图

由此可见,本方案通过输入电压的不同采用不同的工作模式,使得输入电压在大于、等于或小 于输出电压时,能实现降压、升降压以及升压自动平稳地切换。并且当升压或降压时,仅使用四个 开关管中的其中两个像典型的同步降压或升压稳压器那样交替导通,而其它两个则工作在一直导通 或关断的状态。所以该方案大大减少了开关损耗,提高了效率,从而非常适合便携式电子的应用。

第三章 高效升降压变换器的系统设计

电流模控制方式在提高响应速度的同时,也带来了系统稳定性问题--亚谐波振荡现象。解决此问题需采用斜坡补偿技术。当电流模系统的"控制到输出"环路设计合理时,环路传递函数可以近似为一阶函数,而电压模式由于 LC 滤波环节的谐振峰影响,其传递函数为二次函数。显然,对仅含一个极点的电流模控制系统的补偿要比对含两个极点的电压模控制系统的补偿更加容易。

本章首先分析了 Buck-Boost 自动切换系统的关键技术,包括 Buck-Boost 切换点电压的设置、切换控制方案的实现,其次分析了 Buck-Boost 变换器的功率级,推导出了经典四开关结构 Buck-Boost 功率级的小信号模型,并与降压、升压功率级小信号模型作了分析和比较。最后针对电流模系统存在的稳定性问题,对工作于三种工作模式下的 Buck-Boost 系统进行了稳定性分析和设计。

3.1 Buck-Boost 切换点电压分析与设计

图 3.1 表示单节锂离子电池充放电的特性以及从单节锂离子电池得到 3.3V 输出电压的输出特性。在电池完全充电时,电池电压是 4.2V,在电池未完全充电时,电源电压下降到 2.8V。最关键的 是在 A 和 B 之间,正如图中所显示的那样。此时,输入电压几乎和输出电压相等。



图 3.1 电池充电特性图

图 3.2 占空比变化图

图 3.2 显示了从降压到升压的转换中,占空比随充电电压变化而变化的情况。在降压模式下, 当电池完全充电时,占空比是最低的。此后,随着电压的下降,占空比逐渐增加。当输入电压和输 出电压变的几乎相等时。即对应图中 A 点,此时占空比是降压模式下最大的。在同一点 B,升压模 式的占空比是最小的。随着输入电压下降,升压模式下的占空比继续增加,一直到升压模式下最大 值。现在应用平均状态空间方法^[13],对于降压型变换器,我们有:

$$\frac{d}{dt}i_{L} = -\frac{1}{L}V_{out} + \frac{d_{buck}}{L}V_{in}, \quad \frac{d}{dt}V_{out} = \frac{1}{C}i_{L} - \frac{1}{RC}V_{out}$$
(3.1)

对于升压变换器,我们有:

$$\frac{d}{dt}i_{L} = \frac{1 - d_{boost}}{L}V_{out} + \frac{1}{L}V_{in}, \quad \frac{d}{dt}Vout = \frac{1 - d}{C}i_{L} - \frac{1}{RC}Vout$$
(3.2)

降压和升压情况下占空比关系分别如下式所示:

$$d_{buck} = \frac{Vo}{Vin}, \quad d_{boost} = \frac{Vo - Vin}{Vo}$$
(3.3)

从上面的公式我们可以看出,在降压模式下,如公式(3.1)所描述,当占空比接近一时,也即在 切换点 A 时,电感的变化率变的非常高,从而引起输出电压的变化很大。同样,在升压模式下,在 同一点,也即切换点 B 时,由于占空比非常低,所以电感电流,正如公式(3.2)所描述,会变的很大 从而导致输出电压大的扰动。由此,我们可以看到在升压,降压过渡区间,由于电感电流变化率很 大,从而导致输出电压会出现很大的纹波。

本文提出的新的控制方案,由于在降压和升压之间加入了升降压区间,从而使得系统切换可以 平滑的过渡。引入中间过渡区间,是为了减小切换时的系统纹波,提高转换效率。但如果过渡区间 过小,则系统在正常工作时,一个微小的扰动将会引起系统不停的来回切换,这样不利于系统的稳 定。相反,如果过渡区间过大,则工作在中间过渡模式的时间过长,这样四个开关管长时间的导通 和截止,会导致系统效率的降低。一般来说,对于输入电压在 2.5~5.5V 内变化,在升压模式向中 间模式过渡时,为了保证切换时电感电流缓慢变化,我们取升压模式下最小占空比为 10%。同理, 降压模式下,取最大占空比为 90%。这样保证系统在切换时,可以稳定平滑的过渡。本文需要得到 3.3V 输出电压,在降压模式和升压模式下,我们有公式:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D, \quad \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}$$
 (3.4)

这样可以计算出 A 和 B 点的切换电压分别为 3.67V 和 2.97V,为了留点裕量,本文取 3.7 和 2.95。 本论文将升压、降压和升降压整和在一个系统中,当 V_{in}>3.7V 时,系统工作在降压模式,当 V_{in}<2.95V 时,系统工作在升压模式,当 2.95V<V_{in}<3.7V 时,系统工作在升降压模式。图 3.3(a)、图 3.3(b)和图 3.3(c)分别为系统在三种工作模式下电感两端 LX1、LX2 的电压波形以及电感电流波形。



3.2 切换控制电路分析

控制电路是 Buck-Boost 自动切换系统的核心,系统的控制电路如图 3.4,图中 V_{fb}为输出电压反 馈信号,它与基准信号经过误差放大器生成误差信号 V_{ea},振荡器产生的斜坡信号经过 V-I 变换后与 检测电流 I_s 相加,生成的电流信号经过 I-V 变换产生电压信号 V_{add},V_{add} 再与误差信号 V_{ea}一起经 CMP 变换成 V_{emp}与 V_{ose}经过 RS 触发器后产生占空比信号。V_{in}经过模式控制器,产生模式控制信号与占 空比信号一起经过逻辑驱动,最后产生控制四个开关管正确开关的控制信号。



图 3.4 系统控制电路

模式控制器具体实现电路方案如图 3.5 所示:它主要由两路比较器构成,输入电压与两个切换 点电压相比较,分别产生三个状态信号:00、10、11,这三路状态信号再通过一系列的数字逻辑, 分别控制四个开关管的通断,从而使得系统分别工作在降压、升降压以及升压模式下。



图 3.5 模式控制器

当输入电压高于输出电压时,开关管 B 一直导通而开关管 D 一直关断,开关管 A 和 C 交替导通,系统工作在降压模式;当输入电压低于输出电压时,开关管 A 一直导通而 C 一直关断,开关管 B 和 D 交替导通,系统工作在升压模式;当输入电压接近输出电压时,开关管 A、D 和 B、C 交替导通。也即当开关管 A 和 D 导通时, B 和 C 截止,电感充电,而当开关管 A 和 D 截止时,B 和 C 导通,电感放电,此时系统工作在升降压模式。这样在锂离子电池充电周期里,能够得到稳定的介

于电池中间电压的输出电压,并且由于加入了中间过波模式,所以在过波区间输出端的纹波将减小。 另外,由于在降压模式和升压模式下,仅仅两个开关工作,像单独的升压变换器和降压变换器工作, 这样在系统工作在高频下,能够大大减小开关损耗,从而提高系统的效率。

3.3 CCM 工作的功率级模型

3.3.1 开关三端结构及平均模型



图 3.6 含寄生参数的 Buck-Boost 功率级

图 3.6 为包含各寄生参数的经典四开关 Buck-Boost 功率级,其中 $r_L 和 r_E 分别为电感与输出电容$ 的等效串联电阻,通常它们的阻值处于几十 mΩ 至几百 mΩ 的量级。四个开关工作的 MOS 管 M_A 、 M_B 、 M_C 和 M_D 是导致转换器非线性特性的根源,将它们看作一个三端器件^{[14][15]},如图 3.6 虚线框 中所示,由于开关工作的 MOS 管也存在导通电阻,将该电阻用与开关串联的独立电阻等效,则此时 的 MOS 开关管可视为理想开关,如图 3.7(a)所示。



图 3.7(a) 开关三端等效结构



图 3.7(b) 理想开关模型

理想的开关同样构成一个三端器件,其三个端口分别对应命名为 s、q、h 以及 c、f、m。而将 原包含寄生串联电阻的非理想三端器件的三个端口相应地修正为 s'、q'、h'以及 c'、f、m'。理想开关 三端结构的端口电流和端口间电压定义如图 3.7(b)所示。

现以三端口 c'、f、m'为例,对其应用 KCL 和 KVL 定律,直流成分有如下关系式:

$$I_{D} + I_{S} = I_{L}, \quad V_{CM} + V_{FC} = V_{FM}$$
(3.5)

对于稳态工作占空比 D,一个开关周期内, S_m 导通时间为 DT_s, S_f 为(1-D)T_s,则这些直流成分的关系可表示如下:

$$I_{L} = \frac{I_{S}}{D} = \frac{I_{D}}{1 - D}, \quad V_{FM} = \frac{V_{FC}}{D} = \frac{V_{CM}}{1 - D}$$
(3.6)

将以上各变量在稳态工作点附近作小范围扰动变换,各端点电流、端间电压、D 和输入输出电压瞬态量都可表示成 *x*_Y=*X*_Y+*x*_y的稳态平均(DC)量加小信号(AC)扰动量的形式。考虑扰动量后式(3.6)的瞬态变化可写为:

$$i_{L} = \frac{i_{S}}{d_{T}} = \frac{i_{D}}{1 - d_{T}}, \quad v_{FM} = \frac{v_{FC}}{d_{T}} = \frac{v_{CM}}{1 - d_{T}}$$
(3.7)

式中 d₁=D+d 表示 PWM 占空比的大信号瞬态量。图 3.7(b)的理想开关三端器件可用一个受控 电流源和一个受控电压源等效,并且根据受控信号源的位置以及表达式的不同,理论可得到多达 24 种等效结构^[16]。当然它们在本质是相同的,并且可以相互转换,只是在不同的功率级拓扑中各个结 构的运算推导复杂程度不同。本文选择其中最适合 Buck-Boost 结构的一种等效模型,代入理想开关 三端结构后得到图 3.8 所示的等效电路,开关等效后仍保留三端特性,但电路性质能保持原始的大 信号瞬态模型的属性。



图 3.8 三端器件的等效结构

3.3.2 功率级线性等效电路

以上获得了理想开关的大信号平均电路等效模型,它仍是时变非线性的: 1) 图 3.8 中的四个受 控源的四个乘积量 d_Ti_L、d_Tv_{SH}、(1-d_T)i_L和(1-d_T)v_{FM} 都是时变的; 2) 若将该模型直接代入图 3.6 的 Buck-Boost 功率级,则 f端与输出耦合,而由于电容的寄生电阻的存在,输出电压在电感供电和电

容供电切换的瞬间有跳变现象,表现为非线性; 3) 图 3.7(a)中四个 MOS 开关的导通电阻 r_A、r_B、r_C、 r_D都只在 MOS 管导通期间起作用,而这种时变电阻不能直接用于线性化等效电路中。因此,功率级 线性化等效需要解决时变寄生电阻参数等效与时变受控源等效这两个基本问题。

时变导通电阻可依据能量守恒定理完成单周期内的非时变线性等效,对于三端口 c'、f、m',单周期内开关管 C 的电流可表示成:

$$i_{s} = \begin{cases} I_{L}, & 0 < t < \text{DT} \\ 0, & \text{DT} < t < \text{T} \end{cases}$$
(3.8)

再根据式(3.6),开关管C的等效电流:

$$I_{Srms} = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_{0}^{DT} i_{S}^{2} dt = I_{L} \sqrt{D} = \frac{\sqrt{D}}{1 - D} I_{D} = \frac{I_{S}}{\sqrt{D}}$$
(3.9)

则消耗在电阻 rc上的能量为:

$$P_{r_c} = r_c I_{Srms}^2 = Dr_c I_L^2 = \frac{r_c D}{(1-D)^2} I_D^2 = \frac{r_c}{D} I_S^2$$
(3.10)

设开关管的等效电阻分别为 rc eq, 根据能量守恒原理,则可得到如下各关系式:

$$P_{r_c} = \frac{r_c}{D} I_s^2 = r_{C_eq} I_s^2$$
(3.11)

从而得到等效电阻 rc_eq 为:

$$r_{C_{eq}} = \frac{r_C}{D} \tag{3.12}$$

同理,可得到开关管的等效电阻 r_{D eq}为:

$$r_{D_{eq}} = \frac{r_{D}}{(1-D)}$$
(3.13)

对于三端口 c'、f、m',由于电容寄生电阻的存在,输出电压在电感供电和电容供电切换的瞬间 有跳变现象,表现为非线性。对于输出电压跳变引起的非线性,电阻 rc产生的损耗到目前为止在已 , 有线性等效电路中尚未体现,该值同样可运用能量守恒获得。由于电容隔离直流,平均电流不在输 出产生功耗,只有其交流变化量产生功率耗散。对于交流量电容等效短路,流出 f 点的交变电流负 载为 rcl/RL。该交流成分电流可表示如下:

$$i_D = \begin{cases} -I_D & 0 < t < DT \\ I_L - I_D & DT < t < T \end{cases}$$
(3.14)

则该电流的等效电流如下:

$$I_{Drms} = I_D \sqrt{\frac{D}{1-D}} = I_L \sqrt{D(1-D)} = I_S \sqrt{\frac{1-D}{D}}$$
(3.15)

则消耗在电阻 rc || R 上的能量为:

$$P_{r_{D}} = (r_{C} || \mathbf{R}) I_{Drms}^{2} = \frac{(r_{C} || \mathbf{R}) D}{1 - D} I_{D}^{2} = (r_{C} || \mathbf{R}) D(1 - D) I_{L}^{2} = \frac{1 - D}{D} I_{S}^{2}$$
(3.16)

根据能量守恒原理,则在端口f处的等效电阻可表示为:

$$r_{D_{eq}} = \frac{(r_c \parallel R)D}{1 - D}$$
(3.17)

最后,分别将端口 m'、f上的等效电阻映射到电感支路上,得到等效电阻为:

$$r_1 = Dr_C + (1 - D)r_D + D(1 - D)(r_C \parallel R)$$
(3.18)

用同样的方法,对于三端口 s'、q'、h',分别将端口 s'、h'上的等效电阻映射到电感支路上,得到 等效电阻为:

$$r_2 = Dr_A + (1 - D)r_B \tag{3.19}$$

因此在电感支路上总的等效电阻为:

$$r = r_L + D(r_A + r_C) + (1 - D)(r_B + r_D) + D(1 - D)(r_C \parallel R)$$
(3.20)

式中 r_L为电感寄生电阻,以上各电阻在作用位置与时间上均作了等效,可视为各端口单周期内 平均化的线性等效电阻。由此获得图 3.9 所示的功率级等效结构。



图 3.9 Buck-Boost 功率级等效模型

图 3.9 中 v_{FM}=v_o, v_{SH}=v_i, 又因为各个大信号可以表示成直流 DC 与交流 AC 分量的叠加,则四 个受控源可表示成:

$$i_L d_T = (I_L + i_L)(D + d) = I_L D + i_L d + I_L d + i_L d$$
(3.21)

$$v_{SH}d_T = (V_{SH} + v_{sh})(D+d) = V_{SH}D + v_{sh}D + V_{SH}d + v_{sh}d$$
(3.22)

$$(1-d_T)i_W = (1-D-d)(I_W + i_w) = (1-D)I_W + (1-D)i_w - I_W d - i_w d$$
(3.23)

$$(1-d_T)v_{W} = (1-D-d)(V_{W} + v_{w}) = (1-D)V_{W} + (1-D)v_{w} - V_{W}d - v_{w}d$$
(3.24)

式(3.21-3.24)的最终结果中,第一项为大信号 DC 分量,第二、第三项为小信号线性分量,第四 项则为小信号非线性分量,由于第四项为两个 AC 小信号量的乘积,相比其它三项可以忽略,从而

得到开关三端结构的线性化模型(等效电路),如将式 3.21、式 3.22、式 3.23 和式 3.24 代入图 3.9 即可得到 Buck-Boost 功率级线性等效电路。若令 AC 分量为 0,则有图 3.10(a)所示的 DC 等效功率级 电路;若抛开 DC 分量则有图 3.10(b)所示的小信号等效功率级电路。



图 3.10(a) Buck-Boost 功率级 DC 等效模型



图 3.10(b) Buck-Boost 功率级 AC 等效模型

线性化后的 Buck-Boost 功率级满足线性叠加定理,利用基尔霍夫定理可得控制占空比到输出电压传递函数为:

$$G_{dv} = -\frac{V_{O}r_{E}}{(1-D)(R+r_{E})} \cdot \frac{(1+s/\omega_{z1})(1-s/\omega_{z2})}{\Delta}$$
(3.25)

式中:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_E \cdot C}, \ \omega_{z2} = \frac{1}{L} \left[R(1-D)^2 \left(\frac{r}{RD(1-D)} + \frac{1}{D} \right) - r \right]$$
(3.26)

$$\Delta = s^{2} + \frac{C[r(R+r_{E}) + (1-D)^{2}Rr_{E}] + L}{LC(R+r_{E})}s + \frac{r+(1-D)^{2}R}{LC(R+r_{E})}$$
(3.27)

按照同样的方法,我们分别可以推导出 Buck、Boost 的功率级函数^[17],表 3.1 是 Buck、Boost 以及 Buck-Boost 的控制占空比到输出电压的传输函数。从表 3.1 中可以看出,Boost、Buck-Boost 的 控制到输出的传输函数比 Buck 的控制到输出的传输函数要多一个右半平面零点,这样在同等情况 下,右半平面零点使得 Boost、Buck-Boost 的性能变差。另外,还可以看出 Boost 的右零点比 Buck-Boost 的右零点更加靠近原点。因此,在环路补偿时,当升压型环路能满足稳定性要求时,其他模式也已 经满足稳定性要求。因此,下面主要讨论升压型拓扑的环路补偿问题。

表 3.1 三种模式下控制到输出传输函数

Mode	G _{dv}				
Buck	$\frac{RV_{I}r_{E}}{L(R+r_{E})} \cdot \frac{(1+s/\omega_{z1})}{\Delta}$				
Boost	$\frac{V_o r_E}{(1-D)(R+r_E)} \cdot \frac{(1+s/\omega_{z1})(1-s/\omega_{z2})}{\Delta}$				
Buck-Boost	$\frac{V_O r_E}{(1-D)(R+r_E)} \cdot \frac{(1+s/\omega_{z1})(1-s/\omega_{z2})}{\Delta}$				

$$\Delta = s^{2} + \frac{C[r(R+r_{E}) + R_{eq}r_{E}] + L}{LC(R+r_{E})}s + \frac{r + R_{eq}}{LC(R+r_{E})}$$
(3.28)

其中,对于 Buck: $R_{eq} = R$,对于 boost、 Buck-Boost: $R_{eq} = (1-D)^2 R$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_E \cdot C}, \quad \omega_{z2} = \frac{1}{L} [R(1-D)^2 f_{eq} - r]$$
(3.29)

其中,对于 Boost: $f_{eq} = 1$,对于 Buck-Boost: $f_{eq} = \frac{V_I}{V_o} + 1$

3.4 电流环路稳定性分析

3.4.1 无补偿斜坡下的稳定性

峰值电流控制模式引入了电流内环控制,其主要优点是具有良好的动态特性。但是引入了电流 控制后会出现一种不稳定现象,称为次谐波振荡。当占空比 D>0.5 时,如果不采取适当的措施,就 会出现次谐波振荡^[18]。因此需要进行斜坡补偿。下面首先分析无补偿斜坡下的稳定性。

以升压模式为例,如图 3.11 所示,假设电感电流的上升和下降斜率分别为 m_1 、 m_2 ,稳态时占空 比为 D。在没有扰动前,电感电流在开关周期开始的初始值 $i_L(0)=I_{L0}$:在 t=DT_s,电感 $i_L(DT_s)$ 达到 电流指令值 I_L :当 t=T_s,电感电流下降到 $i_L(Ts)$, $i_L(Ts)=i_L(0)=I_{L0}$ 。此时电流指令值 I_L 与电感电流初 始值与占空比的关系:

$$I_{L} = I_{L0} + m_{1}DT_{s}$$
(3.30)

假设在第 t=0 时刻电感电流有一个扰动,其值变为 i_L(0)=I_{L0}+Δi_L(0),如图 3.11 所示。



图 3.11 扰动后电感电流波形图

于是造成占空比从稳态时的 D 扰动为 D+d。在 t=(D+d)Ts, 电感电流 i_L[(D+d)Ts]达到电流指令 值 I_L: 当 t=Ts, 电感电流下降到 i_L(Ts)+Δi_L(Ts)。这时电路进入暂态过程, 电感电流在一个开关周期 处的值不等于开关周期末的值。从图中可以得到指令值 I_L与扰动后的电感电流初始值 i_L(0)=I_{L0}+Δi_L(0) 和占空比(D+d)的关系:

$$I_{L} = I_{L0} + \Delta i_{L}(0) + m_{1}(D+d)T_{s}$$
(3.31)

式(3.31)减去式(3.30),得:

$$\Delta i_L(0) = -m_1 dT_s \tag{3.32}$$

同理可得:

$$\Delta i_L(T_s) = m_2 dT_s \tag{3.33}$$

结合式(3.32)和式(3.33),可得:

$$\Delta i_L(T_s) = \Delta i_L(0)(-\frac{m_2}{m_1})$$
(3.34)

由此可以推得:

$$\Delta i_{L}(nT_{s}) = \Delta i_{L}(0)(-\frac{m_{2}}{m_{1}})^{n}$$
(3.35)

式(3.35)收敛的条件是 m₂/m₁<1, 而稳态的占空比 D=m₂/(m₁+m₂), 因此, 为了实现稳定的电流控制, 占空比 D 要限制在 0.5 以下, 当占空比大于 0.5 时需要进行补偿。

与降压模式的分析方式相同,对于升压、升降压模式,当电感电流有扰动时,在 t=nTs 时,电 感电流值为:

$$\Delta i_{L}(nT_{s}) = \Delta i_{L}(0)(-\frac{m_{2}}{m_{1}})^{n}$$
(3.36)

因此,为保证在降压、升降压模式下电流环路稳定,需要在占空比 D>0.5 时进行斜坡补偿。

3.4.2 斜坡补偿的作用

从上面的分析可以得出,对于各个模式都有进行斜坡补偿的必要。因此,系统设计中,需要对 补偿的斜率进行计算。斜坡补偿斜率过小,则起不到补偿的作用;斜率过大,过补偿会减小系统的 带载能力和响应速度。这里以升压模式进行分析为例,在加入斜坡补偿后,扰动对电感电流的影响 如下图。



图 3.12 斜坡补偿后扰动对电感电流的影响

假设斜坡补偿斜率为m,扰动前电感电流初始值和占空比的关系为:

$$I_{L} = I_{L0} + (m_{1} + m_{a})DT_{s}$$
(3.37)

扰动后电感初值和占空比的关系为:

$$I_{L} = I_{L0} + \Delta i_{L}(0) + (m_{1} + m_{a})(D + d)T_{s}$$
(3.38)

联合式(3.37)和式(3.38),可得:

$$\Delta i_L(0) = (m_1 + m_a) dT_s \tag{3.39}$$

同理可得到:

$$\Delta i_L(T_s) = -(m_2 - m_a)dT_s \tag{3.40}$$

从(3.39)和(3.40)可以得出:

$$\frac{\Delta i_L(T_s)}{\Delta i_L(0)} = \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a}\right) \tag{3.41}$$

为保证电流环路稳定,需要(m₂-m_a)<(m₁+m_a),因此,m_a=0.5m₂是斜坡补偿的临界值。同样的方 法可以对降压、升降压模式进行斜坡补偿的分析,所得的结果相同,这里不再进行推导。各个模式 下斜坡补偿的稳定条件和所需斜率值见表 3.2。从表中可以得出,虽然斜坡补偿的斜率都与第二阶段 电感的斜率有关,但在各个模式下电感的斜率并不相同,与输入电压和占空比有关。由图很容易看 出,降压模式下补偿斜率最大。目前的斜坡补偿技术主要有固定斜率补偿、分段斜率补偿^[19]和动态 斜率补偿^[20]等。本设计中选择了实现结构最简单的固定斜率补偿的方法,按照最差情况下的 Vin, 和最大的斜率进行补偿,补偿斜率 m_a=0.5m₂=DV_{in}/2L。

表	3.2	各ノ	~模式 ~	ド所	儒傘	坡的	ඛ斜	逐

工作模式	稳定条件	斜坡斜率范围		
降压型	$(m_2-m_a)/(m_1+m_a) < 1$	$0.5m_2 < ma < m_2, m2 = DV_{in}/L$		
升压型	$(m_2-m_a)/(m_1+m_a) < 1$	0.5m ₂ <ma<m<sub>2, m2=DV_{in}/L(1-D)</ma<m<sub>		
升降压型	$(m_2-m_a)/(m_1+m_a) < 1$	0.5m ₂ <ma<m<sub>2, m2=DV_{ir}/L(1-D)</ma<m<sub>		

3.5 系统控制环路的设计

与图 2.20 对应的系统的模型框图如下图所示。它是在功率级的基础上,增加了电流反馈环路传 递函数 F_i、F_m、电压环传递函数 β、G_{ca}。



图 3.13 基于 PWM 升降压型 DC-DC 的 PCM 系统模型

从图中可以看出,整个系统是个双环控制的网络,当系统的其它参数如工作频率、电感、输出 电容、负载、输入和输出电压等一旦确定,整个系统的性能就只与电流环路增益与电压环路增益有 关,因此可以先单独闭合电流反馈网络(内环)进行设计,然后再闭合整个电压环网络以达到设计目标。

3.5.1 电流环路设计

1. 采样环节的增益

由于开关电源工作在一定的开关频率下,峰值电流控制信号是对每个周期电感电流峰值的采样值,从这个角度来说,系统是一个离散时间系统,为了将离散的电感电流采样信号用于连续系统模型,必然要有一个从 Z 域到 S 域的转换。因此,必须引入采样增益 H_e(s)^{[21][22][23]}:

$$H_{e}(s) = 1 + \frac{s}{\omega_{n}Q_{z}} + \frac{s^{2}}{\omega_{n}^{2}} = 1 - \frac{T_{s}}{2}s + \frac{T_{s}^{2}}{\pi^{2}}s^{2}$$
(3.42)

式中,Q₂=-2/π, ω_n=π/T_s,自然采样环节的增益在 f_{sw}/2 处有一对共轭 RHP 零点,会引起谐振 峰,采样环节的增益为:

$$F_i = \frac{v_{sen}}{i_L} = k \cdot R_v \cdot H_e(s)$$
(3.43)

其中K为电感电流的复制比例, Rv为 V-I 变换电阻。

2. 功率级传递函数

由于功率级环路控制的反馈路径相同,因此,功率级六个功率传递函数均有相同的极点和特征 频率,而仅前馈通路不同,表现为零点和前向增量的差异。其极点特征多项式为:

$$\Delta(s) = 1 + \frac{C(R_L + r_L)(r_L + r_e D')}{r_L + r_e DD' + D'^2 R_L} s + \frac{LC(r_C + R_L)}{r_L + r_e DD' + D'^2 R_L} s^2$$
(3.44)

其中, r_e=r_C || r_L

(1) 在输入电压不变的条件下,占空比变化对输出电压的影响所形成的 G_{dv}为:

$$G_{dv} = -\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \cdot \frac{(1+\frac{s}{z_1})(1-\frac{s}{z_2})}{\Delta}$$
(3.45)

(2) 在输入电压和输出电流不变的条件下,占空比对电感电流的调制产生的 Gai为:

$$G_{di} = -\frac{\hat{i}_{L}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{o}}{R_{L}(1-D)^{2}} \cdot \frac{(1+\frac{s}{z_{3}})}{\Delta}$$
(3.46)

上式中:

$$z_1 = \frac{1}{r_c C}, \quad z_2 = \frac{D^2}{L} (R - r_c \parallel R) - \frac{r_L}{L}, \quad z_3 = \frac{1}{C(r_c + R)}$$
(3.47)

3. 占空比调节传递函数

图 3.14 给出传统斜坡补偿示意图。



图 3.14 斜坡补偿示意图

图中 m_1 是经过采样的电感电流转变成电压以后的上升斜率, m_e 是电压补偿斜波的斜率,d表示

占空比 D 的微小变化, vc表示控制电压 Vc的微小变化, 根据图中的几何关系, 可以得到:

$$m_1 \cdot d \cdot T + m_c \cdot d \cdot T = V_c \tag{3.48}$$

化简可得:

$$F_{m} = \frac{d}{v_{c}} = \frac{d}{(m_{c} + m_{1}) \cdot d \cdot T} = \frac{1}{(m_{c} + m_{1}) \cdot T}$$
(3.49)

4. 控制到输出的传递函数^{[24][25]}

仅闭合电流环的情况下,由上两部分可以得出电流环的环路增益为:

$$T_i = F_i \cdot F_m \cdot G_{di} \tag{3.50}$$

所以,从控制到输出的增益为:

$$G_{cv} = \frac{v_0}{v_c} = \frac{F_m \cdot G_{dv}}{1 + T_i}$$
(3.51)

简化之后的传输函数为:

$$G_{cv} = \frac{L}{R_{v} \cdot K} \cdot \frac{1}{D^{2} \cdot T(M - 0.5 + \frac{L}{D^{3} \cdot T \cdot R})} F_{p}(s) F_{h}(s)$$
(3.52)

其中,
$$F_p(s) = \frac{(1+\frac{s}{z_1})(1-\frac{s}{z_2})}{1+\frac{s}{\omega_p}}$$
, $F_h(s) = \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_n Q} + \frac{s^2}{w_n^2}}$, $Q = \frac{1}{\pi (M \cdot D' - 0.5)}$

r

$$\omega_{p} = D^{'3} \cdot T \frac{M - 0.5 + \frac{L}{D^{'3} \cdot T \cdot R}}{L \cdot C}, \quad \omega_{n} = \frac{\pi}{T_{s}} = \frac{\omega_{sW}}{2}, \quad M = 1 + \frac{m_{c}}{m_{1}}, \quad D = 1 - D^{'}$$

由 F_h(s)中可见控制到输出传递函数在半开关频率处存在一对共轭极点,引起谐振峰,Q 即为此 谐振峰峰值。此外还有一低频极点、LHP 和 RHP 零点。模拟结果如图 3.15 所示,可见不同补偿量 对应不同的Q值,当M增大时,双极点逐渐分裂为两个实极点,共轭极点对引起的谐振峰被削弱, 系统近似为一阶系统,此时的补偿是最优的。随着 M 继续增加,当 M 足够大时,其中一个低频极 点与 F_p(s)中的低频极点结合,形成二阶谐振峰,另一个移到高频,系统特性与电压模式时相同。M 的最优值是处在完全削弱谐振峰,而又不至于转向电压模式控制时。完全削弱谐振峰即 Q=1,得出: M≈0.82/D'。Matlab 仿真结果如图 3.15 所示。未加补偿斜坡时,在 f_{sw}/2 处有明显谐振峰存在,M=6 时谐振峰被削弱,系统近似为一阶系统。M=40 时,系统在 LC 滤波频率处形成了二阶谐振峰,与 电压模式时相同。



图 3.15 不同斜坡补偿量下控制到输出的频响特性

3.5.2 电压环路设计

电流环路设计完成的基础上进行电压环路的设计。由前面讨论可知,闭合电流环后,系统 A_c 传输函数近似为一阶传递函数,电压环路的设计就是针对该一阶函数进行补偿。相对电压模式控制 而言,由 LC 滤波引起的系统 A_c为二阶的,相比之下,电流模式的电压环路设计更简单一些。在两 个环路都闭和的情况下,总的环路增益为:

$$T_{\nu} = G_{c\nu} \cdot G_{ea} \cdot \beta \tag{3.53}$$

Gev已经在电流环路中设计完成,因此只需要设计合适的补偿网络Gea,从而得到合适的总环路 增益以及相位裕度,补偿网络Gea采用如图 3.16 所示基于跨导放大器(OTA)的 PI 型补偿网络来生成。



图 3.16 用 OTA 实现的 PI 型补偿网络

该补偿网络的传输函数为:

$$G_{ea}(s) = \frac{K_{v} \cdot (1 + s / \omega_{ea})}{s \cdot (1 + s / \omega_{ea})}$$
(3.54)

式中:

$$K_{\nu} = -\frac{g_m}{(C_1 + C_2)}, \quad w_{cz} = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}, \quad w_{cp} = \frac{1}{R_1} \cdot (\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2})$$
 (3.55)

合理的设计公式(3.54)中的零极点,使之与 G_{ev}中的零极点互相抵消,从而使 T_v近似于一个一阶 系统,改善频率特性。W_{ep}取 z₁、z₂和 f/2 三者之间的最小值(经过计算 z₂最小),并通过调整 k_v使 T_v有足够的相位裕度,以保证各个环路的稳定。经过 Matlab 对 T_v的模拟仿真,通过改变 k_v,最终得 到当 k_v=-20000 时, T_v的相位裕度为 59.4°,这样保证了整个系统的稳定性,仿真结果如图 3.17 所示。



图 3.17 总环路增益 Tv 的频响特性图

根据上面的论述,可以设计误差放大器的补偿网络如下:

$$\frac{g_m}{(C_1 + C_2)} = 20000, \quad w_{cx} = \frac{1}{R_1 C_1} = w_p, \quad w_{cp} = \frac{1}{R_1} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) = Z_2$$
(3.56)

其中, w_p、z₂ 经过计算分别为 8krad/s、114.58krad/s。由式(3.56)可以得到 C₁/C₂=14.3, 取 C₁=159.87pF, 则 C₂=12pF, R₁=1.17MΩ, g_m=3.44μs。补偿网络 G_{ea}的频率特性曲线如下图 3.18 所 示。





结合控制-输出的频响特性和 EA 及频率补偿网络的频响特性,图 3.19 给出了控制-输出 G_{ea}、补 偿网络 G_{ea}与系统总环路增益 T_v的频率特性曲线。



图 3.19 控制-输出、补偿网络与系统总环路增益的频响特性图

由图 3.19 所示, G_{ea}中的零极很好的抵消了 G_{ve}中的极零点,整个环路近似于一阶线性系统,保证了系统的稳定性。图 3.20 和图 3.21 分別为降压模式、升降压模式下,系统总环路增益的频率特性曲线。由图中可看出,此时环路的相位裕度分别为 59.6°及 69.9°,系统稳定。从而确保了系统在三

种工作模式下都能够保证环路的稳定。



图 3.21 升降压模式下总环路增益的频响特性图

至此,整个系统的控制环路已经设计完成,在功率级模型的基础上,首先设计系统的电流环路 增益,并保持其稳定性,然后闭合电压环路进行总体设计,选择适当的参数,确保电压环闭合后整 个系统的稳定性,同时要使系统的闭环输出电阻尽量的小。

第四章 系统模块电路设计

本章在前文所述理论的基础上,基于 0.5µm CMOS 工艺,对系统中重要电路模块进行了详细的分 析和设计,并采用 Candece Spectre S 对电路进行了仿真。包括基准电路、误差放大器电路、振荡器 电路、V-I 变换电路、电流检测电路、死区控制电路以及 Buck-Boost 自动切换系统的模式控制电路 和逻辑驱动电路等。

4.1 基准电路的设计

基准电路的功能就是产生一个不随供电电压和环境温度变化的参考电压值。同时,它也为电路中的其它模块提供偏置电流。本论文根据系统要求,采用电流求和模式的基准源^[26],具体结构见图 4.1,运放保持 V_a、V_b两点电位基本相等。M₂管的电流由两部分相加而成,一部分是流过 R_i的电流, 它与 Q₁、Q₂的发射结电压的差值成正比,也即与热电压 V_T成正比,具有正温度系数;另一部分是 流过电阻 R_B的电流,它与 Q₁的发射结电压成比例,因而具有负温度系数。M₂的电流被成比例的复 制到 M₃,流经过 R₂产生输出电压 V_{ref}。选择不同的 R₂值,可以自由设定输出的基准电压值。



图 4.1 电流求和模式带隙基准源

4.1.1 偏置电路的设计

偏置电路为系统内各个模块电路提供稳定可靠的偏置电流,它是保证整个系统性能稳定的重要 因数之一。在电源电压和芯片温度发生较大范围的变化时,偏置为各模块电路提供的静态电流都应 稳定。同时,随着便携式电子产品的广泛应用,也要求电路的设计向低工作电压、低功耗的方向发 展。为此,本文给出了一种低功耗、低电源工作电压的恒流源的设计。

如图 4.2 所示, M₁、M₂和 R 组成 PEAK 电流镜,其优点是可以方便地得到电流为几 μA 甚至是 nA 级的电流。M₃和 M₄组成基本电流镜。将 M₁、M₂偏置在亚阈值区^[27], M₃、M₄偏置在强反型区, 从而构成亚阈区的自偏置结构核心电路。由于工作在亚阈区,可使得电路的功耗变得很小。

MS1~MS5 组成启动电路,如电路处于零状态,则 A 点为低电平,经过 MS2~MS5 组成的反 向器链驱动 MS1,从而使 MS1 导通,则由 MS1 和 M₁ 到地组成的回路给恒流源注入电流,迫使恒 流源偏移零状态;当系统正常工作时,A 点为高电平,同样经过 MS2~MS5 组成的反向器链驱动 MS1,使得 MS1 截止,启动电路不再作用,而且不再消耗系统功耗。



图 4.2 带启动电路的自偏置电路

M1 与 M2 工作于亚阈值区,满足公式:

$$I_{DS} = \left(\frac{W}{L}\right) I_{DO} e^{V_{CS}/nV_T}$$
(4.1)

式中, IDO 为与工艺有关的参数。

于是:

$$I_{N} = \left(\frac{W}{L}\right)_{1} I_{DO1} e^{V_{GS1}/nV_{T}} = \left(\frac{W}{L}\right)_{1} I_{DO1} e^{(I_{N}R + V_{GS1})/nV_{T}}$$
(4.2)

$$I_{OUT} = \left(\frac{W}{L}\right)_2 I_{DO2} e^{V_{GS2}/nV_T}$$
(4.3)

其中, IDD1=IDD2。假定由 M3 和 M4组成的电流镜增益为 1,并令 k=(W2/L2)/(W1/L1),则:

$$I_N = I_{OUT} \tag{4.4}$$

联立上面几式得:

$$I_{OUT} = I_N = \frac{nV_T}{R} \ln k \tag{4.5}$$

从式(4.5)可以看出,输出电流与 VDD 无关,只与 M₁和 M₂的宽长比 k 有关。直流模拟结果如 图 4.3 所示,VDD=1.3V 时建立,VDD=3.6V 时,偏置电流为 500nA,从建立到 VDD=5V 范围内电 流偏差约为 20nA,输出电流变化为 5%。



图 4.3 直流偏置电流仿真结果

4.1.2 运放的设计

对于运放在本带隙基准电路中的特定应用,所要考虑的技术指标和普通运放有些差异。比如, 本运放的设计就不需要考虑共模输入范围,因该运放的两个输入端所接电位基本为固定电位,即不 需要考虑动态范围,所以在运放基本结构的选取上采用普通的两级 N 差分或 P 差分运放结构就可以 了,而不必采用 rail-to-rail 等结构。N 管差分对和 P 管差分对输入的两极运放结构分别如图 4.4(a)、 (b)所示:



图 4.4 两级运放

从图 4.4(a)、(b)中明显可以看出, P 差分对输入的运放的电源电压抑制比高于 N 差分对输入的运放,因为(a)图中的 M₇将电源的变化直接馈通至输出端,而(b)图中的输出端和电源之间有电流源 隔离,输出端受电源影响较小。此外,运放中将采用密勒电容进行补偿以保证整个系统的稳定性。

对于基准源的另一个重要指标温度系数来讲,它与运放的性能也有密切的关系。如果温度升高,由于电阻有较大的温度系数,所以图 4.1 中的接点 Va的电压将高于 Vb,导致运放的输出电压升高,控制支路的电流减小,最终使 Va和 Vb两节点电压相等,所以运放的增益越高,对电路的控制能力越强,越有利于改善电路的温度系数。

所以,本文采用 P 差分对输入的运放,模拟结果如图 4.5 所示,低频增益 80dB,相位裕度 53℃,

单位增益带宽 350KHz, 电源电压 Vin=3.6V 时, 效耗电流 10μA。



图 4.5 基准中运放的频率响应

4.1.3 基准源的设计

假定图 4.1 中的运放为理想运放,则 $V_a=V_b$,选定 $R_A=R_B$,可以求得电阻 R_1 的电流:

$$I_{R1} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_1} = \frac{V_T}{R_1} \ln n$$
(4.6)

其中n为Q2和Q1的发射结面积之比。

流过电阻 R_B的电流为:

$$I_{RB} = \frac{V_b}{R_B} = \frac{V_{BE1}}{R_B}$$
(4.7)

选定 M1、M2 和 M3 具有相同的宽长比, 所以 IM1=IM2=IM3。求得输出基准电压 Vref 为:

$$V_{ref} = R_1 \cdot \left(I_{R0} + I_{RB} \right) = R_1 \cdot \left(\frac{V_T}{R_0} \ln n + \frac{V_{BE1}}{R_B} \right) = \frac{R_1}{R_B} \left(\frac{R_B}{R_0} V_T \ln n + V_{BE1} \right)$$
(4.8)

通过调整 R_B、R₁和 n 的值使正负温度系数相抵消,即可以使输出电压基准 V_{ref}与温度无关。图 4.6 为基准电路的完整电路图。



图 4.6 完整的带隙基准源电路图

带隙基准源电路的模拟结果如下:

1、电源电压抑制比特性

测试条件: 电源电压 VDD 从 0 变化到 5V, 温度为室温 20℃。tt 模拟结果见图 4.7 所示。



图 4.7 基准源输出电压与输入电压的关系

从模拟结果可以看出, tt 模型时, 当 VDD=2.5V 时, 电路即可正常工作, 输出基准电压约为 1.2V。 当 VDD 从 2.5 变化到 5V 时, 输出基准电压的变化了 3.3mV。

2、温度特性

测试条件: 电源电压为 3.6V, 温度从-40℃变化到 101℃。



图 4.8 输出电压与温度的关系

模拟结果如图 4.8,可以看出当温度在 25℃左右时,输出电压具有零温度系数,低于 25℃时输 出电压具有正温度系数,高于 25℃时具有负温度系数。根据模拟结果测得典型温度点处的电压分别 为: T=-10℃, Vref=1.19958mV; T=25℃, V_{ref}=1.20036mV; T=76.5℃, Vref=1.19959mV。

根据以上各温度点的电压值,求得温度系数如下式:

$$TC = \frac{1.20036V - 1.19958V}{1.20036V \times [76.5^{\circ}C + (-10^{\circ}C)]} \times 10^{6} = 7.5 \, ppm/^{\circ}C$$
(4.9)

4.2 误差放大器的设计

误差放大器是系统中的一个关键模块,它决定了系统的稳态精度和环路的稳定性。根据上一章

中对误差放大器和频率补偿网络的分析,给出了误差放大器的设计要求,具体如下:

1)误差放大器的主极点应在输出结点;

2)输入差分对的等效跨导为 3.44µs;

3)保证误差放大器有较大的线性范围;

4)为节省功耗,电路消耗的总电流为 3.2µA,差分对的尾电流为 1µA;

5)为了能够快速响应输出负载的突变,需要误差放大器有较大的输出摆率(SR)^{[28][29]}。

一方面误差放大器(EA)须有足够的低频增益,以提高系统的环路低频增益,并使补偿更加精确; 另一方面,EA应该具有一定的线性度,以使输出电压在最宽的变化范围下,仍能被线性调节,即误 差放大器不饱和。

1. 基本 OTA 结构

根据系统设计及指标参数分析的结果,本文提出的 OTA 采用 Cascode 放大结构,如图 4.9 所示, M₁/M₂组成 PMOS 差分输入,采用 Cascode 对称的电流镜负载,在 M₁₂/M₁₅之路输出,M₇提供尾电流 偏置,而 M₁₇及其转换得到的 M₁₉提供 P 和 N 型中 Cascode 电流镜的偏置。

根据 MOS 管的跨导关系(W/L)_{1,2}=g_m²/2kI_{ss},以及差分对输入跨导为 3.44μs,尾电流为 1μA 的要求,可得(W/L)_{1,2}=0.018。由于差分对较小的宽长比(W/L)不利于减小失调,因此该结构在实际应用 中有其局限性。



图 4.9 基本 OTA 结构

2. 带源极负反馈电阻的 OTA 结构^{[30][31]}

带源级负反馈电阻的 OTA 结构可以在不减小差分输入对宽长比的情况下,提高电路的线性范 围,其基本结构如图 4.10 所示。



图 4.10 带源级负反馈电阻的 OTA 结构

改进后的 OTA 结构将原来独立的尾电流拆分成两个并联的尾电流源,并分别接在源级负反馈电阻的两端。在共模输入下,电阻 R_{ss}两端的电位相同,没有共模电流流过。因此,不受共模信号的影响,从而避免了输出电压动态范围的损失。同时,电阻 R_{ss}中仅有差模电流流过,保持对差模信号的反馈作用。这样,R_{ss}的中点位置不随差分信号而改变,等效为交流接地。即 R_{ss}的差模负反馈成立,且总的尾电流保持不变。

根据设计指标,总的尾电流为 1μA,则 M₇、M₁₇ 各自提供的尾电流为 0.5μA。取差分对 M₁、 M₂的 W/L 为 14μm/7μm,根据差分对管的跨导计算公式:

$$g_{ml,2} = \sqrt{2k_p'(W/L)_{l,2}I_{Sl,2}}$$
(4.10)

可得可得 gm1,2=10.68µS。

根据源级负反馈等效跨导的关系:

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_{SS}} \tag{4.11}$$

以及等效跨导为 3.44μS 的要求,可以得出 R_{ss}为 197KΩ。

静态情况下,流过 M_5 、 M_6 的电流为 0.5µA, NMOS 管和 PMOS 管单位长度的厄尔利电压分别 约为 $V_{An0} = 4V/\mu m$, $V_{Ap0} = 6V/\mu m$,根据单管输出阻抗的计算公式:

$$r_o = \frac{L \cdot V_{A0}}{I} \tag{4.12}$$

OTA 中各 MOS 管的 L=10μm, 在 0.5μA 电流偏置下的单管输出阻抗近似为: r_{ds15,16} = 120MΩ, r_{ds11,12}=80MΩ, 则总的输出阻抗为:

$$R_o = g_{m16} r_{ds15} r_{ds16} \parallel g_{m11} r_{ds11} r_{ds12}$$
(4.13)

总的增益为:

$$A_{\nu} = g_m R_o \tag{4.14}$$

主极点频率近似为:

$$f_{P0} = \frac{1}{2\pi (R_0 + R_1)C_1} \tag{4.15}$$

补偿网络提供的极零点分别为:

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \qquad f_{Z0} = \frac{1}{2\pi R_1} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)$$
 (4.16)

3. 模拟仿真

VDD为3.6V时,误差放大器开环和闭环模拟结果分别如图4.11和图4.12所示。



图 4.11 误差放大器开环频率响应

图 4.12 误差放大器闭环频率响应

仿真结果显示:误差放大器的开环低频增益为 85.2dB,闭环时低频增益降为 72dB,截止频率处的增益为 13dB,提供的零点为 8.3krad/s,由 C₂引入的次极点位置约为 115krad/s,与 matlab 的系统分析设计吻合。

4.3 斜坡振荡器的设计

斜坡振荡器用来产生 PWM 控制的周期信号以及斜坡补偿信号,其稳定性是保证系统稳定的关键 因数之一。目前常见的电路结构有环行振荡器结构与双比较器结构。环行振荡器结构简单,但当电 源电压或温度发生变化时,其振荡频率变化大,频率稳定性较差。在本设计中,系统的电源电压变 化范围比较大(2.5~5.5V),而且考虑大的温度变化范围,因此采用双比较器振荡器结构。其基本原 理图如图 4.13 所示。



图 4.13 Ramp OSC 结构

电路原理简述:初试状态时, V_{osc} < V_L < V_H , Rb=1, Sb=0,此时 Qb=0, M₁关闭,恒流源对电容 C 充电,当 V_L< V_{osc} < V_H 时, Rb=1, Sb=1, RS 触发器处于保持状态。此时 Qb=0, M₁保持关闭,恒流源继续对电容 C 充电,电容 C 上电压线性增加。当 V_{osc} > V_H 时,仅 Rb 状态发生翻转,即 Rb=0, RS 输出清零,即 Q1=1, M₁导通,电容 C 即通过 M₁进行快速放电(放电电流远大于充电电流 I),此时 C 上电压被迅速下拉。当下拉电压使 V_{osc} < V_L 时,Sb=0, RS 输出置位,Qb=0, M₁关闭,系统恢复 到充电状态。以上状态周而复始,在电容 C 上得到 R_{amp} 斜坡振荡信号,周期由充电电流和电容 C 值 共同决定,斜坡的峰值为 V_H,最低值为 V_L,摆幅 V_s=V_H-V_L。与此同时,在 Qb 端得到矩形波。通过上述原理的分析,如忽略电容放电时间,可以估算出时钟周期约为:

$$T = C \frac{V_H - V_L}{I} \tag{4.17}$$

4.3.1 恒流源以及参考电压的实现

振荡器中恒流源直接关系到充电时间的大小及其振荡周期的稳定性。采用图 4.14 所示基于 V-I 转换的 结构来实现恒流源,图中运放 Amp、M₃管与电阻 R 完成性能稳定的 V-I 转换电路,M₁和 M₂构成电流镜, 当它们宽长比相等时,输出电流为:

$$I_o = \frac{V_{ref}}{R} \tag{4.18}$$

而比较信号 V_H、V_L则由图 4.15 所示电路实现,则 V_H、V_L可表示为:

$$V_{H} = (1 + \frac{R_1}{R_1 + R_3})V_{ref}, \quad V_L = \frac{R_3}{R_2 + R_3}V_{ref}$$
 (4.19)



4.3.2 高速比较器电路

根据系统要求,斜坡振荡器频率为 1MHz,振荡周期为 1μs。在如此高速状态下,电路各模块的 响应应能与之相匹配。为此,比较器采用正反馈高速电压比较器结构^{[32][33]},电路如图 4.16 所示。



图 4.16 高速比较器结构

原理简述:如不考虑 M5 和 M8 两管,这是一个典型的 OTA 架构的高速比较器,输出两个倒相器用于整形和提高大电容负载驱动能力。M₅ 和 M₈ 的 W/L 相同,分别作为两条支路的正反馈控制,提高增益和响应速度。正反馈的作用是提供并联的负阻或跨导,使得输入级的等效跨导减小、负载 电阻增加,从而导致增益和响应速度的最大程度的提高。

根据电路的极性控制, M_3 和 M_6 的 MOS 二极管阻抗为 $1/g_{m3}$ 和 $1/g_{m6}$, 饱和区下的 M_5 和 M_8 阻抗为 $1/g_{m6}$ 和 $1/g_{m6}$, 则单级增益为:

$$A_{\nu_1} = -\frac{g_{m_1}}{g_{m_3} - g_{m_5}} = -\frac{g_{m_1}}{g_{m_3}} \times \frac{1}{1 - g_{m_5} / g_{m_3}} \approx -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_3}} \times \frac{1}{1 - (W/L)_5 / (W/L)_3}$$
(4.20)

在 g_{ml}/g_{m3}中两管电流近似相同(弱正反馈条件下),其比值为 W/L 之比的开根号;而 g_{ms}和 g_{m3} 两管的栅过驱动电压完全相同,则其比值为 W/L 的线性比值。第二级为互补 CS 电压增益级。以上 增益公式是由小信号增益条件下得出,在大信号条件下存在误差。主要通过改变各 MOS 管的 W/L, 尤其是正反馈因子 α=(W/L)₅/(W/L)₃调节增益。

4.3.3 模拟结果

本设计中斜坡振荡器的频率为 1MHz,周期为 1µs,设置 V_H与 V_L的值分别为 0.8V 与 0V,电流 I 为 1µA,电容 C 为 1.1pF。在电源电压分别为 3.6V 时,斜坡振荡器仿真波形分別如图 4.17 和图 4.18 所示。



4.4 电压-电流转换电路

电流模控制 DC-DC 系统中,为了避免次斜坡振荡,需要斜坡补偿,因此需要迭加斜坡补偿信号 V_{ramp}和电流检测信号 V_{sen}。而电流的迭加比电压迭加更为方便,因此斜坡补偿的电压 V_{ramp} 信号和检测的电压信号 V_{sen}均由 V-I 转换成电流信号后,可方便地在电阻 R_v上迭加,并最终转换成电压信号,再与误差信号 V_e共同参与 PWM 调节。

V-I 转化电路有多种实现方式,图 4.16 给出了两种典型的结构,图 4.19(a)采用运放调节结构,转换的精度高,只需要一个大电阻 R_s,但运放使电路略显复杂。由 V_s=V_{in} 的限制,在 (W/L)_{M2}/(W/L)_{M1}=K条件下,得到:

$$I_o = k \cdot I_1 = k \times \frac{V_R}{R_{cs}} \approx k \cdot \frac{V_{in}}{R_{cs}}$$
(4.21)

但基于运放的 V-I 转换结构只能适合低频应用,当 V_{in}为直流或低频信号时,该结构可提供很高的转换速度。但当 V_{in}为高达 MHz 的高频信号时,为获得较高的转换精度,运放的带宽应在 10MHz 以上,而过大的带宽导致运放的功耗增大并很难实现。



图 4.19 电压-电流变换电路

本文采用的 V-I 转换电路如图 4.19(b)所示,考虑到输入电压 V_{in}较小,无法开启 NMOS 管,则 采用 PMOS 源跟随完成电平移位,则:

$$V_{A} = V_{in} + V_{SG1} \tag{4.22}$$

 M_2 与 R_s 组成的带源极负反馈电阻的共源结构,当 $g_{m2}R_s >> 1$ 时,其等效跨导 G_{m2} 为:

$$G_{m2} = \frac{I_1}{V_A} = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}R_s} \approx \frac{1}{R_s}$$
(4.23)

输出电流 I₁则为:

$$I_{1} = \frac{V_{A}}{R_{s}} = \frac{V_{in} + V_{SG1}}{R_{s}} = \frac{V_{in}}{R_{s}} + \frac{V_{SG1}}{R_{s}}$$
(4.24)

由于上式中出现了多余项 V_{SGI}/Rs,所以采用差值技术,L2支路用来消除多余项,其输入固定为零,则电流 L2为:

$$I_2 = \frac{V_{SG3}}{R_{\star}}$$
(4.25)

根据式(4.24)和(4.25),输出电流为:

$$I_{o} = I_{1} - I_{2} = \frac{V_{in}}{R_{s}} + \frac{V_{SG1}}{R_{s}} - \frac{V_{SG3}}{R_{s}} = \frac{V_{in}}{R_{s}}$$
(4.26)

系统分析中要求 R_s 为 30k Ω , 输入为峰值是 0.8V 的斜坡信号。图 4.20 给出 V-I 转换电路的仿真结果。





可以看出,当 V_m从 0V 线性上升至 0.8V 时,V-I 转换之后的电流 I_o 与输入电压 V_m保持了很好的线性关系,而且实际电流与式(4.26)的理论分析相一致。

4.5 电流检测电路

电流检测是电流模系统所必需的,其实现方法有很多种^{[34][35]},常见的有:

1) 与功率管串联一个电阻 R_{sen},利用电流在电阻上形成的压降判断电流的值,很明显这种方法 会引起能量的损失。而且 R_{sen}电阻较小,通常为毫伏级,就目前的集成电路工艺而言,很小的电阻 实现起来相当困难。

2) R_{DS}采样,利用工作在线性区的 MOS 功率管,可以将其视为一个等效电阻,并且阻值可以表示为 L/[WC_{ox}(V_{cs}-V_t)],若测得 MOS 场效应管的漏-源电压,则它的电流大小也就可以确定。但这种方法受工艺影响较大,其检测精度较低。

3)并联检测管复制比例电流,采用电流镜像的方法获取功率管上的电流,得到比例电流,通过电路将检测管三端设定在与功率管一样的电位,这样流过检测管的电流就与功率管的电流成比例,比值由相对尺寸决定。这种检测方法的优点是精确,损耗低,是目前应用最广泛的一种检测方法。

另外,由于本系统存在三种工作模式降压、升降压及升压。而三种工作模式的电流检测电路所 对应的并联检测管又是不一样的。如前所叙述,当系统工作在降压和升降压模式时,所对应的并联 检测管是 A,而当系统工作在升压模式时,所对应的并联检测管是 C。

4.5.1 降压和升降压模式

为了达到电路检测的精确度,本文用带反馈控制、电阻值可变的电流源来实现检测功能,具体 电路如下图所示。



图 4.21 具有反馈控制电流源的电流检测电路

图 4.21 所示电流检测电路中, M_P 、 M_N 为功率管, $M_1 与 M_4$ 、 $M_2 与 M_5$ 的 W/L 相同, $V_P 为 M_P$ 的控制信号, M_{PS} 用作开关,其W/L 比较大,具有低导通电阻。在电流模 DC-DC 转换器中,反馈控制环路只需检测 M_P 功率管导通时的电流,因此,为降低功耗,可控制电流检测电路只在 M_P 功率 管导通时工作,即只检测电感充电阶段的电流,而在 M_P 功率管截止时,电流检测电路不工作,进而 有效地减小了功率损耗。另外, M_R 工作在线性区,其电阻值会随着 V_{GS} 的变化而变化,这样不同的 电阻值形成的非线性电流源与电流镜结合,就会有不同的稳定工作点。因此,在整个工作中,对于 一直变化的电感电流,偏置电路是通过改变电阻值而达到不同的动态稳定状态。

当 V_P 为低电平时, M_P 导通, M_{PS} 作开关也导通,并且可以看作近似短路,进而流过 M_{PS} 的电流也可以忽略,因此 M_P、M₁ 的 V_{DS} 近似相同,流过 M_P 的电流被镜像复制至 M₁。M_P与 M₁ 的 W/L 成比例,本系统取 1000: 1,因此检测到的电流与 M_P中的电流成比例,同时远小于 M_P中的电流。

下面分析 V_B 与 V_A 的关系。假设在某个时刻, V_B 的电位高于 V_A , 则 $V_{DS2} < V_{DS1}$, M_2 中的电流 I_2 小于 M_1 中的电流 I_1 , 而 $V_{GS4} > V_{GS3}$, 要求 $I_4 > I_3$, 这使得在同一支路中 $I_2 \neq I_4$, 显然不太可能, 所以 V_B 会与 V_A 相同, 且保持相同的动态变化。因此, M_1 中的电流被再次镜像至 M_2 , 而且, 由于反馈 控制电流源的作用, V_A 处的任何微小变化都会强迫 V_B 也有相同的变化, 保证了电流检测的精度。

根据系统设计要求,电流检测的比例应该为 40800: 1,最终得到:

$$I_{sense} = \frac{I_p}{40800} \tag{4.27}$$

电流检测电路的仿真结果如图 4.22 所示,当 I_p的上升斜率为 351.75mA/μs 时,测得 I_{sense}的上升 斜率为 7.68μA/μs,则根据电流检测电路的精度计算公式:

电流检测精度=
$$\frac{(di_L / dt) / K - di_S / dt}{(di_L / dt) / K}$$
 (4.28)

得到电流检测电路的精度为 0.8%。

可见,在保证电流检测精度的前提下,电流 I_{sense} 的变化速度可以很好地跟踪 I_p 的变化,达到了电流检测电路的设计要求。



图 4.22 降压模式下电流检测电路的仿真波形

4.5.2 升压模式

当系统工作在升压模式时,检测电路采用如下图所示的电路结构。



图 4.23 升压时电流检测电路

图中 V_N 是 PWM 控制电路产生的 PWM 信号, V_M 是 VN 的互补信号, 工作原理为: 当 V_N 为高 电平时, 功率 NMOS 导通, M_5 关闭, M_{PS} 导通($V_{ds}\approx0$), M_1 和 M_2 作为电流源向 M_3 和 M_4 提供相同 的电流, 如果 M_3 和 M_4 宽长比相同, 那么其源电位应该相等, 这样就强迫功率 NMOS 的漏电位 V_s 和 M_6 的漏电位相等, 这样由于 M_6 和功率 NMOS 有相同的直流偏置电压, 因此通过 M_6 的电流与功 率 NMOS 上的电流有如下关系:

$$\frac{I_{M6}}{I_{NMOS}} = \frac{(W/L)_{M6}}{(W/L)_{NMOS}}$$
(4.29)

如果 M₈和 M₉宽长比一样,那么流过 Rsense 的电流为:

$$I_{sense} = I_{M6} - I_c \tag{4.30}$$

如果偏置电流取得远小于 I_{M6},那么 I_{sense}≈I_{M6},这样最终 R_{sense}上的压降 V_{sense}为:

$$V_{sense} \approx R_{sense} \cdot I_{sense} \approx R_{sense} \cdot I_{M6} = \frac{(W/L)_{M6}}{(W/L)_{NMOS}} \cdot I_{NMOS} \cdot R_{sense}$$
(4.31)

由于峰值电流模式控制仅需感应电感的峰值电流,因此电流感应电路只需要在电感电流上升的时间段内工作,在电感电流下降的时间内, V_N为低电平,功率 NMOS 关断, V_M为高电平, M₅导通,保持 M₁和 M₃中的电流, M₆关闭,此时 V_{sense}~0。电流检测的比例设为 40800: 1,即:

$$I_{sense} = \frac{I_p}{40800} \tag{4.32}$$

升压模式下电流检测电路的仿真结果如图 4.24 所示。





同样,用式(4.28)的计算方法,测得升压模式下电流检测电路的精度为 0.66%。电流 I_{sense} 的变化 速度可以很好地跟踪 I_p 的变化,达到了电流检测电路的设计要求。

4.6 死区时间控制电路的设计

整流电路是 DC-DC 转换器的重要组成部分, 传统的整流器件采用功率二极管。由于功率二极管 的通态压降较高、整流损耗较大,为此采用功率 MOSFET 代替其作为整流元件,从而实现了输出整 流管通态压降小、耗散功率低、效率高的 DC-DC 转换器。然而与二极管整流不同, MOS 管具有双 向导通的特性,因此可能存在开关管和整流管同时导通的状态,此时从电源到地存在低阻通路,会 造成很大的短路损耗。为避免这种情况,在两管轮流导通之间插入一段两管均不导通死区时间。下 面以系统工作在降压模式下为例来进行说明,采用交错延时死区时间控制方式,电路如下图所显示:



图 4.25 交错延时死区控制电路

工作原理: V。信号经过四级倒相后达到 VDD,该信号同时再经过 INV1 和 INV2 后分别驱动 MP 和 MN 管,因此不考虑延迟的理想状态下 MN 和 MP 两功率管的驱动信号完全相同,因此不存 在同时导通。如果考虑 INV1 和 INV2 两倒相器的延迟不同,则存在同时导通的可能。而上图的附加 控制结构则有效的避免了同时导通的可能。

设 $V_{n1}=1$,则 M_6 导通, $V_B=0$, M_3 的栅极为高电平,经过延时 t_u , $V_{n2}=1$, M_2 , M_3 导通,于是 $V_A=0$ 。显然,MP 的导通位于 MN 的截止之后。当 $V_{n1}=0$ 时,则 M_1 导通, $V_A=1$, M_4 的栅极电压为 低电平,经过延时 t_d , $V_{n3}=0$, M_4 , M_5 导通, $V_B=1$ 。同样,MN 的导通在 MP 的截止之后。总之, 任何一个 MOS 管的导通总是发生在另一个 MOS 管的截止之后,因此不存在同时导通的可能。

另外,死区时间设置应该适中,过大、过小都会引起比较功耗。电路设计时,可估算整流管 Mn 的寄生电容大小,再根据负载电流算出寄生电容的放电时间。只要反相器链的延迟时间等于寄生电 容的放电时间,就不会产生整流管体二极管导通损耗或开关电容损耗,从而实现高效的转换。

本系统中的延时时间设为 10ns, 仿真结果如下图所示。



图 4.26 死区时间的仿真结果

4.7 模式控制电路及逻辑驱动

模式控制电路及逻辑驱动的作用是将上述模拟模块所采集到的信号进行逻辑处理,进而产生功 率开关的控制信号,该控制信号经过驱动模块处理和放大后打开或者关断功率开关。因而控制逻辑 主要实现两个方面的功能:

1)根据输入输出的关系米判断控制的工作模式。

2)根据时钟信号、比较器信号以及各个保护模块的输出,产生 PWM 调制信号和控制信号。 模式控制电路及逻辑驱动电路图如图 4.27 所示。



图 4.27 模式控制电路及逻辑驱动

图中V_ref_L、V_ref_H分别为模式判别电平,当V_comp>V_ref_H时,系统工作降压模式下; 当V_comp<V_ref_L时,系统工作在升压模式下;而当V_ref_L<V_comp<V_ref_H时,系统工作在 升降压模式下。V_{cop}、V_{con}、V_buck和V_boost分别为输出控制信号,其中,V_{cop}、V_{con}分别是电流 检测电路中的降压模式下以及升压模式下的控制信号,而V_buck、V_boost则分别为降压模式、升 压模式和升降压模式的控制信号,该信号经过死区控制电路后直接驱动四个功率 MOS 管。另外, V_boost_p、V_buck_p则为功率 MOS 管驱动信号作为反馈信号来控制 Vcop、Vcon、V_buck和V_boost 的输出。

4.8 其它电路设计

由于实际系统工作时,往往会遇到回路电流过大或者工作温度过高等一些特定情形,所以为了 保证系统正常、安全的工作,除了以上儿个主要模块电路外,还需要一些保护电路如欠压预锁 (U.V.L.O)电路、过流保护电路、过温保护电路等。在这里就不再一一详细阐述了。

第五章 系统仿真验证

前面四章已经对系统和电路进行了详细的分析,本章节将在前面分析的基础上,采用 CSMC 0.5μm CMOS 工艺,运用 Candene 软件对整个系统的关键参数和性能指标进行仿真验证。本章共分 二部分,第一部分主要验证 Buck-Boost 自动切换系统的静态特性,包括系统在三种不同工作模式下 的基本工作情况、系统的的振荡频率随温度变化的特性以及系统的转换效率;第二部分主要通过输 入电压变化来验证不同工作模式之间切换的动态特性。

5.1 Buck-Boost 自动切换系统静态特性

Buck-Boost 自动切换转换器会根据输入电压和输出电压的关系,分别工作在三种不同的工作模式下,以下分别对三种工作模式下的系统特性、温度特性、转换效率进行模拟和论述。

5.1.1 三种工作模式下系统的工作特性

1. 升压模式

仿真条件: Vin=2.8V, Vout=3.3V, Ro=5.5Ω。仿真波形如图 5.1 所示。



图 5.1 升压模式下系统输出波形和局部放大图

仿真图中, V_{out}为输出电压, L 为电感电流。从图 5.1 中可以看出,设计电路在 PWM 升压模式下,功能正确,符合设计要求。

2. 降压模式

仿真条件: Vin=4.2V, Vout=3.3V, Ro=5.5Ω。仿真波形如图 5.2 所示。





从图 5.2 中可以看出,设计电路在 PWM 降压模式下,功能正确,符合设计要求。

3. 升降压模式

仿真条件: Vin=3.3V, Vout=3.3V, Ro=5.5Ω。仿真波形如图 5.3 所示。



图 5.3 升降压模式下系统输出波形和局部放大图

从图 5.3 中可以看出,设计电路在 PWM 升降压模式下,功能正确,符合设计要求。

根据上图不同工作模式下系统的工作情况可以得出:在三种工作模式下,系统都能稳定、正常的工作。

5.1.2 振荡频率的温度特性

图 5.4 所示的为振荡器的频率随温度变化特性,可以看出,在全温度变化范围内,振荡频率基本维持 1MHz 不变,满足设计要求。



图 5.4 振荡频率的温度特性曲线

5.1.3 Buck-Boost 系统的转换效率

系统的转换效率的计算公式为:

$$\eta = \frac{P_{LOAD}}{P_{SUPPLY}} \tag{5.1}$$

本文在计算不同情况下的转换效率时,为了保证精度,测量系统稳定工作之后的连续 300µs,

输出电压在 t₁ 到 t₂ 时间内平均值的计算方法为:

$$\overline{V_{OUT}} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} v_{OUT} dt$$
(5.2)

同理,根据上式也可得出系统的输出电流和电源提供电流的平均值,进而得出系统的转换效率。 图 5.5 为不同电压下系统的转换效率曲线。



图 5.5 转换效率曲线

从图中可以看出,在 500mA 负载情况下,系统在输入电压小于 2.95V 以及大于 3.7V 时效率较高,都大于 90%。当输入电压在 2.95V 和 3.7V 之间时,效率较低,这是由于此时系统工作在升降压模式,四个开关管在一个周期内都交替导通,导致效率降低,系统整体效率都大于 85%,达到设计指标要求。

5.2 系统动态特性

系统的动态特性,主要是指输入电压变化时,Buck-Boost 自动切换系统的输出电压的变化情况。 图 5.6 分别是降压模式、升降压模式以及升压模式之间相互切换时,系统的工作情况。



图 5.6 降压模式向升降压模式切换时输出波形和局部放大图

图 5.6 为负载 500mA 时,输入从 4.2 变化到 3.3V,系统从降压模式切换到升降压模式。从图中可以看出,此过程中下掉电压 150mV,恢复时间为 350µs。下掉电压为输出电压的 4.5%。



图 5.7 升降压模式向升压模式切换时输出波形和局部放大图

图 5.7 为负载 500mA 时,输入从 2.8 变化到 3.3V,系统从升压模式切换到升降压模式。从图中可以看出,此过程中下掉电压 600mV,恢复时间为 350µs。过充电压为输出电压的 18%。



图 5.8 升模式向升降压模式切换时输出波形和局部放大图

图 5.8 为负载 500mA 时,输入从 3.3 变化到 4.2V,系统从升降压模式切换到升压模式。从图中可以看出,此过程中下掉电压 250mV,恢复时间为 100µs。下掉电压为输出电压的 7.5%。



图 5.9 升降压模式向降压模式切换时输出波形和局部放大图

图 5.9 为负载 500mA 时,输入从 3.3 变化到 2.8V,系统从升降压模式切换到降压模式。从图中可以看出,此过程中过充电压 500mV,恢复时间为 300µs。过充电压为输出电压的 15%。

可见,在输入变化的过程中,系统能够实现正常切换,环路稳定,但过充值偏大,且响应速度 不是很快。分析其原因是,输入变化的过程中,系统的拓扑模式发生变化,因而误差放大器的输出 值需要进行较大范围的调整,而误差放大器输出的调节需要一定的时间,从而使得系统对输入变化 的响应速度变慢。

第六章 总结与展望

6.1 总结

本文主要研究了一种结构简单、控制稳定可靠的 Buck-Boost 自动切换系统,在对系统进行分析 和设计的基础上,进行了电路设计,并对系统进行了仿真验证,仿真结果符合预期目标。论文的主 要工作和成果总结如下:

 分析了三种基本开关电源的工作原理和特性,对两种导通模式(CCM和DCM)下的工作状态 进行了详细的计算。同时,系统地介绍了开关电源常用的两种控制模式,包括电压模和峰值电流模, 并对每种模式的优缺点进行了分析,以便根据设计要求进行合理的选择。

2. 分析和比较了一些实现升降压功能的方案,并在此基础上提出了一种电流峰值模式控制的四个 开关控制升降压型的方案。根据对 DC-DC 转换器效率的分析,指出开关驱动损耗在功率损耗中占了 很大一部分。因此,该方案在不同的输入电压条件下采用不同的工作模式以便减少同时工作的开关 数目,从而提高了系统的效率。

3. 本文分析了系统在切换时的工作状态,并提出根据占空比来作为确定切换点的依据。同时, 本文还推导了升降压模式功率级的小信号模型,并与降压和升压的功率级小信号模型进行了比较, 得出 Boost、Buck-Boost 的控制到输出的传输函数比 Buck 的控制到输出的传输函数要多一个右半平 面零点,并且 Boost 的右零点比 Buck-Boost 的右零点更加靠近原点的结论。这样在对系统进行补偿 时,只需对升压模式进行补偿,就可满足整个系统的稳定性。

4. 本文对斜坡补偿进行了分析,并采用固定补偿的方法确定了在保证三种工作模式都稳定情况 下的最小补偿量。另外,针对升压模式,进行了详细的系统设计,最后用 Matlab 软件对系统进行了 分析和验证。

5. 根据系统分析确定的关键和指标要求,重点分析并设计了低压低功耗基准源电路、采用输入 差分对带源级负反馈电阻的结构来减小等效跨导的误差放大器、在不同工作模式下都可以工作的电 流检测电路、模式控制电路等

6. 采用 CSMC 0.5μm COMS 工艺,运用 Candece 软件,对系统进行仿真,得到 Buck-Boost 自动切换系统的总体性能良好。在-30°~125°的温度范围内,系统可以正常地工作,并且最高转换效率可达 93.5%,可驱动的最大负载为 500mA,仿真结果表明符合设计要求。

6.2 展望

一个高性能的系统,需要在多种情况下都表现出优越性性能。对于本文的 Buck-Boost 自动切换

系统,还存在着以下几方面做进一步的研究和设计:

1. 本文直接用比较器来比较输入和输出电压的大小,进而来判断系统的工作模式。虽然方法简单且 易于实现,但是,由于比较器精度、电路失调等影响,过渡区间太小会出现比较器误触发,导致模 式工作不正确的现象发生。所以,寻求一种新的模式判别方式很有研究价值。

由于本文主要针对系统工作在重载下的工作情况,而当负载下降时,PWM 调制的工作效率会急速下降,因此,如何提高轻载下的效率也成为一个研究重点。

3. 本文斜坡补偿采用固定斜坡补偿,虽然能保证每一个模式下,系统都能稳定工作。但是,该补偿 量并不是对每一个模式都是最优的,所以,根据模式的不同,能选择所需的最优补偿量也是一个研 究重点。

4. 由于时间关系,未能完成系统的版图设计,以及芯片的流片和测试工作。

参考文献

- [1] http://www.esmchina.com/ART 8800063867 1100 2501 3301 0 6460cf22.HTM
- [2] http://www.dian51.com/bbs/thread-1334-1-1.html

[3] http://qkzz.net/magazine/1004-9606/2007/03/jrdz20070302.pdf

[4] LTC3440 datasheet. Linear Technology

[5] LM3668 datasheet. National Semiconductors

[6] TPS63001 datasheet. Texas Instruments

[7] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998, 16-46

[8] B.Sahu and G.A.Rincon-Mora, "A low voltage, non-inverting, dynamic, synchronous Buck-boost converter for portable applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no.2, 2004. 443-452

[9] 王华斌, 袁佑新. PWM 开关变换技术的分类及比较. 国外建材科技, 2002, 23(3):34~36

[10] 华伟. 通信开关电源的五种 PWM 反馈控制模式研究. 通信电源技术, 2001, 6(2):864~867

[11] Dwelley, et al. Control Circuit and Method for Maintaining High Efficiency in a Bcuk-Boost Switching Regulator[P]. United States Patent[P]. Patent Number: 6, 166, 527 Date of Patent: Dec. 26, 2000: 1-14

[12] Mark Gaboriault and Andrew Notman. A High Efficiency, Non-Inverting, Buck-Boost DC-DC Converter[J]. IEEE 2004, 1411-1415.

[13] A.Chakrabotry, A.Khaligh, A.Emadi, A.Pfaelzer, "Digital Combination of Buck and Boost Converters to Control a Positive Buck-Boost Converter" in Proc.IEEE Applied Power Electronics Specialists Conference, vol.37, June 2006, 1-6

[14] V. Vorpérian. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part I:
 Continuous Conduction Mode[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1990, 26(3):490-496

[15] Brad Brayant and Marian K. Kazimierczuk. Open-loop Power-stage Transfer Functions Relevant to Current-mode Control of Boost PWM Converter Operating in CCM[J]. IEEE Trans. CAS-I, Oct.2005, 52(10):2158-2164

[16] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski. Application of the Principle of Energy Conservation to Modeling the PWM Converters[C]. in 2nd IEEE Conf. Control Applicat., Sep. 13-16, 1993, pp:291-296

[17] Ridley, R.B.; Cho, B.H.; Lee, F.C.Y.; "Analysis and interpretation of loop gains of multiloop-controlled switching regulators", Power Electronics, IEEE Transactions on Volume; 3, Issue: 4, Oct. 1998, Pages: 489-498

[18] 徐德鸿 编著. 电力电子系统建模及控制[M]. 机械工业出版社, 2006.1

[19] 田锦明, 王松林, 来新泉, 王留杰. 峰值电流控制模式中的分段线性斜坡补偿技术. 电子器件, 2006.9, 29(3): 864~867

[20] 米新泉,周丽霞,陈富吉.升压型 DC-DC 转换器中的动态斜坡补偿电路设计. 微电子学, 2005.8, 35(4): 420~423

[21] Raymond B Ridley. A New, Continuous Time Model For Current-Mode Control[J] IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 6, NO.2, APRIL 1991, 271-280

[22] Raymond B. Ridley, "An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control," Ridley Engineering, Inc. 1999

[23] Marian K. Kazimierczuk, "Transfer Function of Current Modulator in PWM Converters with Current-Mode Control[J]," IEEE Tran. Circuit and System-I: Fundamental theory and applications, Sep. 2000, 47(9): 1407-1412

[24] Byungcho Choi, Jaeyeol Kim, Bo H. CHO, et al., "Designing Control Loop for DC-DC Converters Loaded With Unknown AC Dynamics", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 49, Issue: 4, Aug, 2002, 925-932

[25] Byuncho Choi, "Step Load Response of a Current-Mode-Controlled DC-DC Converters", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Volume:33, Issue:4, Oct. 1997, 1115-1121

[26] Banba, Hironori, et al., A CMOS Bandgap Reference Circuit with Sub-1-V Operation, IEEE JSSC, vol.34, May 1999, 670-674

[27] 张春华,常昌远. CMOS 亚阈值恒流源的分析与设计. 电子工程师, 2007.1, 33(1): 12~13

[28] Jeongjin Roh,. High-Performance Error Amplifier for Fast Transient DC-DC Converters[J]. IEEE

Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, VOL. 52, NO. 9, September 2005, 591-595

[29] Hong-Wei Huang, Hsin-Hsin Ho, Chia-Jung Chang, Ke-Horng Chen, and Sy-Yen Kuo. "On-Chip Compensated Error Amplifier for Fast Transient DC-DC Converters." Sixth IEEE International Conference on Electro/Information Technology 2006, May,2006, 103-108

[30] Chen Dongpo, He Lenian, Yan Xiaolang. A Current-mode DC-DC Buck Converter with High Stability and Fast Dynamic Response, Chinese Journal of Semiconductors[J]. Oct. 2006, 27(10):1742-1749

[31] 许幸,何杞鑫,王英.新型高效同步整流式 DC-DC 开关电源芯片的设计[J],电子器件,2006.9, 29(3):643~646

[32] B. Razavi and B. A. Wooley, "Design techniques for high-speed, high-resolution Comparators,"IEEE J.Solid-State Circuits, vol. 27, no. 12, Dec. 1992, 1916-1926

- [33] G. M. Yin, F. O.Eynde and W. Sansen, "A high-speed CMOS comparator with 8-resolution," IEEE J.
- Solid-State Circuits, vol. 27, no. 2, Feb. 1992, 208-211
- [34]Hassan Pooya Forghani-zadeh, Gabriel A. Rincon-Mora, "Current Sensing techniques for DC-DC converters," MWSCAS, vol.2, Aug.2002, 577-580
- [35] C. Y. Leung; Mok, P. K. T. and K. N. Leung. "An Integrated CMOS Current-Sensing Circuit for
- Low-Voltage Current-Mode Buck Regulator." Circuits and Systems II : Express Briefs, IEEE

Transactions on, vol. 52, 2005, 394-397

致谢

本论文是在我的导师姚建楠副教授的悉心指导下完成的,首先向在本次论文研究工作中付出大 量心血的姚老师致以崇高的敬意和衷心的感谢。姚老师不仅在学术上给予了严谨、科学细致而富有 远见的指导和热情的鼓舞,付出了辛勤的劳动,而且在治学态度、科学观点与方法论方面也给以深 刻地影响,使我受益非浅。此外,姚老师还在生活等各方面给予了极大的关心、照顾和支持,使我 的论文工作得以顺利进行。谨表示衷心的感谢!

本论文的研究以及撰写工作,自始至终都得到了吴金教授的大力支持。吴老师严谨的治学态度、 缜密的思维方式、扎实的专业知识使我在学习中受益非浅;吴老师高尚的人格情操,忘我的工作精 神、严谨求实的科学作风、诲人不倦的教学精神给我流下了深刻的印象。这一切都将使我终生受益。 另外,还要感谢陈健高工在百忙之中对我论文工作的关心和指导,并在实践环节提出宝贵意见,使 我的论文工作更具实际工程应用价值。

在论文工作过程中得到了众多同学热诚的帮助,感谢乐忠明师兄、李艳芳师姐在学习和工作上 对我的帮助和指导,感谢实验室的葛飞、高宗礼、马杰、薛艳红等同学在学习和生活上给予的帮助, 和他们的探讨与交流,令我不断开拓视野,获益非浅。

感谢我的父母,正是他们的理解和支持,我才能在求学的路上走到今天,感谢他们!

附录

附录

电路总图:



攻读硕士学位期间发表的论文

[1] 张友华,姚建楠,吴金,马杰.高效同相降压--升压 DC/DC 转换器的设计.电子信息技术的理论 与应用,2008年9月,116~120

基于电流模Buck-Boost转换器的系统与电路设计

 作者:
 张友华

 学位授予单位:
 东南大学

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1579245.aspx

