

摘要

随着电力电子技术的高速发展,电源管理电路也积极地向着高集成度、高性价比、高效率等方向努力发展。薄-轻-超小型电源模块与装置以及高效节能低污染的“绿色”电源产品将是 21 世纪的主流产品。本文基于升压型开关稳压器原理,采用 CMOS 工艺,设计研制出一种高稳定性,低功耗,并且具有较高转换效率的以恒定电流来驱动白光 LED 升压型 DC/DC 变换器。

该变换器能利用一节锂电池来驱动两个到七个串联的 LED。采用 LED 串联连接的方法可以提供相等的 LED 电流,从而能获得均匀的亮度而无需镇流电阻器。其中 IC 的开关频率为 1.2MHz,因而允许采用小巧的外部组件。由于可使用数值为 0.22 μ F 的输出电容器,因此,与其它的解决方案相比,外围组件在占用 PCB 空间和成本上均有所节省。95mV 反馈电压最大限度地降低了电流调节电阻器的功耗,从而提高了效率。

本文首先根据 DC/DC 转换的基本原理,给出理论依据。然后根据功能需要进行了变换器的总体结构设计。再对电路的所有子模块电路进行了详细分析,借助设计软件 Hspice 对子模块电路进行了完整的设计和模拟仿真,给出了合理的电路数据,各子模块电路的电特性参数均达到或优于设计所需指标。最后,对整体电路进行了整体仿真,模拟结果表明该电路完成了设计功能、达到了预先制定的设计指标,最后电路进行了版图设计及验证,并且进行了流片及 DEBUG 测试。

关键词: 升压型开关稳压器 电流模式 斜率补偿 环路稳定

Abstract

Along with the high speed development of the power electronics, power supply management circuit is also progressively facing high integration, high price ability ratio and the high-efficiency etc. The device that is so thin, so light and so small scale and the “green” product with high efficiency, high energy saving and low polluting will be popular in 21st century. According to the BOOST switching regulator and the CMOS processing, this text tells us how to design a DC/DC BOOST converter that is with high stability, low consuming and high transfer efficiency to drive white LEDs with constant current.

This regulator can drive two to seven white LEDs with one lithium battery. We can get equal LED current by use of series LEDs. And then we can get uniform bright without using of resistors. Among them, the IC switching frequency is 1.2 MHz, as a result you are allowed to adopt smaller exterior module. Because of using 0.22 μ F output capacitor, therefore compared with the other solutions, the outer circle module takes up more little PCB space and then has more little cost. The 95 mV feedback voltage lowered the consuming of the resistor that can regulate the LED's current. Through that we can achieve high efficiency.

First this text gives out the theories foundation by using of the basic DC/DC converter principle. Then the text gives out the total structure design of converter according to the need of function. At last we have a detailed analysis to all the subcircuit. And then we use the HSPICE to simulate and design all the subcircuit in all way. Reasonable data are given out by the result of the simulation, and this makes all the subcircuit parameter better than needed. And then we simulate the circuit in all. The result initiates that the circuit has finished the function of design, and draws up in advance of the set of design. And then we carry on the layout verification, and tape out, and have tested the circuit to give out a DEBUG result.

Keyword: Boost switching regulator Current mode Slope compensation Loop stabilization

西安电子科技大学
学位论文独创性（或创新性）声明

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

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切的法律责任。

本人签名： 李剑

日期 2008.1.25

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名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： 李剑

日期 2008.1.25

导师签名： 李剑

日期 2008.1.25

第一章 绪论

1.1 研究 WLED 驱动电路的意义

白光发光二极管 (White Light-Emitting Diode; WLED, 也经常写成: White LED, WLED) 在电子照明领域发展迅速, 应用面越来越广, 例如汽车的方向辅助灯、初级数码相机的闪光灯、汽车的主照灯等, WLED 还有一项热门的应用, 即 LCD 的背光源, 以取代以往的冷阴极灯管 (CCFL)。

随着便携式彩色 LCD 显示屏的产品的发展及产量的猛增, 使新型 WLED 驱动器如雨后春笋般上市, 品种之多及数量之大使 WLED 驱动器已形成电源 IC 中的一个分支。

随着亮度增加和价格降低, 白光 LED 在通用照明领域的市场潜力越来越大。白光 LED 在通用照明产业的使用, 将对国家或地区的能源策略和环保策略产生积极的影响。

白光 LED 具有体积小, 使用可进行平面封装, 或根据使用环境或状况使用多颗或进行多种组合, 并且具有发热量低, 发光寿命长(5 万小时以上)、不易破, 极具耐震与耐冲击性, 可在较恶劣的情况下使用等特性。白光 LED 发光效率高, 省电、无热辐射、不含水银等重金属, 无污染及废弃物处理问题等众多优点, 被视为"绿色照明光源"的明日之星, 在不久的将来, 将取代目前为照明市场的主流白炽灯泡及荧(日)光灯。白光 LED 照明产业的发展将影响到一个国家和地区的能源战略和环保战略, 因此, 各个国家纷纷进行将 LED 半导体照明产业列为国家重大发展项目进行支持, 我国台湾地区也投入巨资进行研究和开发。国际性大公司如 GE、西门子、飞利浦、西子、惠普等都已积极投入白光 LED 的研发工作。

白光 LED 的市场, 是 LED 业界最被看好的具有强大潜力的照明光源市场。根据 Frost & Sullivan 的预估显示, 全球照明光源市场平均每年以 5% 的成长率稳定爬升; 其中, 白光 LED 较易进入的是白炽灯泡及荧光灯市场, 此两项产品是民用照明最普及的光源, 未来白光 LED 的市场潜力可说是相当的巨大。

我国是仅次于美国的第二大发电大国, 2002 年我国发电总量为 1.65 万亿千瓦时, 其中 1.34 万亿千瓦时(80%)为火力发电, 燃烧大量的原煤和石油, 产生大量的粉尘和 SO₂、CO₂ 等气体, 环境污染严重。照明用电量已超过 1500 亿千瓦时, 占总发电量的 10%~12%(发达国家占 20%左右), 大大超过三峡水力发电站年总发电量 840 亿千瓦时。我国是一个能源相对紧缺的国家, 特别是华南, 华东, 华北更是缺电, 所以在我国发展白光 LED 对于可持续发展具有战略意义。

在现阶段，白光 LED 的应用，在照明方面，主要是供汽车内阅读灯、装饰灯等使用，其余约有 95% 以上是供小尺寸 LCD 背光源使用。

1. 白光 LED 市场以彩色手机之屏幕背光源的市场为最大

虽然白光 LED 使用寿命最高可达十万小时，但是必须在低电流的环境下操作，目前该产品主要是供小尺寸背光源使用，就各应用市场来看，由于彩色屏幕手机需要搭配白光 LED 为背光源，而彩屏手机在未来几年成为手机市场的发展趋势，根据业界对彩屏手机的市场预测，2004 年彩色手机比例约四成，2005 年则预估将达 55% 至 60%，如以彩屏手机一年需求量约 4.5 亿支及屏幕用背光源需 2-4 颗白光 LED 来估计，彩色手机用屏幕背光源一年需求约 5-10 亿颗，另外，由于白光 LED 已开始应用于手机及数字相机的闪光灯，今年手机及数字相机比重约 15%，明年则预计将提升至 20%，如以闪光灯约需 3-4 颗估，则一年需求量约 4 亿颗。其次，在 PDA 及数字相机用背光源方面，根据台湾工研院经资中心预估值来看，PDA 在 2003 年的出货量约 2500 万台，每台约使用 6-8 颗白光 LED 来估算，约需 5000 万颗；若以数码相机来看，全球 2003 年数码相机出货量约 3000 万台，以每台使用 4-6 颗估，需求量约 2 亿颗左右。以此来看，白光 LED 需求仍将以彩屏手机背光源市场为主。

2. 白光 LED 目前以小尺寸 LCD 背光源为主

冷阴极荧光灯 (CCFL) 相较于其它背光源技术具有亮度较亮且发光效率高的优点，但在小尺寸 LCD 方面，对背光源的尺寸要求比较严格，但由于制造小管径的冷阴极荧光灯技术难度较高，成本也无太大优势，因此冷阴极荧光灯多使用于 4 吋以上的显示器(而一般手机用屏幕尺寸多在 1.5 吋至 2.2 吋，数码相机因轻薄考虑，尺寸也在此之间)，在大尺寸 LCD 背光源方面，现阶段冷阴极荧光灯在大尺寸所需之辉度及价格方面具有绝对优势，因此在大尺寸的 LCD 背光源采用冷阴极荧光灯。因此，白光 LED 作为 LCD 背光源与以冷阴极荧光灯作为 LCD 背光源的分界点在于，小尺寸 LCD 多使用白光 LED，大、中尺寸 LCD (如 LCD 显示屏，LCD TV) 则多使用冷阴极荧光灯，如白光 LED 的亮度提高、成本进一步改善，则在大尺寸 LCD 方面，白光 LED 将替换冷阴极荧光灯作为背光源使用。如此一项，考虑到大尺寸 LCD 在 PC 和 TV 方面的市场潜力，作为大尺寸 LCD 背光源的白光 LED 需求量是十分惊人的。

3. 白光 LED 市场最大的是通用照明市场

业界对白光 LED 市场最看好的是通用照明市场，现阶段白光 LED 发光效率已可达 30lm/W(普通的白炽灯泡发光效率为 15lm/W)，但是，如果白光 LED 真正在通用照明市场上占据一定的市场，需要白光 LED 发光的效率提升到 60-100lm/W 时方有机会，从发光效率来看，白光 LED 一旦超过 60lm/W 后(相当于 20W 日光灯)，在照明市场便可开始普及化，若能将效率提升至 80lm/W，则将普及到一般家

庭各式灯具。但白光 LED 要真正占据通用照明市场,除了发光效率及功率仍有极大的改善外,成本也是非常重要的因素,在发光效率与成本比率上,2001 年白光 LED 的成本约 1 美元/lm,2002 年降至 0.1 美元/lm,如果能将成本降至 0.01 美元/lm,因白光 LED 属于绿色环保能源,则预计将有可完全取代现有通用照明的大多数市场。

荧光灯相对较省电,但废气中有汞气污染、电磁污染、荧光灯管容易老化、使用寿命短、怕振动、易碎等问题。白炽钨丝灯泡具有安装简便,低效率、高耗电、寿命短、易碎。高压钠灯灯具有成本高,安装、维护困难,效率低、耗电高、寿命短。所有这此照明器材都在不同程度上对环境造成严重的污染。

白光 LED 应用于照明比现行光源寿命将提高 5 倍以上,可充分解决灯管含汞的环保问题,故白光 LED 为一无污染环保光源。白光 LED 灯具有体积小、发热量低(没有热辐射)、耗电量小(低电压、低电流起动)、寿命长(10 万小时以上)、反应速度快(可在高频操作)、环保(耐震、耐冲击不易破、废弃物可回收,没有污染)、可平面封装易开发成轻薄短小产品等优点,没有白炽灯泡耗电高、易碎及日光灯废弃物含汞污染的问题等缺点,是符合环保理念的绿色光源。

因此对白光 LED 驱动集成电路的研究具有很大的现实和实用意义。

1.2 国内外同类课题研究现状

如今,众多的便携电子产品均需要背景灯 LED 驱动器解决方案,其具有以下特性:直流控制、高效率、PWM 调光、过压保护、负载断开、小型尺寸以及简便易用。本节将探讨每种 LED 驱动器的特性以及实现这些特性的方法,最后将说明具备每种特性的典型电路。

1. 直流控制

LED 是由电流驱动的器件,其亮度与正向电流呈比例关系。有两种方法可以控制正向电流。

第一种方法是采用 LED V-I 曲线来确定产生预期正向电流所需要向 LED 施加的电压。其实现方法一般采用一个电压电源和一个镇流电阻器。图 1-1 说明了这种方法。如下所述,此方法有多项不足之处。LED 正向电压的任何变化都会导致 LED 电流的变化。如果额定正向电压为 3.6V,则图 1-1 中 LED 的电流为 20mA。如果电压变为 4.0V,这是温度或制造变化引起的特定压变,那么正向电流则降低到 14mA。正向电压变化 11%会导致更大的正向电流变化达 30%。另外,根据可用的输入电压,镇流电阻的压降和功耗会浪费功率和降低电池使用寿命。

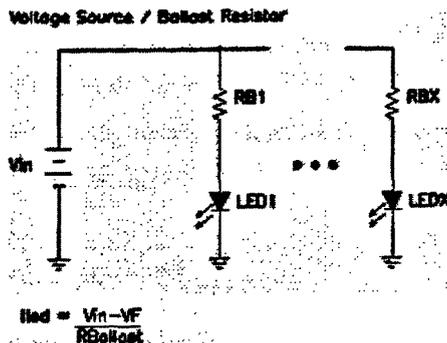


图 1-1, 带镇流电阻的电压电源导致效率降低和正向电流失配

第二种方法、也是首选的 LED 电流调整方法是利用恒流电源来驱动 LED。恒流电源可消除正向电压变化所导致的电流变化。因此无论正向电流如何变化均可产生恒定的 LED 亮度。产生恒流电源很容易。只需要调整通过电流检测电阻器的电压, 而不用调整电源的输出电压。图 1-2 说明了这种方法。电源参考电压和电流检测电阻器值决定了 LED 电流。在驱动多个 LED 时, 只需把它们串联就可以在每个 LED 中实现恒定电流。驱动并联 LED 需要在每个 LED 串中放置一个镇流电阻, 这会导致效率降低和电流失配。

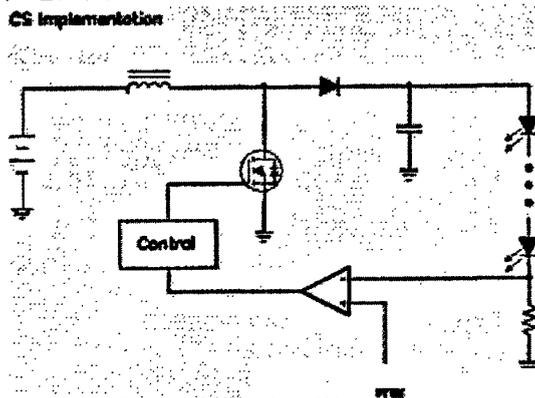


图 1-2, 驱动 LED 的恒流电源

2. 高效率

携带型应用中电池使用寿命是至关重要的。LED 驱动器如果实用, 就必须具备高效性。LED 驱动器的效率测量与典型电源的效率测量不同。典型电源效率测量的定义是输出功率除以输入功率。而对于 LED 驱动器来说, 输出功率并非相关参数。重要的是产生预期 LED 亮度所需要的输入功率值。这可以简单地通过使 LED 功率除以输入功率来确定。请注意: 如果这样定义效率的话, 则电流检测电阻器中的功耗会导致电源功率耗散。通过公式 1-1, 我们可以看出较小的电流传感电压会产生较高效率的 LED 驱动器。还说明了较低的电流传感电压电源更为有效, 无论输入电压或 LED 电流如何, 只要其它条件相同, 较低的参考电压都可以提高效率并延长电池的使用寿命。

$$Efficiency = \frac{P_{LED}}{P_{LED} + P_{SUPPLY_LOSSES} + P_{CURRENT_SENSE}} \quad (1-1)$$

此公式说明了低的电流检测电阻器损耗的重要性

3. 线性调光和 PWM 调光

许多携带型 LED 应用都需要进行光度调节。在 LCD 背光等应用中，调光功能可提供亮度及对比度调节。我们可采用两种调光方法：线性与 PWM。利用线性调光，通过控制反馈电压为原先的 50% 可实现 50% 的亮度。PWM 调光，在 50% 占空比时加满电流可达到 50% 亮度。为确保人的肉眼看不到闪动，PWM 信号的频率必须高于 100Hz。最大 PWM 频率取决于电源启动与响应时间。为提供最大的灵活性以及集成简易性，LED 驱动器应能够接受高达 50kHz 的 PWM 频率（因驱动电路而不同）。

4. 过压保护

在恒流模式中操作电源需要采用过压保护功能。无论负载为多少，恒流电源都可产生恒定输出电流。如果负载电阻增大，电源的输出电压也必须随之增大。这就是电源保持恒流输出的方法。如果电源检测到过大的负载电阻，或者负载断开的话，输出电压可提高到超出 IC 或其它分立电路组件的额定电压范围。恒流 LED 驱动器可采用多种过压保护方法。其中一个方法是使齐纳二极管与 LED 并联。这种方法可以将输出电压限制到齐纳击穿电压和电源的参考电压。在过压条件下，输出电压会提高到齐纳击穿点并开始传导。输出电流会通过齐纳二极管，然后通过电流检测电阻器接地。在齐纳二极管限制最大输出情况下电源可连续产生恒定的输出电流。更佳的过压保护方法是监控输出电压并在达到过压分界点时关闭电源。如果出现故障，在过压条件下关断电源可降低功耗并延长电池使用寿命。

5. 负载断开

LED 驱动电源中一个经常被忽视的功能是负载断开。在电源失效时负载断开功能可以把 LED 从电源断开。这种功能在下列两种情况下至关重要，即断电和 PWM 调光。在升压转换器断电期间，负载仍然通过电感器和二极管与输入电压连接。由于输入电压仍然与 LED 连接，即使电源已经失效，就会继续产生一个小电流。即使很小的泄漏电流也会在很长的空闲期间极大缩短电池寿命。负载断开在 PWM 调光时也很重要。在 PWM 空闲期间，电源已经失效，但是输出电容器仍然与 LED 连接。如果没有负载断开功能，输出电容器会通过 LED 放电，直到 PWM 脉冲再次打开电源。由于电容器在每个 PWM 循环开始都部分放电，一次电源必须在每个 PWM 循环开始时给输出电容器充电。因此会在每个 PWM 循环产生突入电流脉冲。突入电流会降低系统效率并在输入总线上产生瞬时电压。而如果具有负载断开功能，LED 就会从电路断开，这样，在电源失效时就不会存在泄漏电流，

而且在 PWM 调光循环之间输出电容器都是充满的。实施负载断开电路时最好在 LED 和电流传感电阻器之间放置一个 MOSFET。在电流传感电阻器和接地之间放置 MOSFET 会产生一个附加压降,其在输出电流设定点会把自身显示为一个差错。

6. 小尺寸

小尺寸是携带型电路的一个重要特性。电路组件的尺寸受多种因素的影响。其中一个因素是切换频率。高切换频率允许采用小型无源组件。用于便携应用的现代 LED 驱动器应能够以高达 1MHz 频率切换。由于切换频率并不能明显缩小电路尺寸,而且较高的切换损耗会降低效率和缩短电池寿命,所以建议切换频率一般不超过 1MHz。把各种功能集成到控制 IC 是实现小型驱动解决方案的一个最重要的因素。如果上述所有功能都通过分离的组件实现的话,它们所需要的电路板空间将超出电源自身占用的空间。把它们集成到控制 IC 可大大缩小整体驱动器尺寸。功能集成的第二个同样重要优势是可以降低解决方案总成本。如果分步执行的话,LED 驱动器中所有预期功能会导致每额外个别成本增加 0.60~0.70 美元。而当集成到控制 IC 时,这些功能只会增加 IC 成本 0.10~0.15 美元。

1.3 恒定电流驱动的理由

白光 LED 使用恒定电流驱动的理由主要两项:

1. 白光 LED 的光度是以正向电流规范

白光 LED 的正向电压通常被规范成 (20mA 时,最小为 3.0V,最大为 4.0V),换言之若单纯施加一定的正向电压时,正向电流会作大范围的变化。由于白光 LED 的光度与色度是以定电流方式量测,为获得预期的亮度与色度,所以通常是用定电流驱动。

2. 避免正向电流超越容许电流值

有关白光 LED 的可靠性,基本上就是需设法避免正向电流超过白光 LED 的最大设计值。如图 1-3 所示白光 LED 的定格最大正向电流为 30mA,随着周围温度的上升,容许正向电流则持续衰减,如果周围温度为 50℃的话,通常正向电流就不能超过 20mA。此外利用定电压的驱动方式不易控制流入 LED 的电流值,因此无法维持 LED 的可靠性。

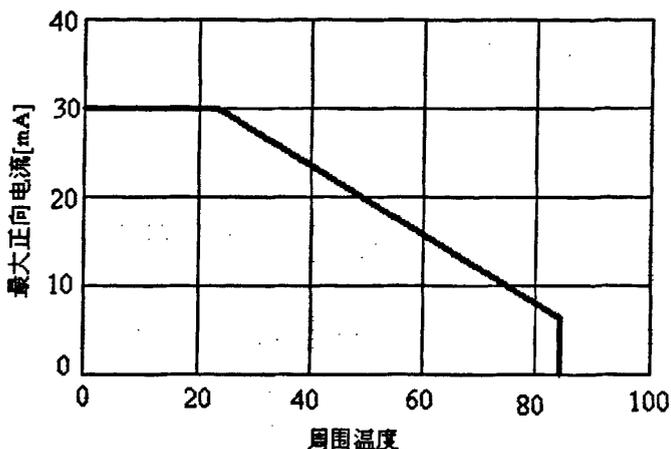


图 1-3, 白光 LED 的绝对最大正向电流[mA]设计值与周围温度互动关系

1.4 全文简要介绍

本章主要介绍了白光 LED 的好处, 以及其前景和现在的普及情况, 并在后面的介绍中说明了使用恒流驱动白光 LED 的原因。

第二章为电路工作原理与整体结构设计。结合具体电路要求, 设计了满足电路技术指标的整体框架图, 并详述其工作机理。

第三章中, 对整体电路及各子模块电路进行了结构设计、原理分析、功能仿真及量化仿真。针对仿真结果, 结合电路设计具体要求进行分析。

第四章介绍了电流模式控制器中比较常见的问题—谐波振荡及其解决方法。详细阐述了斜率补偿的工作原理, 及在具体电路一本电路的参数设计方法。

第五章阐述了如何实现电路的系统稳定方法。其中介绍了电路稳定的条件, 如何设计误差放大器以使电路稳定; 最后应用电路仿真软件进行整体电路的仿真分析, 使各子模块电路与整体电路的电特性参数达到设计要求。

第六章根据工艺线上版图设计规则, 按照合理的布局完成对版图的设计, 并做了相关的 DRC 和 LVS 等版图验证。

综上所述, 本文主要设计了一个专为以恒定电流来驱动白光 LED 而设计的升压型 DC/DC 变换器。该器件能利用一节锂电池来驱动两个到七个串联的 LED。采用 LED 串联连接的方法可以提供相等的 LED 电流, 从而能获得均匀的亮度而无需镇流电阻器。其中 IC 的开关频率为 1.2MHz, 因而允许采用小巧的外部组件。由于可使用数值为 $0.22\mu\text{F}$ 的输出电容器, 因此, 与其它的解决方案相比, 外围组件在占用 PCB 空间和成本上均有所节省。95mV 反馈电压最大限度地降低了电流调节电阻器的功耗, 从而提高了效率。为保证电路的正常工作, 还设计了相关的过压, 过冲以及过流保护等电路。应用 Hspice 仿真软件对整体及各子模块进行功能和量化

仿真。在整个电路的设计中作者本人的主要工作为：整体电路结构的设计、子模块电路的设计及后期的测试，DEBUG 等。

第二章 DC/DC 变换

2.1 基本的 DC/DC 变换

便携式产品的电源芯片一般为 DC-DC 变换器，根据不同的工作原理，可以将其分为以下三类：

- (1) 线性稳压电源（三端稳压器、LDO、VLDO 等）
- (2) 开关稳压电源（升压变换器 BOOST、降压变换器 BUCK、降压-升压变换器 BUCK-BOOST）
- (3) 电荷泵电源

他们的性能如下表所示：

表 2-1 电源芯片的性能比较

性能 \ 电源种类	线性稳压电源	开关稳压电源	电荷泵电源
电磁干扰（噪声）	小	大	中
效率	低	大	中
功耗	小	大	中
价格	便宜	较贵	中等
封装	一般较大	一般较小	中等
输出电流	较小	较大	较小

其中开关稳压电源由于其封装较小，输出电流大，而赢得广大客户的青睐。下面着重介绍开关稳压电源。

2.1.1 降压变换器 BUCK

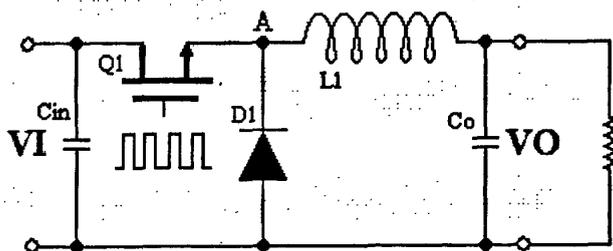


图 2-1，典型 buck 开关型稳压器的—般结构

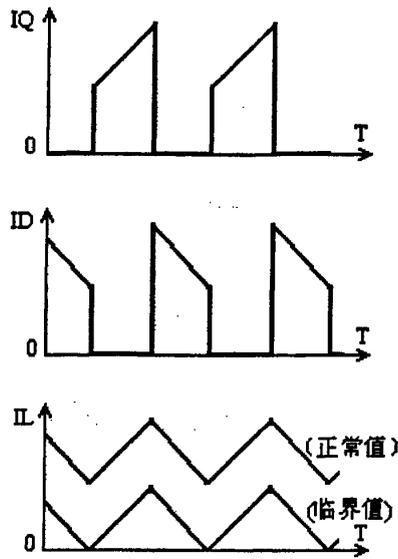


图 2-2, 典型 buck 开关型稳压器的电流波形

图 2-1 为典型 buck 开关型稳压器的一般结构。

开关组件 Q1 的开和关由方波驱动电路给出的开关率可调（占空比控制）的信号来控制。

Q1 导通时，A 点的电压将上升到电源电压 VI。稳态条件下，VI-VO 的正向电压加在串联电感线圈 L1 上，Q1 导通期间该电感线圈中的电流线性增长。电流波形如图 2-2 所示。

Q1 关断时，电感线圈试图维持正向电流恒定，A 点的电压快速变负（通过正常的反激作用），直到二极管 D1 导通。L1 中的电流继续按原方向绕着二极管回路流动。可是由于电感线圈 L1 两端的电压已经反向（VO 加上二极管反向压降），在关断期间 L1 中的电流将线性减小到原来值。

为维持稳态条件，正向时（Q1 导通时）加到电感线圈的输入伏秒必须等于反向时（Q1 关断时）所加的输出伏秒。因此输出电压由输入电压和导通与关断的比率来确定。

经验证，Q1 导通时，加在 L1 上的伏秒是

$$(VI - VO) * T_{ON} \quad (2-1)$$

Q1 关断时，二极管导通，加在 L1 上的伏秒是

$$VO * T_{OFF} \quad (2-2)$$

因此为满足 L1 上的伏秒相等（忽略损耗）

$$(VI - VO) * T_{ON} = VO * T_{OFF} \quad (2-3)$$

所以

$$VO = VI * \left(\frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \right) \quad (2-4)$$

式中 V_I 为输入电压, V_O 为输出电压, T_{ON} 为 $Q1$ 导通时间, T_{OFF} 为 $Q1$ 关断时间。其比率 $\frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}$ 定义为占空比 D , 于是前面的等式可简写成

$$V_O = V_I * D \quad (2-5)$$

由于 D 不能大于 1, 从上面的等式可以清楚的看到, 在 buck 调整器中, 输出电压必须总是小于所加的输入电压。

由于 $L1$ 和 $D1$ 上的功率损耗非常小, 并且 $Q1$ 工作于低损耗的饱和导通状态或高阻的关断状态, 故该 DC 变换器的效率特别高。

2.1.2 升压变换器 BOOST

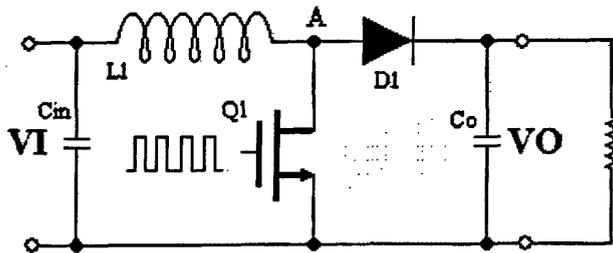


图 2-3, 典型 boost 开关型稳压器的一般结构

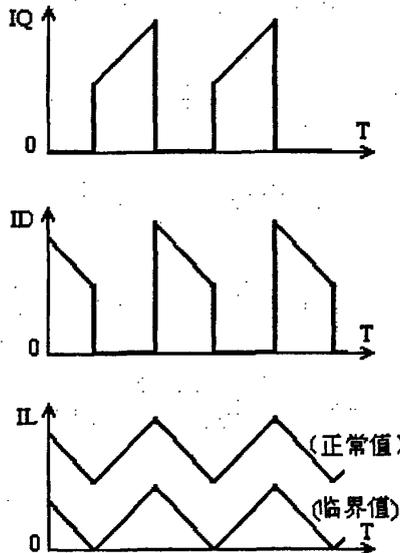


图 2-4, 典型 boost 开关型稳压器的电流波形

图 2-3 为典型 boost 开关型稳压器的一般结构。工作原理如下:

$Q1$ 导通时, 电源电压加在串联电感线圈 $L1$ 上。稳态条件下, $L1$ 中的电流正

向线性增长。整流二极管 D1 反向偏置且不导通。同时（稳态条件下），电流从输出电容器 C1 流向负载。因此 C1 放电。电流波形如图 2-4 所示。

Q1 关断时，L1 中的电流继续同方向流动并使 A 点电压为正。当 A 点电压超过电容器 C1 上的输出电压时，整流二极管 D1 将导通，电感线圈中的电流传递到输出电容器和负载。由于输出电压超过电源电压，在 Q1 关断期间，L1 将反向偏置，L1 中的电流将向着它原来的值线性减小。

Boost 调整器的优点，输入电流是连续的（虽然此处将有取决于电感 L1 的值的纹波成份），因此需要较小的输入滤波，消除了由输入滤波器引起的不稳定因素。

为维持稳态条件，加到 L1 两端的正向和反向伏秒必须相等。输出电压 VO 由功率开关的占空比和输入电压来控制。

经验证（满足 L1 上的伏秒相等），

$$VI * T_{ON} = (VO - VI) * T_{OFF} \quad (2-6)$$

所以

$$VO = VI * \left(\frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} \right) \quad (2-7)$$

但是

$$\frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} = \frac{1}{1-D} = \frac{1}{D'} \quad (2-8)$$

因此

$$VO = \frac{VI}{D'} \quad (2-9)$$

从该方程式可以看出输出电压与负载电流无关（忽略损耗）。通常 L1 值的选择是要保证临界电流低于所需要最小负载电流。同时，L1 在最大负载和最大导通时间时不能饱和。

2.1.3 其它类型变换器

BUCK-BOOST 电路，是将 BUCK 电路和 BOOST 电路组合而成的，这里就不再介绍。而其它类型的电路，也是这三种基本电路的衍生。

2.2 开关稳压电源的基本控制方式

2.2.1 基本控制方式

1. 脉宽调制方式，简称脉宽调制（Pulse Width Modulation, 缩写为 PWM）。其特点是固定开关频率，通过改变脉冲宽度来调节占空比。因开关周期也是固定的，这就为设计滤波电路提供了方便。其特点是受功率开关最小导通时间的限制，对输出电源不能做宽范围的调节；另外输出端一般要接假负载，以防止空载时输出高

电压。目前，集成开关电源大多采用 PWM 方式。

2. 脉冲频率调制方式，简称脉频调制（Pulse Frequency Modulation, 缩写为 PFM）。它是将脉冲宽度固定，通过改变开关频率来调节占空比的。在电路设计上要用固定脉宽发生器来代替脉宽调制器中的锯齿波发生器，并利用电压频率转换器（例如压控振荡器 VCO）改变频率。其稳压原理是：当输出电压 V_o 升高时，控制器输出信号的脉冲宽度不变而周期变长，使占空比减小， V_o 降低。PFM 式开关电源的输出电压调节范围很宽，输出端可不接假负载。

3. 混合调制方式，指脉冲宽度与脉冲频率均不固定，彼此都能改变的方式，它属于 PWM 和 PFM 的混合方式。由于 T_{on} 和 T 均可调节，因此占空比调节范围最宽，适合供实验室使用的输出电压可以宽度范围调节的开关电源。

2.2.2 PWM 的基本控制原理及应用

在各种控制电路中，功率开关器件是控制的核心，PWM 是通过控制开关的导通时间，以得到幅值相等，而宽度不等的脉冲，用这些脉冲来代替正弦波或所需波形。而且通过对脉冲宽度的调制，可以改变输出电路的电压大小，也可改变输出频率。

PWM 控制变换电路几乎可以应用于所有的逆变主电路的拓扑形式，如推挽式、半桥式、全桥式、BUCK、BOOST、BUCK-BOOST、隔离式、非隔离式等等。

PWM 控制芯片的简单原理可表示为图 2-5 中的原理及波形：

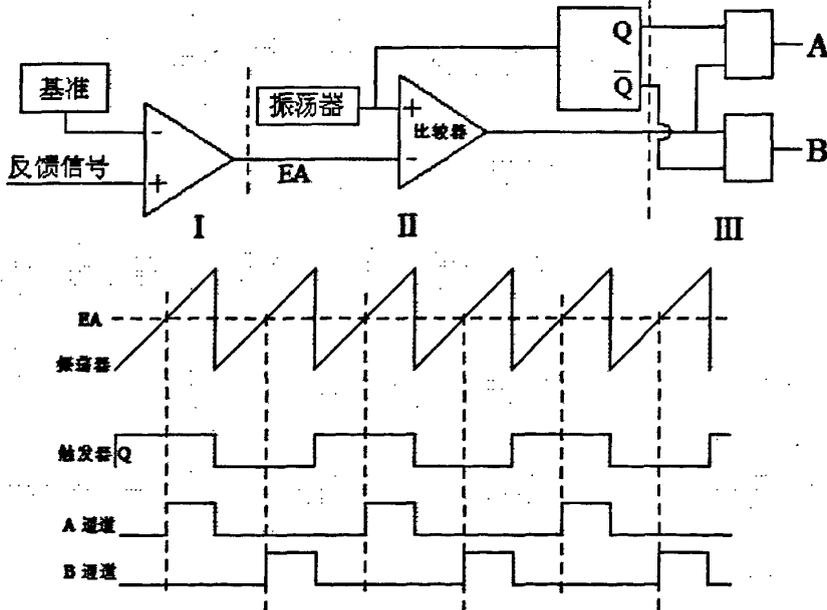


图 2-5: PWM 集成控制器的原理及波形

此结构分为信号采集（I）、脉宽调制（II）、和输出驱动（III）三个部分。

在信号采集部分，通过对电压或电流信号的探测取样，再与基准信号比较，将比较结果输出。在脉宽调制部分，首先在芯片内部产生一个固定频率的三角波（或锯齿波），一路直接送到触发器形成方波，另一路与信号采集过来的信号相互比较，以取代所需的正确脉冲宽度送到输出级。最后输出驱动可以将正确的脉冲宽度与触发器的输出信号相乘，分别获得正相和反相输出。同时在集成控制芯片的内部还设计有完善的过流、过压、过温等保护电路。

2.3 开关稳压电源的工作模式

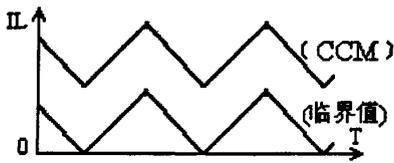


图 2-6 工作在连续模式的电感电流波形

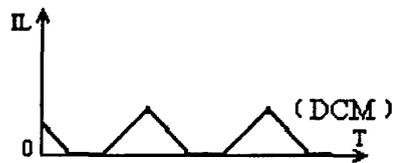


图 2-7 工作在非连续模式的电感电流波形

稳压电源根据其电感电流的连续性可分为非连续工作模式 DCM 和连续工作模式 CCM。

由 2.1 节的介绍我们可以知道，电感若处在临界状态以上，其电流是连续的，故称为连续工作模式；若处在临界状态以下，其电流是非连续的，故称为非连续工作模式，如图 2-6，2-7 所示。

2.4 开关稳压电源的馈电模式

2.4.1 电流模式拓扑和电压模式拓扑

电流模式拓扑有两个反馈环，一个是检测输出电压的电压外环，一个是检测开关管电流且具有逐周期限流功能的电流内环。这种方式可以解决推挽电路的偏磁问题，因而它得到了更广泛的应用。此外，由于开关管的电流波形峰值恒定，也简化了反馈环路的设计。

而电压型拓扑的输出电压都是被单独检测和直接控制的。在这些电路中，对负载电流变化的调整过程是：电流变化引起输出电压的微小变化，而误差放大器会检测这些变化并且调节开关管的导通时间以保持输出电压恒定，但电压型拓扑并不直接检测输出电流。

2.4.2 电压馈电拓扑和电流馈电拓扑

电压馈电拓扑是指使用内阻很小的电压源向拓扑供电。在开关管不正常或其它器件不正常的情况下，该类输入电源是无法限制电流的。

电流馈电拓扑经过一个输入电感来注入能量。电路的输入是一个高内阻的电流源（输入电感），而不是低内阻的整流滤波电容或电池。这种通过输入电感形成的高内阻电流源可有效解决推挽变换器的偏磁问题。

2.5 小结

本章简要概述了基本的 DC/DC 变换器以及详细叙述了开关稳压电源中的升压变换器 BOOST、降压变换器 BUCK；然后介绍了开关稳压电源的基本控制方式，叙述了 PWM 控制方式的控制原理，以及开关稳压电源的工作模式和馈电模式，让我们对开关稳压电源有一个大体的了解。

第三章 功能模块的设计

3.1 电路的整体设计基本要求

本电路是专为以恒定电流来驱动白光 LED 而设计的升压型 DC/DC 变换器。该器件能利用一节锂电池来驱动两个到七个串联的 LED。采用 LED 串联连接的方法可以提供相等的 LED 电流，从而能获得均匀的亮度而无需镇流电阻器。

电路采用 PWM 控制方式，其开关频率为 1.2MHz，因而允许采用小巧的外部组件。由于可使用数值为 $0.22\mu\text{F}$ 的输出电容器，因此，与其它的解决方案相比，外围组件在占用 PCB 空间和成本上均有所节省。

电路的输入电压为 $2.5\text{V}\sim 5.5\text{V}$ ，最大占空比高达 90%，可以驱动 10 颗 WLED 串联（33V）。电路工作电压反馈拓扑中的电流模式，其电感电流工作在连续状态。

95mV 反馈电压最大限度地降低了电流调节电阻器的功耗，从而提高了效率，其工作效率高达 85% 以上。

3.2 电路的典型应用

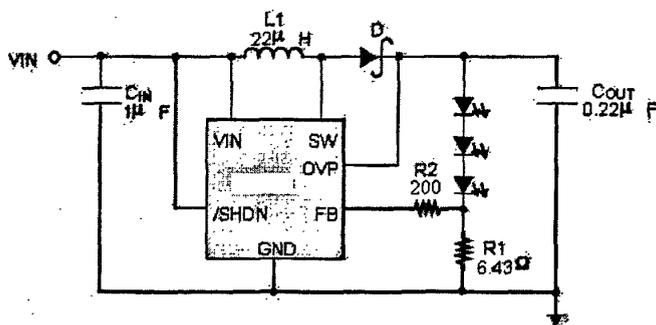


图 3-1，电路的典型应用

电路中 LED 的电流是受反馈电阻 $R1$ 的大小决定的，其具体算法如下公式：

$$R1 = 95\text{mV} / I_{\text{LED}} \quad (3-1)$$

表 1-1，典型 LED 的电流与反馈电阻对应图

I_{LED} (mA)	$R1$ (Ω)
5	19.0
10	9.50
12	7.91
15	6.33
20	4.75

3.3 模块结构

结合电路的设计要求，采用 PWM 控制的升压型开关稳压电源。于是电路主要由以下几部分组成：使能控制，基准参考源，振荡器，斜坡产生器，误差放大器，PWM 比较器，过压过流过冲保护模块，以及最后的驱动模块。

其整体结构图如图 3-2 所示：

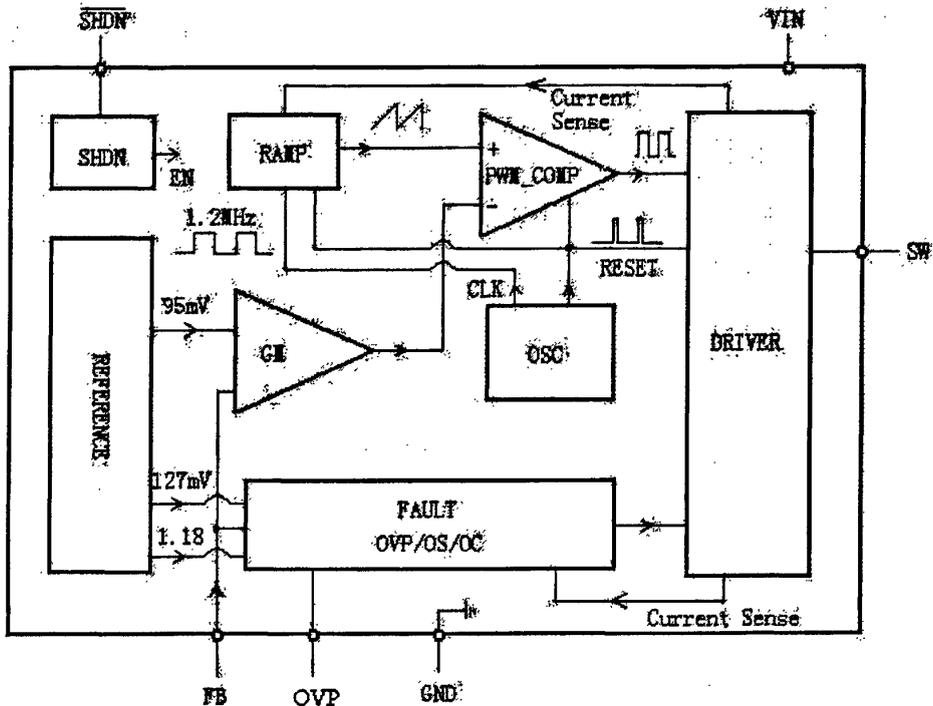


图 3-2，电路整体结构图

该电源管理芯片采用 SOT23-6 封装，有 6 个外部引脚，分别是：输入电源电压引脚 VIN，使能控制引脚 SHDN，过压保护引脚 OVP，电压反馈引脚 FB，功率管输出引脚 SW 和地引脚 GND。通过这几个引脚把 IC 接入电路中，便可以实现电路对输出 WLED 上的电流的控制。

3.4 模块简述

1. 基准参考源 (REFERENCE BLOCK)

基准参考源模块用于产生参考电压 95mV、127mV、1.18V，这些电压是随温度、电源电压变化很小的电压，用于其它模块作为参考。同时基准参考源模块也产生 PTAT 电流作为其它模块工作的偏置电流。

2. 使能控制 (SHDN BLOCK)

使能控制模块用于产生使能控制信号 EN, 当 SHDN 为低时, IC 关闭, 不工作, 静态消耗电流极低。当 SHDN 为高时, IC 正常工作。SHDN 内置下拉电阻 150k, 因此当 SHDN 悬空时, IC 处于关闭状态。

3. 振荡器 (OSC BLOCK)

振荡器模块用于产生时钟信号 CLK 及复位信号 RESET, 信号振荡频率典型值 1.2MHz, CLK 为 Duty Cycle 略小于 0.5, 而 RESET 信号的 Duty Cycle 则为 0.08 左右, 可以使功率管的导通 Duty Cycle 达到 90% 以上。

4. 斜波产生器 (RAMP BLOCK)

利用振荡器模块产生的 CLK、RESET 信号, 控制电流对电容的充放电时间, 可以得到斜波信号, 由于 IC 是采用电流控制模式, 所以将电感电流取样, 叠加到斜波信号中, 以达到斜率补偿的作用。

5. 误差放大器 (GM BLOCK)

误差放大器模块是运算跨导放大器, 将 95mV 参考电压与反馈电压 FB 的误差放大, 产生的误差电流在内部的 RC 补偿网络上产生相应的电压, 该电压与斜波一起送入 PWM 比较器中进行比较。

6. PWM 比较器 (PWM_COMP BLOCK)

PWM 比较器是将斜波与 GM 输出的误差信号进行比较, 产生占空比可调的方波信号, 该信号输入驱动器中, 以控制内置功率 NMOS 的关闭。

7. 输出错误保护 (FAULT BLOCK)

输出错误保护模块是将过压保护、过冲保护、过流保护整合在一起。过冲保护是防止在启动时灯端的电流过大, 当 FB 的电压超过 127mV 时, 输出功率 NMOS 关闭, 等待下一个周期再开启。而过流保护则监控内置功率 NMOS 的电流, 当电流大于限定值时 (Typical 360mA), 输出功率 NMOS 关闭, 等待下一个周期再开启。

8. 驱动器 (DRIVER BLOCK)

驱动器模块集成了 RS 触发器以及功率 NMOS 的前级驱动电路。当 PWM 信号为 HIGH 或保护电路发生作用时, RS 触发器将功率 NMOS 锁定的关闭状态, 需要下一个周期的信号来重新复位。

3.5 各模块的设计分析仿真

3.5.1 基准参考源

设计与分析简述:

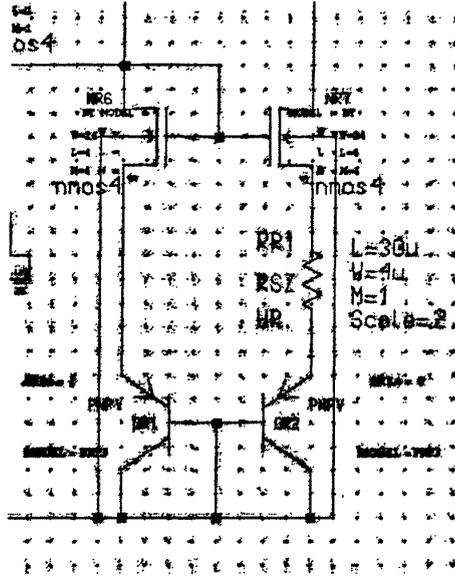


图 3-3, PTAT 电流源产生电路

本电路可分为三大部分, 分别为 PTAT 电流源, 基准电压源。

PTAT 电流源的基本原理是通过电流镜像关系流出两股电流大小相等的电流然后这两股电流流过两个共栅的 NMOS, 如图 3-3 所示, 由于两个 NMOS 的宽长比是一样的, 所以它们的 V_{GS} 相等, 而下面的两个 PNP 管连接成二极管形式, 所以它们的电流

$$I_C = I_E = I_S * (\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1) \quad (3-2)$$

其中 I_S 与 BE 结的面积成正比, 且 $V_{BE} \gg V_T$, 所以

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (3-3)$$

由式 3-3 可得,

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{C2} I_{S1}} \right) = V_T \ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \quad (3-4)$$

而 $V_T = \frac{kT}{q}$, 它们的面积比又是固定的, 所以 ΔV_{BE} 与温度成正比, 由电路可知, ΔV_{BE}

降落在电阻 RR1 上, 所以流过电阻 RR1 的电流是与温度成正比的, 由此便得到了 PTAT 电流源。

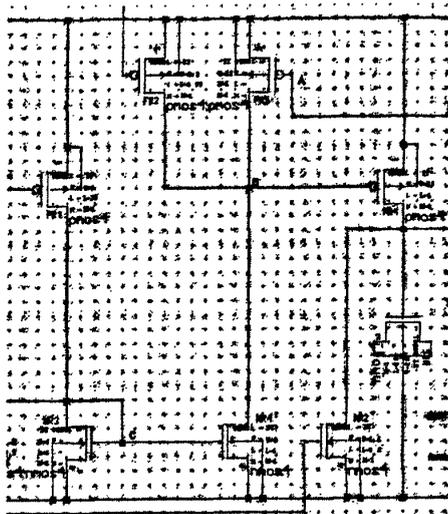


图 3-4, PTAT 电流源启动电路

此电路有两个稳定状态，为了让电路工作在正常状态，需要启动电路，如图 3-4 所示，当电路没有启动时，PR1 导通，使 NR3 自偏置，NR3 的栅极同时偏置 NR4 的栅极，使 NR4 导通，把 B 点电压拉低使 PR4 导通，从而对 PR4 的 D 端充电，使 D 端电压升高，从而使电路工作在正常的工作点，电路正常启动后，A 点电压偏置 PR5 管，使 PR5 导通，从而升高 B 点电压，设置合适的宽长比可以使 PR4 处于关断状态，从而启动电路关断，完成了电路的正常启动动作。

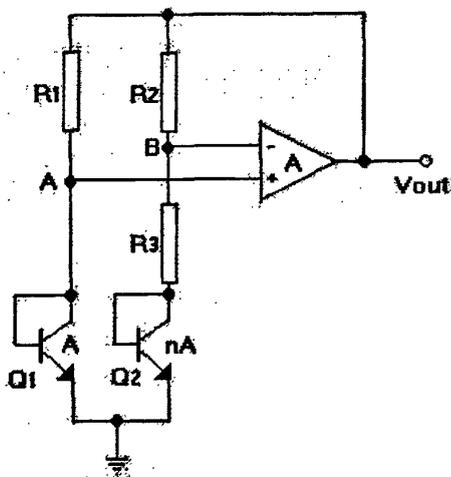


图 3-5, 带隙基准电压源原理电路

带隙基准电压源原理电路如图 3-5 所示，放大器使得 A 点和 B 点的电压相等，而由前面的分析可知，流过 R3 的电流是 PTAT 电流

$$I = \frac{V_T \ln N}{R_3} \quad (3-5)$$

所以可以得到输出电压为

$$V_{OUT} = V_{BE2} + \frac{V_T \ln N}{R_3} (R_3 + R_2) = V_{BE2} + (V_T \ln N) \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \quad (3-6)$$

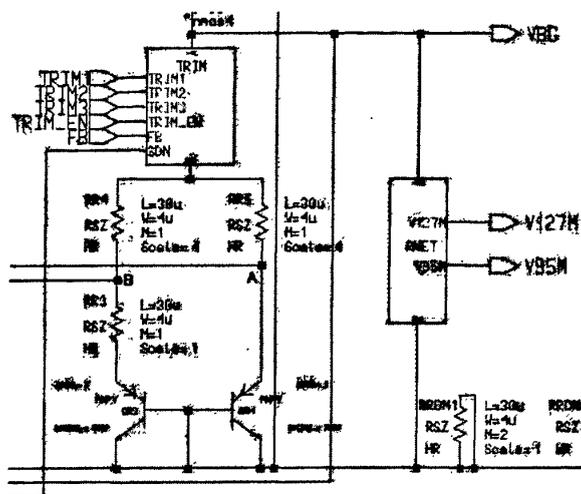


图 3-6, 带隙基准电压源电路

选择合适的 R_2 和 R_3 可以得到零温度系数, 我们所用的是 $N=8$, 所以得到 R_2 和 R_3 的比值为 7.27。基本电路如图 3-6 所示。

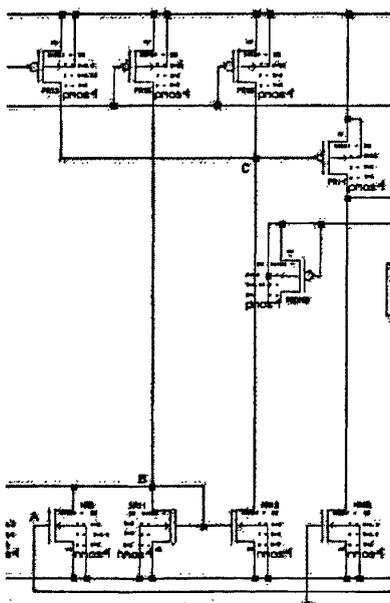


图 3-7, 带隙基准电压源启动电路

同样此电路仍需要启动电路, 如图 3-7 所示 V_{BG} 电压接到了电路的 A 点, 若电路没有启动, NR_9 关断, NR_{11} 由上面的 PMOS 电流自偏置, B 点电压偏置 NR_{12} 管, 使得 NR_{12} 导通, 从而拉低 C 点电压, 使得 PR_{14} 导通, 从而启动了电路, 电

路正常启动后, V_{BG} 输出基准电压, 从而使 NR9 导通, 拉低 B 点电位, 从而抬高了 C 点电位, 使得 PR14 关断, 完成了电路的正常启动动作。

仿真结果:

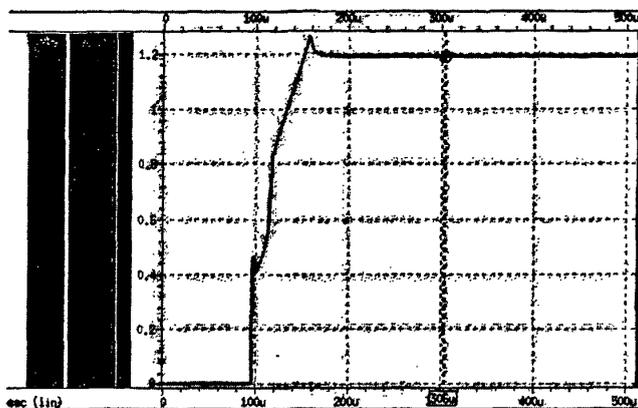


图 3-8, 典型情况下 V_{BG} 输出电压

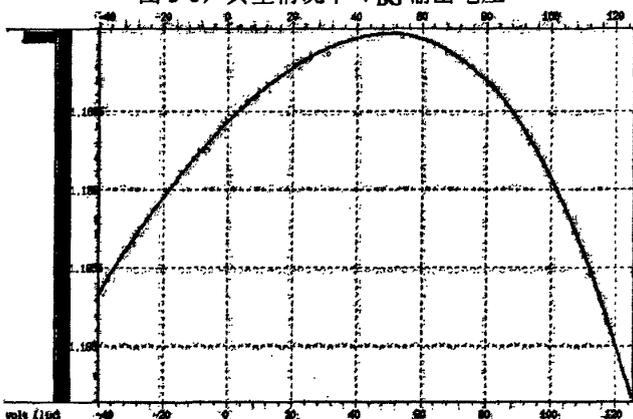


图 3-9, 在不同温度情况下 V_{BG} 输出电压的变化曲线

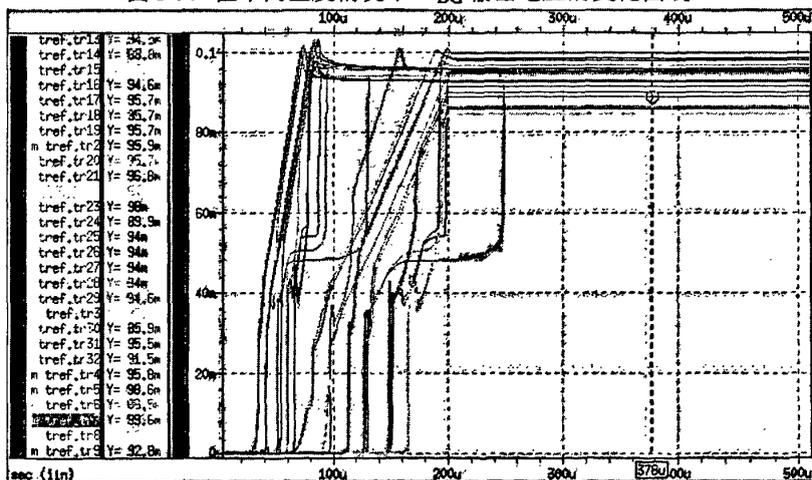


图 3-10, 各个 corner 情况下 V_{BG} 输出电压

3.5.2 振荡器

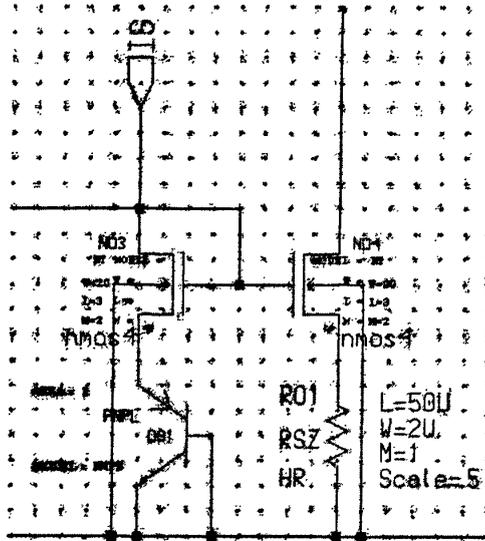


图 3-11, OSC_RING 偏置电流电路

设计与分析简述:

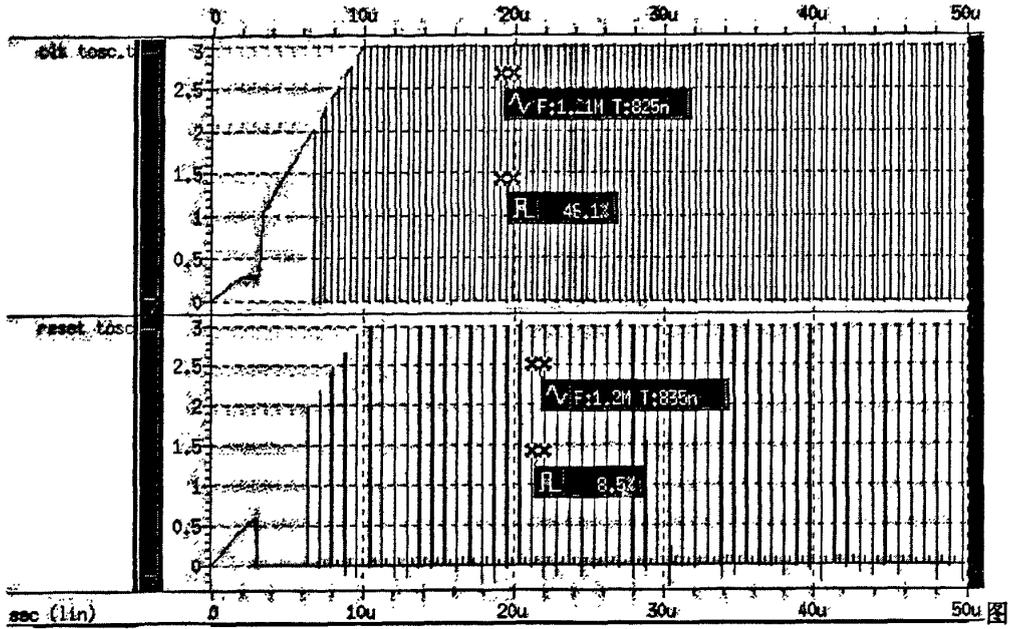
OSC 模块包括三部分, OSC_RING, CLK 电路, RESET 电路。

OSC_RING 是由如图 3-11 所示, 由基准模块产生的 PTAT 电流源流过自偏置的 NMOS 和二极管连接形式的 PNP 管, 于是产生了偏置电压偏置一个 NMOS 和电阻的串联, 稳定情况下, 流过电阻的电流近似为 $\frac{0.7}{R}$, 此电流流过自偏置的 PMOS, 偏置后面的有源负载 PMOS。振荡电路是由后面的 13 个首尾相连的有源负载 NMOS 反相器组成。他们的输出经过调整和反相后为后面的逻辑电路提供信号。

CLK 产生电路是由输入信号输入控制由 2 个 PMOS 组成的锁存器串联的 NMOS, 信号经几个逻辑电路后输出 CLK, 占空比约为 50% 的方波。

RESET 产生电路与 CLK 产生电路原理一样, 只是输入信号延迟了一段时间, 同时输出与 CLK 波形相与产生 RESET 方波, 占空比约为 8%。

仿真结果:



3-12, 典型情况下振荡器的输出波形

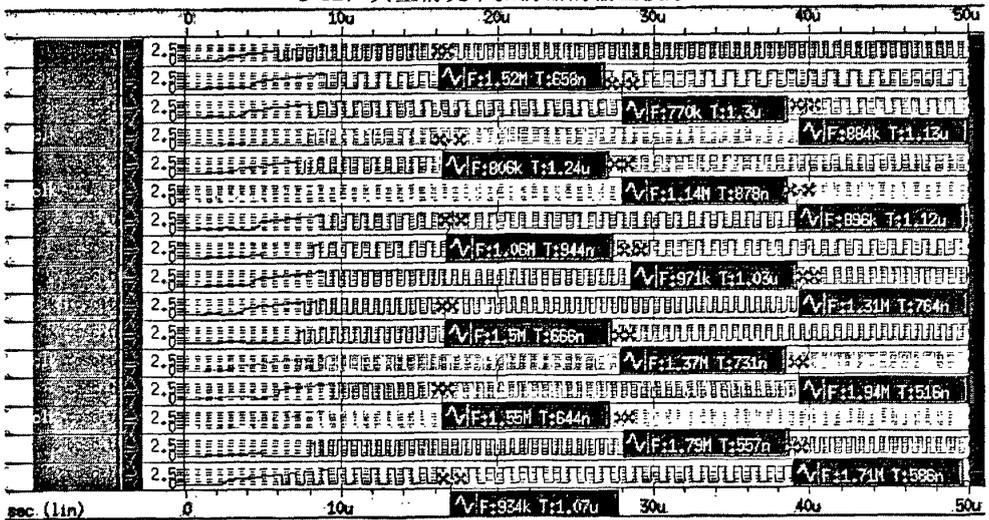


图 3-13, VIN 为 2.5V 时振荡器的 corner 输出波形

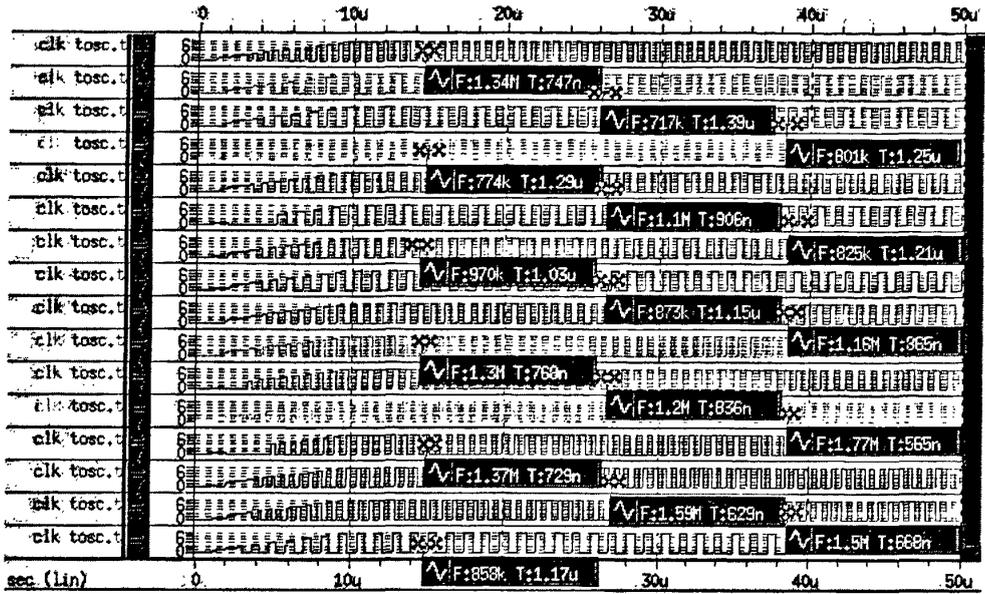


图 3-14, VIN 为 6V 时振荡器的 corner 输出波形

3.5.3 三角波发生器

设计与分析简述:

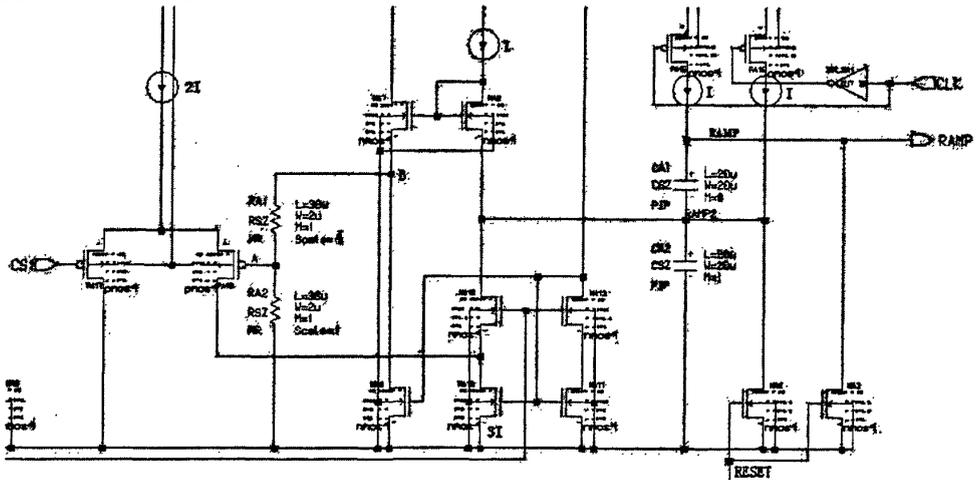


图 3-15, 三角波发生器的主要原理电路

此电路的主要原理结构如图 3-15 所示:

从基准电流源模块引出的 PTAT 电流偏置 PMOS 形成所示的偏置电流。其中 $2I$ 流入宽长比的比值为 1:4 的由 PA17 和 PA18 组成的 PMOS 管, 而它们的栅极电压分别是 V_{CS1} 和 V_A , 而 A 点电压是 B 点电压通过电阻网络分压得到的。现在假设 RA1 和 RA2 中没有电流流过, 那么通过偏置电流源可知 NA7 和 NA8 只流过 I 的电流, 所以 V_{GS7} 和 V_{GS8} 相等。由于 NA7 的 D 极是直接与 V_{DD} 串联的, 所以

NA7 比 NA8 多流过 $\lambda V_{DS8}I - \lambda V_{GS8}I = \lambda V_{DG8}I$ 的电流。

通过适当的设置 RA1 和 RA2 的电阻总值，便可以让电流达到平衡。这样子 B 点电压便会 RAMP2 点电压的控制。于是 A 点电压便受到 RAMP2 点电压的控制，而 A 点电压控制流入 NA10 的电流，稳定情况下 PA18 流过 I 的电流，这样电容 CA2 上便不会有电流流过，RAMP2 点电压保持恒定。CLK 控制 PA15 和 PA16 管子的开关，进而决定是否对 CA1 充电。RESET 信号则控制 NA2 和 NA3 的开关，保证在每个周期 CA1 和 CA2 的放电，即置 RAMP 电压为零电位。

仿真结果：

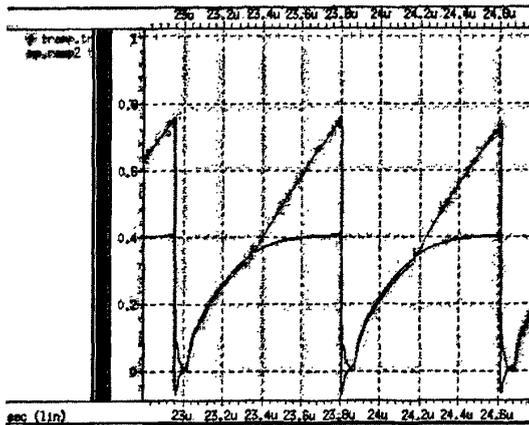


图 3-16，典型情况下三角波发生器的输出波形

3.5.4 误差放大器

设计与分析简述：

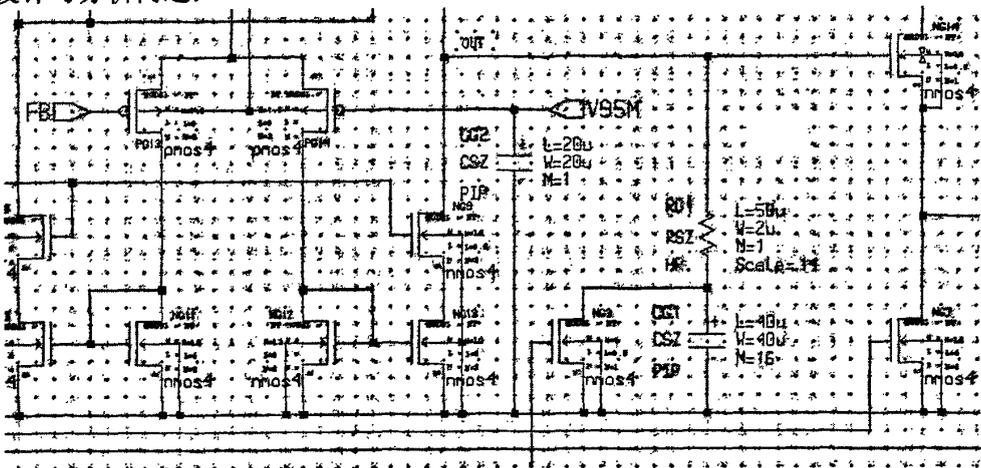


图 3-17，误差放大器结构原理图

此模块主要结构原理如图 3-17 所示。此电路为一个跨导放大器。

从基准电压源引出的 PTAT 电流源偏置电路中 MOS 管，获得所需要的偏置电

压和偏置电流,进而使得电路能够正常工作。FB 和 V95M 分别为 PG13 和 PG14 的栅极电压,故流过它们的电流便随着 FB 和 V95M 的电压变化而变化,PG13 和 PG14 的电流分别流入 NG11 和 NG12,NG11 和 NG12 形成的自偏置电压又分别控制另外两个 NMOS,进而使得 OUT 节点上面的 PMOS 电流源和下面的 NMOS 电流沉不相等,从而获得一定的增益输出。

当然为了让整个系统保持稳定,OUT 节点挂载了一个电阻和电容串连网络以及一个源极跟随器,这样便会获得一个直流增益比较高,约为 60dB,低频增益比较低,约为 10dB 的误差放大器。

仿真结果:

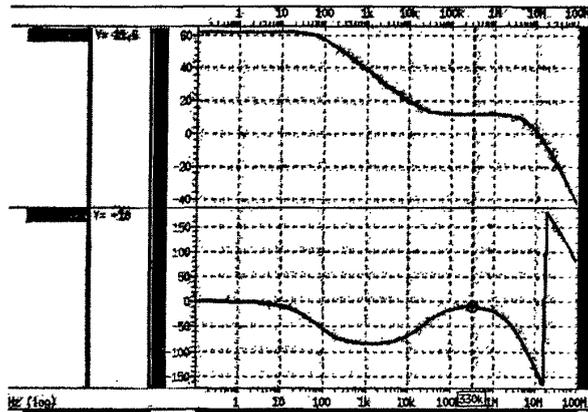


图 3-18, 典型情况下误差放大器的波特图

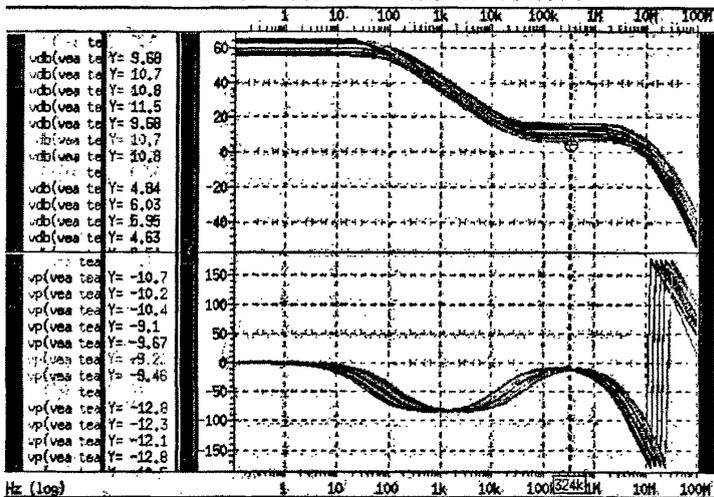


图 3-19, 各个 corner 情况下误差放大器的波特图

3.5.5 PWM 比较器

设计与分析简述:

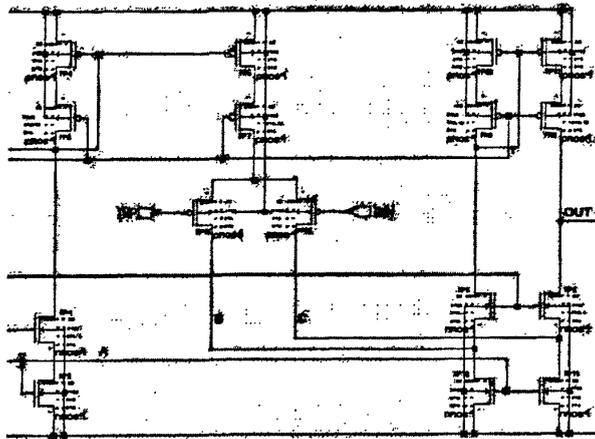


图 3-20, 比较器结构原理图

电路如图 3-20 所示，从基准电压源引出的 PTAT 电流源偏置 A 点电压，从而使得 NP9, NP10, NP11 管子的栅极电压相等。NP9 流过的电流使得 PP4 自偏置，形成的偏置电压偏置 PP5，使得 PP5 有偏置电流流过，进而使得 PP12 和 PP13 输入对管正常工作。于是由 INP 和 INN 的输入电压的不同便会导致流入 NP10 和 NP11 的电流不同，所以 B 点和 C 点的电压不同。由于 PP10 自偏置栅极电压偏置 PP11，使得流过 PP10 和 PP11 的电流相同，进而流入 NP5 和 NP6 的电流也相同，而 NP5 和 NP6 的栅极电压相等，所以只能通过改变 NP6 的 V_{DS} 来使得流入 NP5 和 NP6 的电流相同，从而获得了一定增益的 OUT 输出电压。

仿真结果：

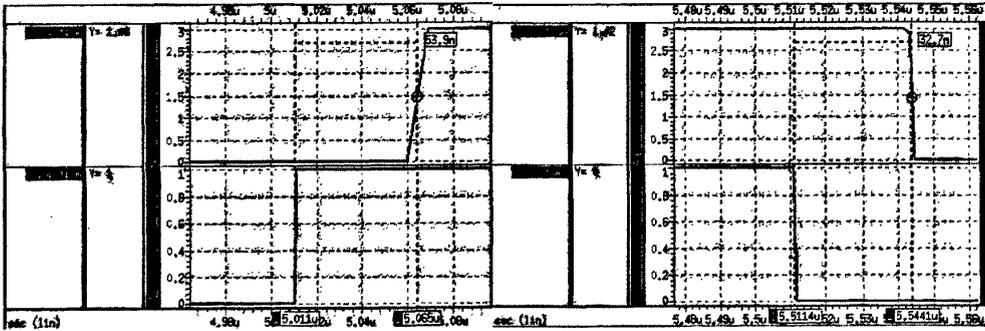


图 3-21, 典型情况下比较器的上升传输延迟 图 3-22, 典型情况下比较器的下降传输延迟

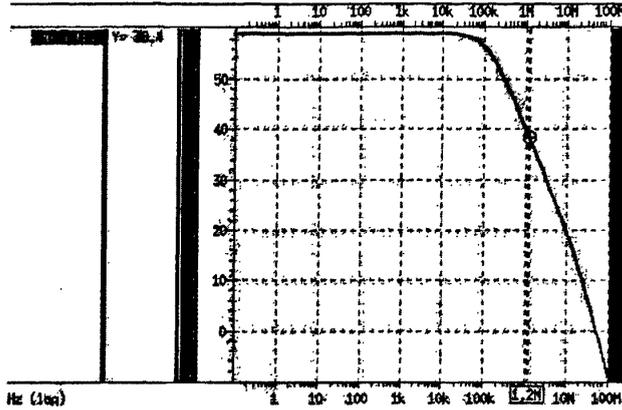


图 3-23, 典型情况下比较器的增益曲线

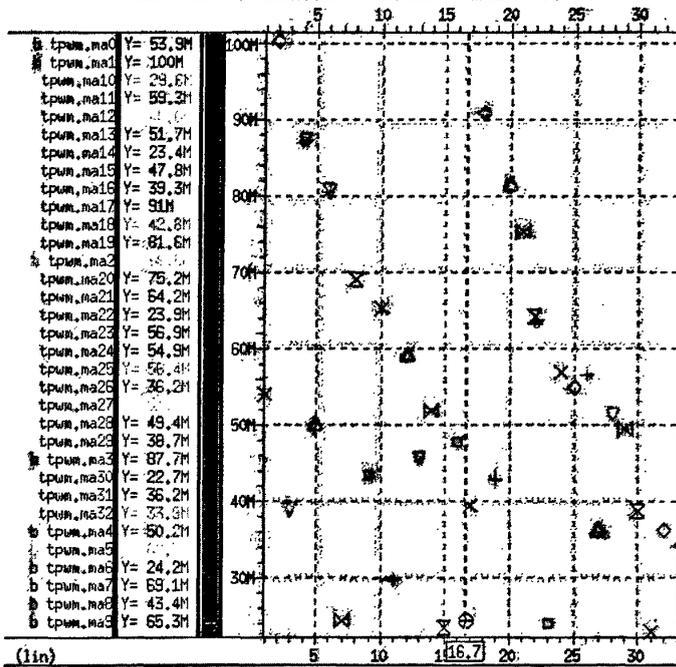


图 3-24, 典型情况下比较器各个 corner 的增益带宽积 GB

3.5.6 错误输出保护

设计与分析简述:

此模块由三部分组成, 分别是 OVP, OS, OC, 其中任何一个模块输出为高电位, 则 FAULT 输出为高电位, 所以它们的输出均接到了或非门的输入上。由于是需要输出高低电位, 所以每个模块均需要一个比较器, 三个模块的比较器是一样的, 不同的只是它们的输入。

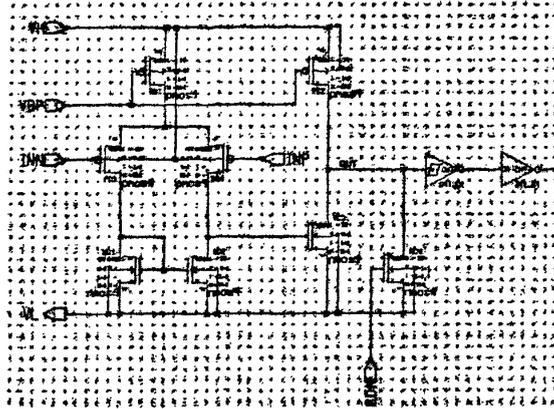


图 3-25, 比较器的结构原理图

如图 3-25 所示为比较器的结构原理图。偏置电压 VBP 偏置 PC1 和 PC2 形成偏置电流以使电路正常工作。INP 和 INN 电压的不同会导致流过 PC3 和 PC4 的电流不同, 从而导致 NC3 的栅极电压不同, 从而使得 OUT 输出电压不同。为了使得 OUT 的输出不稳定不会影响到 FAULT 输出, 所以 OUT 输出接到一带有滞回效果的反相器上以减小 OUT 的纹波影响。

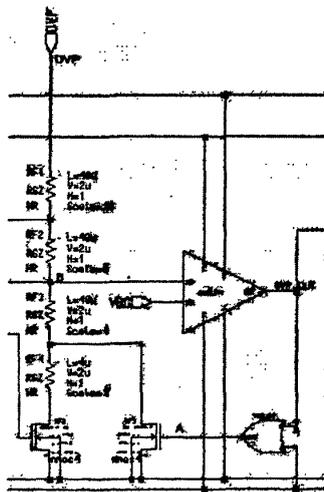


图 3-26, OVP 模块工作原理

OVP 模块的输入如图 3-26 所示。OVP 电压通过电阻分压输入到比较器的正输入上。正常情况下, 随着 OVP 电压的升高, 其输出为低电位, 即 A 点电位为高电位, 则 NF3 管导通, 相当于把电阻 RF4 短路掉, 即 OVP 要达到 $V_{BG} * \frac{R_{F1} + R_{F2} + R_{F3}}{R_{F3}}$ 才能让输出为高电位。一旦输出为高电位, 则 A 点电位为低, NF3 关断, 电阻 RF4 加入到分压网络中, 即 OVP 要降低到 $V_{BG} * \frac{R_{F1} + R_{F2} + R_{F3} + R_{F4}}{R_{F3} + R_{F4}}$ 才可以让输出为低

电位。这样可以在 OVP 处于临界条件下，不至于使得 FAULT 输出不稳定。

OS 模块的正输入为 FB 电压，负输入为 127mV 基准电压。

OC 模块的正输入为 CS 电压，负输入为 127mV 基准电压。

仿真结果：

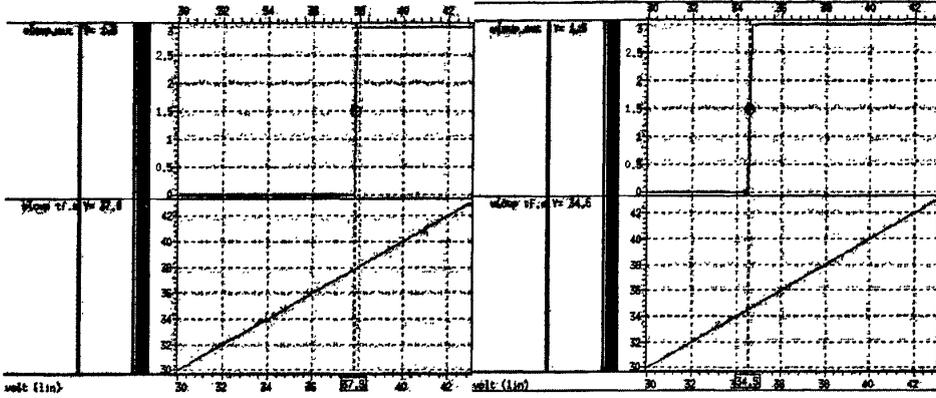


图 3-27, OVP 的高电位输出时的输入电压

图 3-28, OVP 的低电位输出时的输入电压

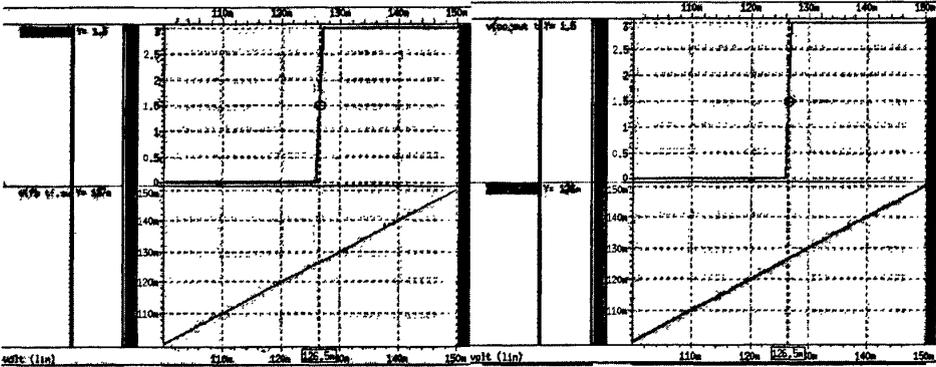


图 3-29, OS 的输入输出电压

图 3-30, OC 的输入输出电压

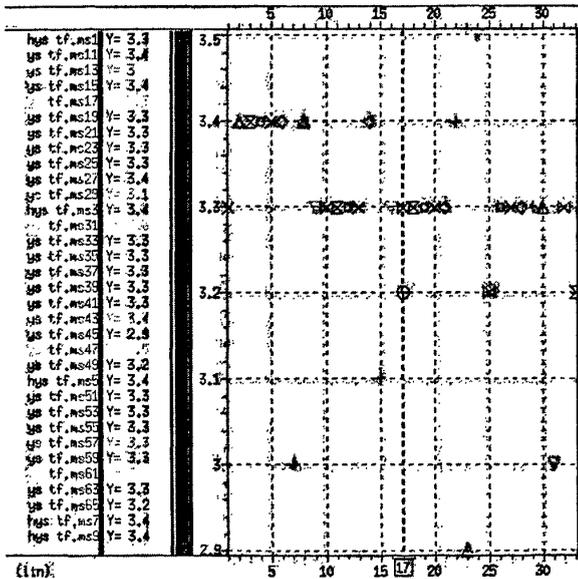


图 3-31, 各 corner 下 OVP 模块高低电位输出时输入电压的差值

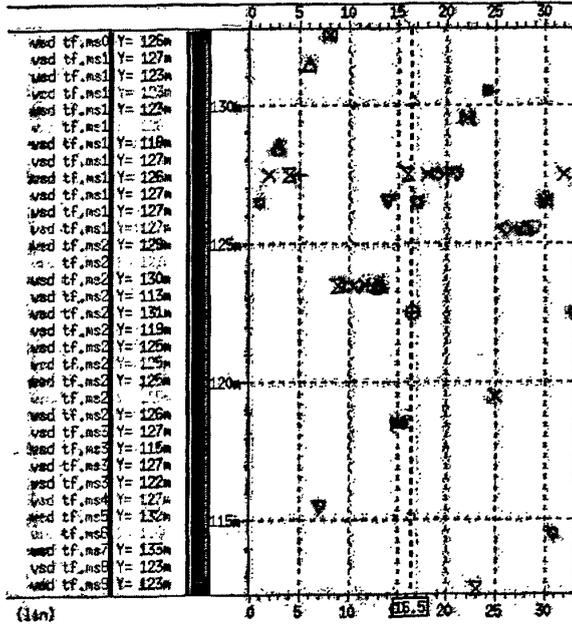


图 3-32, 各 corner 下 OC 模块输出为高电位时的输入电压

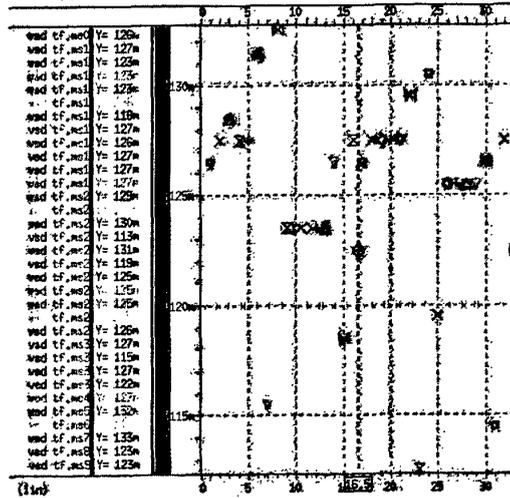


图 3-33, 各 corner 下 OS 模块输出为高电位时的输入电压

3.5.7 驱动电路

设计与分析简述:

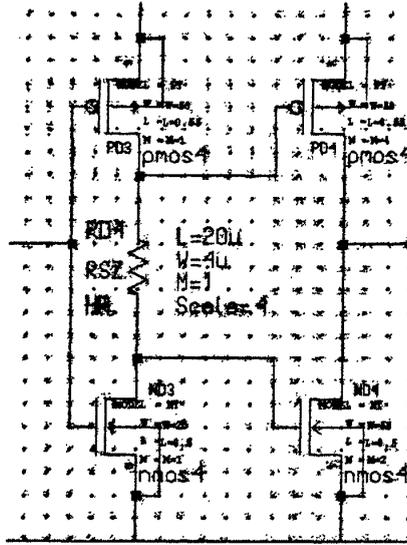


图 3-34, 功率管驱动信号的驱动结构

把前面的 PWMCOMP 模块的输出和 FAULT 模块的输出以及 RESET 信号通过一定的逻辑电路便会输出我们需要的信号。此信号经过逐级驱动电路以获得所需要的驱动能力。但随着 MOS 管尺寸的增加, 它们的动态功耗也逐级增加。为了不让 PMOS 和 NMOS 有同时导通的可能性, 设计了如图 3-34 所示的结构。假设 PD3 和 ND3 的栅极从低到高电位转变过程中, ND3 导通使得 ND4 由导通到关断期间, 由于 PD4 栅极电容的放电需要通过 RD4, 所以 PD4 栅极电压由高到低的转换时间晚于 ND4, 同样的道理也适用于 PD3 和 ND3 的栅极从高到低的转变过程。

获得所需要的 PWM 信号后, 用其驱动功率 MOS 开关便可以。

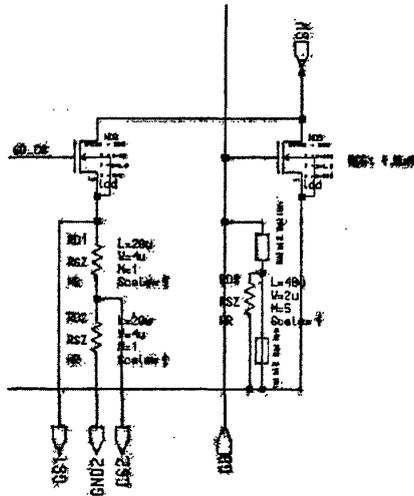


图 3-35, 功率管电流取样结构

但由于前面的模块需要获得功率 MOS 的电流信号作为反馈信号以控制开关管的占空比。于是便设计了如图 3-35 所示的结构。用与 ND9 宽长比成一定比例的功率管

取样 ND9 上的电流变化，用这个电流流过下面的电阻，便会获得所需要的 CS 信号。由于电路中寄生电感电容问题，会导致功率管在导通的瞬间有大电流流过功率管，所以需要设计一定的延迟，让采样功率管的导通时间比 GD 晚一点，这样便会使得毛刺不会被采样，而导致 OC 模块误输出为高电位，而使 GD 信号误锁定为低电位。

仿真结果：

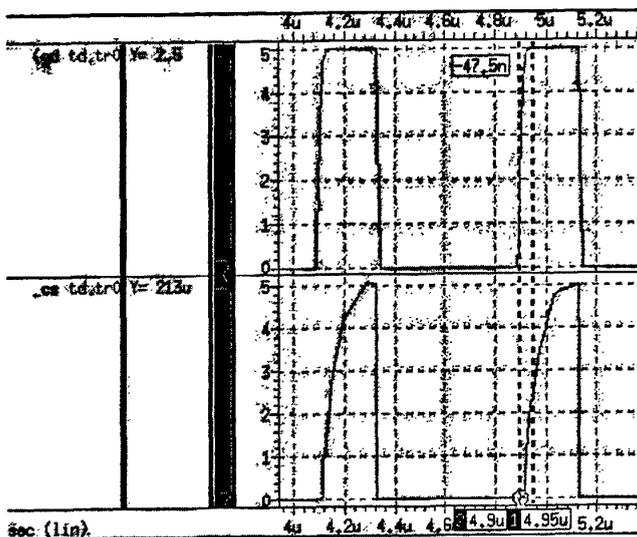


图 3-36, 典型情况下功率管驱动信号与其电流取样信号

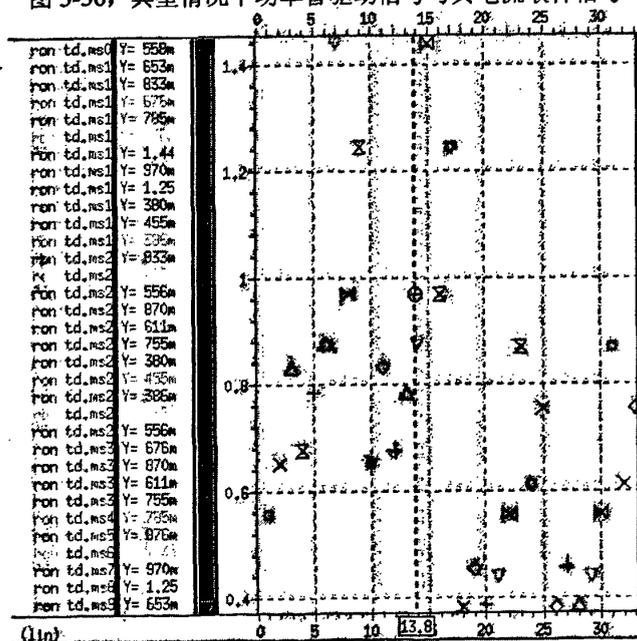


图 3-37, 各 corner 下功率管的 R_{ON}

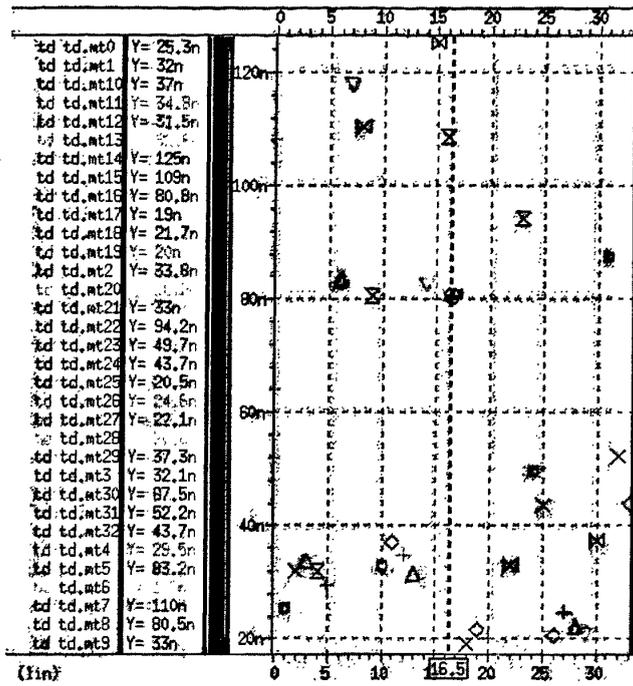


图 3-38, 各 corner 下信号 GD 与 GD_CS 的由低到高电位传输延迟时间

3.6 小结

本章从电路的整体结构以及设计要求出发, 简述了 IC 内部模块结构以及各模块的功能概述, 并根据其设计要求以及各模块功能给出了各个模块的功能实现方法和主要结构的叙述。

第四章 电路中关于斜率补偿的研究

由前面的介绍可以知道, 电流模式的PWM控制除保留了输出电压反馈控制外, 又增加了一个电流反馈环路, 给环路调试带来了一定的困难。这种困难不仅仅是由双环反馈带来的, 还有通过电流环引入的谐波干扰。另外, 晶体管的占空比不是直接受到控制, 而是通过控制电流 $i_c(t)$ 电感电流, 电容电压和电源输入电压。因此, 电流采样信号通常有比较大的开关噪声, 特别是大功率模块会对环路的稳定性有很大的影响。

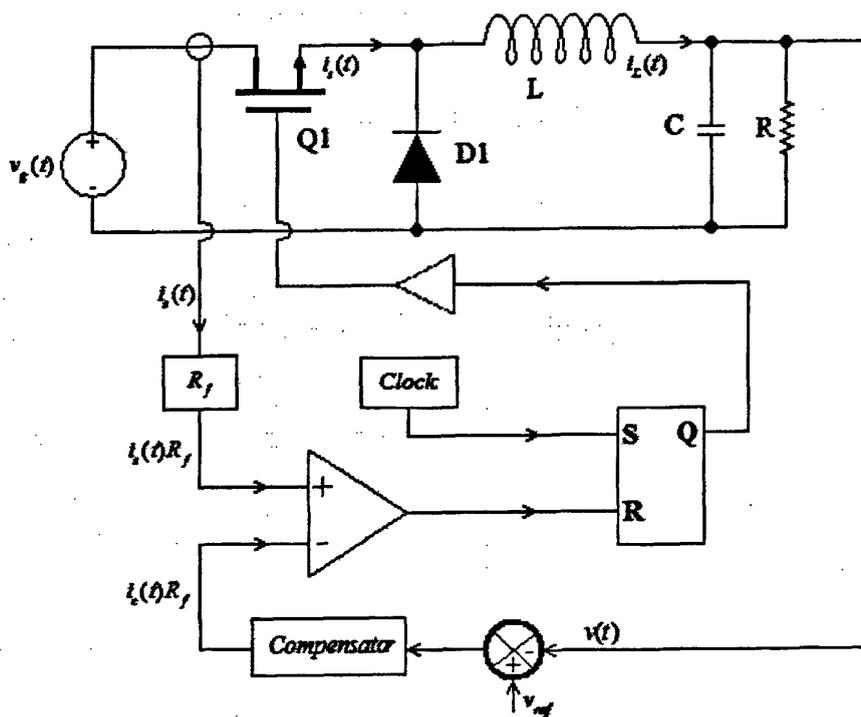


图4-1, 电流模式的BOOST稳压器结构图

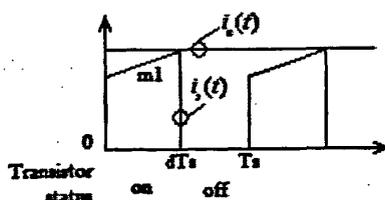


图4-2, 稳压器的控制信号和开关电流波形

一个基本的电流模式控制器的结构图如图4-1所示。控制信号 $i_c(t)$ 和开关电流 $i_s(t)$ 波形在图4-2给出了。一个时钟信号加在锁存器的置位端初始化开关周期, 使

得锁存器输出Q为高电位，从而打开功率管。当功率管导通的时候，它的电流 $i_s(t)$ 等于电感电流 $i_L(t)$ ；这个电流以正斜率 m_1 线性增加（ m_1 是由电感值和电感两端电压决定的）。在更复杂的电路中， $i_s(t)$ 可能是几个电感电流的总和。等到这个电感电流 $i_s(t)$ 增加到与控制信号 $i_c(t)$ 相等时，控制器就把功率管关断，这样电感电流就在开关周期的剩余时间逐步线性减小。因此控制器必须要用一些电流敏感电路来检测开关管的电流 $i_s(t)$ ，然后用一个比较器来比较 $i_s(t)$ 和 $i_c(t)$ 。在实际应用中，是用一个电流取样电阻 R_f 来取样电流 $i_s(t)$ 和 $i_c(t)$ ，然后比较取样电阻上的电压。当 $i_s(t) \geq i_c(t)$ 时，比较器重置锁存器，关断功率管。

通常情况下，会在变换器的输出电压上引入一个反馈环。输出电压 $v(t)$ 与一个基准电压 v_{ref} 比较产生误差信号。这个误差信号与一个补偿网络相连，补偿网络的输出就是控制信号 $i_c(t)R_f$ 。

4.1 电流模式控制的优缺点

电流控制模式的一个主要优点便是其动态特性。通过对它们进行小信号分析我们可以看到电流模式比电压模式的传输函数少一个极点。实际上，这个极点是移动到了靠近功率管开关频率的更高的频率上了。这样我们就能在不用前馈补偿网络的情况下得到一个比较宽带宽的输出电压。虽然一个工作在电流模式的控制器需要检测开关管电流 $i_s(t)$ 的电路，然而在实际应用中这个电路同样会出现在占空比控制系统中，以此来保护功率管，让其在非正常工作或者电流过大的条件下不致损坏。电流模式控制利用了变换器在正常工作状态下的有效电流取样信息，来获得简单的系统动态特性。由于功率管电流过大而导致功率管损坏的情况也可以通过简单地限制控制信号 $i_c(t)$ 的最大值来防止。这能确保在任何一个开关周期如果开关电流变得过大的情况下立即关断功率管。

另外一个附加的好处就是在全桥或者推挽式隔离变换器中能减少或者消除功率管饱和问题。由于此问题与本电路并无相关，所以这里就不再详细阐述。

电流模式控制一个缺点就是其对叠加进信号 $i_s(t)$ 和 $i_c(t)$ 的噪声太敏感。这个噪声能过早的重置锁存器，中断控制电路的工作。实际情况中会在开关电流取样波形上叠加一个小量级的滤波器，从而能去除到由于二极管存储电荷引起的开启电流尖峰；我们也可以通过人为的增加一个电流控制斜坡来改善电路对噪声的敏感度，这个我们在后面的章节中介绍。

商业集成电路普遍使用电流来控制，而且工作在电流模式的变换器更是相当流行。在这一章中，我们讨论了电流模式控制器的稳定性和其内部的开关电流取样环路。我们可以看到电流模式变换器工作在占空比大于50%和连续电感电流的条件下，会产生谐波振荡，这种不稳定性与稳压器的闭环特性无关。既然是独立

于系统环路之外的扰动信号,就可以在保证系统环路稳定并具有一定的系统裕量的前提下,对电流环扰动单独处理。斜率补偿是比较常用的方法,现将其基本的补偿原理及在本电路中的应用加以分析整理。

4.2 谐波振荡产生的原因

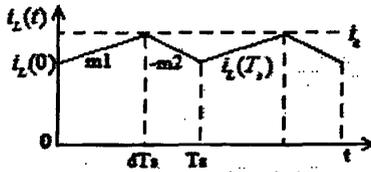


图4-3, 电感电流波形与控制信号波形

图4-1的电流模式控制器在稳态情况下如果其开关占空比大于50%是不稳定的。为了避免这种不稳定性问题,我们通常在开关电流取样波形上人为的额外增加一个斜坡,这样子便修改了控制的结构。这一节我们将分析电流模式控制器的稳定性和其内部的开关电流取样环路。通过一个简单的一阶小信号分析解释了额外增加一个斜坡的效果。当然我们也讨论了人为的斜坡在控制器噪声敏感度上的效果。

图4-3显示了一个工作在连续导通模式下开关变换器的电感电流波形。电感电流在第一个子区间以正斜率 m_1 上升,在第二个子区间以负斜率 m_2 线性下降。基于基本的非隔离变换器,斜率 m_1 和 m_2 可由下式导出:

Buck converter

$$m_1 = \frac{v_g - v}{L} \quad m_2 = \frac{v}{L} \quad (4-1)$$

Boost converter

$$m_1 = \frac{v_g}{L} \quad m_2 = \frac{v - v_g}{L} \quad (4-2)$$

Buck-boost converter

$$m_1 = \frac{v_g}{L} \quad m_2 = -\frac{v}{L} \quad (4-3)$$

如果得到了斜率 m_1 和 m_2 ,我们就可以确定 $i_L(0)$, i_c , $i_L(T_s)$ 和 dT_s 的基本关系。

在第一个子区间,电感电流 $i_L(t)$ 以斜率 m_1 线性增加,直至其与控制信号相等。

因此
$$i_L(dT_s) = i_c = i_L(0) + m_1 dT_s \quad (4-4)$$

于是可以得到占空比 d 为
$$d = \frac{i_c - i_L(0)}{m_1 T_s} \quad (4-5)$$

同样的方法，在第二子区间我们可以得到

$$i_L(T_s) = i_L(dT_s) - m_2 d' T_s = i_L(0) + m_1 d T_s - m_2 d' T_s \quad (4-6)$$

稳态条件下， $i_L(0) = i_L(T_s)$ ， $d = D$ ， $m_1 = M_1$ ，和 $m_2 = M_2$ 。把这些等式带入式

$$4-6 \text{ 中我们可以得到} \quad 0 = M_1 D T_s - M_2 D' T_s \quad (4-7)$$

$$\text{或者} \quad \frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{D'} \quad (4-8)$$

稳态公式符合稳态条件下电感的伏秒平衡要求。

现在考虑在电感电流 $i_L(0)$ 一个小的微扰：

$$i_L(0) = I_{L0} + \hat{i}_L(0) \quad (4-9)$$

I_{L0} 是稳态条件下的 $i_L(0)$ ，其满足等式 4-8，而 $\hat{i}_L(0)$ 是一个小的微扰，其满足

$$|\hat{i}_L(0)| \ll |I_{L0}| \quad (4-10)$$

我们通过检测这个微扰是否最后衰减到零来判断其是否影响到了电流模式控制器的稳定性。于是我们让这个微扰经过 n 个开关周期后，我们选择一个足够大的 n ，

看 $\hat{i}_L(nT_s)$ 是否最后趋向于零。

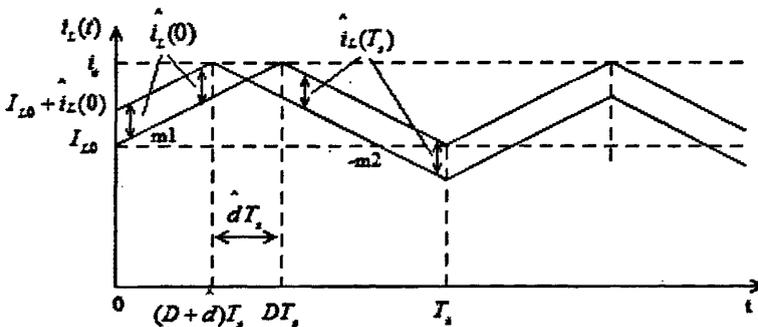


图4.4，稳态情况下并含有微扰电感电流的波形图

稳态情况下并含有微扰电感电流的波形如图4-4所示。为了清楚，电感电流微扰的大小被夸大化了。假设变换器工作在稳态附近，因此斜率 m_1 和 m_2 基本不变。由于图4-4中的 $\hat{i}_L(0)$ 是正值，所以 $\hat{d}T_s$ 是负值。既然是稳态情况下，所以干扰在子区间 $0 < t < (D+d)T_s$ 是保持不变的，两个波形在这个子区间的差别始终为 $\hat{i}_L(0)$ 。然后两个波形在子区间 $(D+d)T_s < t < T_s$ 也始终为 $\hat{i}_L(T_s)$ 。在图4-4中 $\hat{i}_L(T_s)$ 是一个负值。因此，我们能在如图4-5所示的子区间 $(D+d)T_s < t < DT_s$ 由参数 $i_L(0)$ 得出 $\hat{i}_L(T_s)$ 。

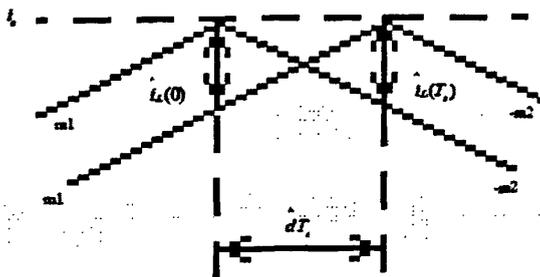


图4-5, 子区间 $(D+d)T_s < t < DT_s$ 的电感电流波形

从图4-5中我们可以利用稳态波形得出 $\hat{i}_L(0)$ 的表达式为斜率 m_1 乘上子区间长度 $-\hat{d}T_s$ 。因此

$$\hat{i}_L(0) = -m_1 \hat{d}T_s \quad (4-11)$$

同样的道理, 我们可以利用干扰波形来得出 $\hat{i}_L(T_s)$ 的表达式为斜率 m_2 乘上子区间长度 $-\hat{d}T_s$ 。因此

$$\hat{i}_L(T_s) = m_2 \hat{d}T_s \quad (4-12)$$

从等式4-11和4-12中消除中间变量 \hat{d} 可以得到:

$$\hat{i}_L(T_s) = \hat{i}_L(0) * \left(-\frac{m_2}{m_1}\right) \quad (4-13)$$

如果变换器工作点非常接近电路的静态工作点, 于是 $\frac{m_2}{m_1}$ 可以由等式4-8替代, 于是

$$\hat{i}_L(T_s) = \hat{i}_L(0) * \left(-\frac{D}{D'}\right) \quad (4-14)$$

同样的分析也可以在下一个周期内进行, 于是

$$\hat{i}_L(2T_s) = \hat{i}_L(T_s) * \left(-\frac{D}{D'}\right) = \hat{i}_L(0) * \left(-\frac{D}{D'}\right)^2 \quad (4-15)$$

经过 n 个周期后, 干扰就变成:

$$\hat{i}_L(nT_s) = \hat{i}_L((n-1)T_s) * \left(-\frac{D}{D'}\right) = \hat{i}_L(0) * \left(-\frac{D}{D'}\right)^n \quad (4-16)$$

我们可以看出, 如果 n 趋向于无穷大, 那么只要能满足 $-\frac{D}{D'}$ 的绝对值比1小, 微扰就趋向于零; 相反, 如果特征值 $\alpha = -\frac{D}{D'}$ 的绝对值比1大的话, 那么微扰 $\hat{i}_L(nT_s)$ 的幅值就会变得比较大:

$$\left| \hat{i}_L(nT_s) \right| \rightarrow \begin{cases} 0 & \text{when } \left| -\frac{D}{D'} \right| < 1 \\ \infty & \text{when } \left| -\frac{D}{D'} \right| > 1 \end{cases} \quad (4-17)$$

因此，为了电流模式控制的工作稳定性，特征值 $|\alpha| = \frac{D}{D'} < 1$ ，或者

$$D < 0.5 \quad (4-18)$$

4.3 一个简单的例子

让我们考虑一个boost变换器，其工作在稳态条件下，其输入输出参数为 $V_g = 20V$ ， $V = 50V$ 。由公式 $V/V_g = 1/D'$ ，可以得到此boost变换器应工作在 $D = 0.6$ 。因此我们可以断定此电流模式控制器是不稳定的，因为其特征值为

$$\alpha = -\frac{D}{D'} = \left(-\frac{0.6}{0.4}\right) = -1.5 \quad (4-19)$$

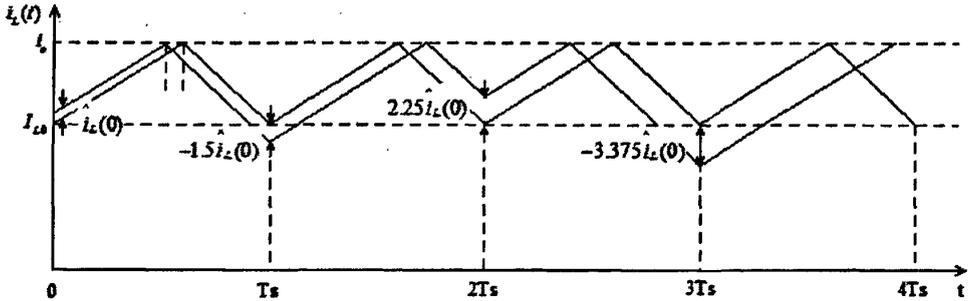


图4-6，占空比大于50%的微扰变化

由公式4-19，电感电流的微扰将会在其后续的每一个周期以1.5倍的速度增长。就像在图4-6中所看到的，微扰在经过一个周期后变成 $-1.5\hat{i}_L(0)$ ，两个周期后变成 $+2.25\hat{i}_L(0)$ ，三个周期后变成 $-3.375\hat{i}_L(0)$ 。如果开始就有像图4-6所示的初始条件干扰，那么在经过三个周期后，电流模式控制器就会饱和，在第四个开关周期，功率管就会一直处于导通状态。电感电流和控制器的波形最终会进入周期性振荡，其周期为所有前面的开关周期的总数。当然其波形也有可能是混乱无秩序的。但无论如何，控制器并不是按我们预想的那样工作着。

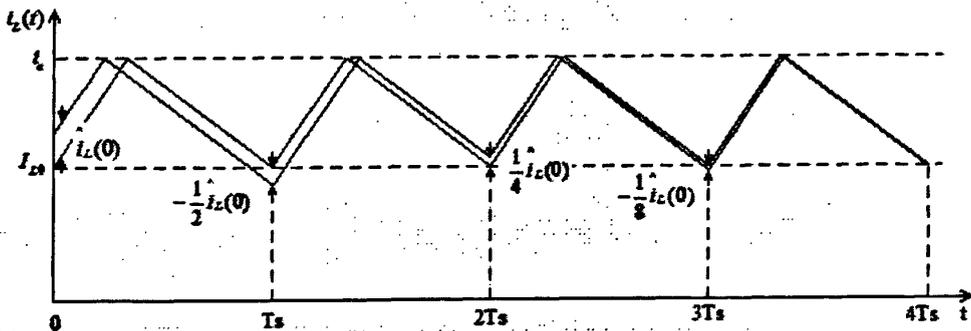


图4-7, 占空比小于50%的微扰变化

图4-7是当输出电压降低到30V的时候的电感电流波形。Boost变换器工作在占空比为 $D = 1/3$ ，并且其特征值变为

$$\alpha = -\frac{D}{D'} = -\left(\frac{1/3}{2/3}\right) = -0.5 \quad (4-20)$$

微扰的幅度现在以每周期为原先的0.5倍衰减。电感电流的干扰在经过几个周期后变得很小。

4.4 引入斜率补偿电路来消除干扰

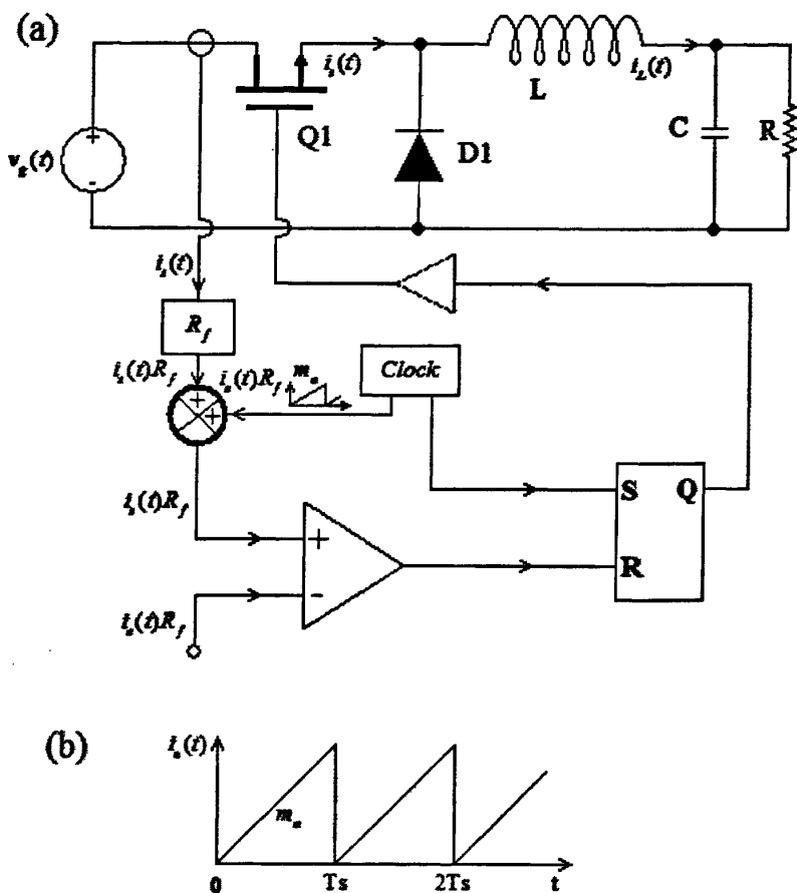


图4-8, 引入斜坡后的BOOST变换器的反馈结构

电流模式控制在占空比大于50%的时候出现不稳定的问题已经是众所周知了, 并且其与变换器拓扑无关。如果人为得在取样开关电流波形上加一个斜坡, 控制器就能在整个周期被补偿到稳定态, 如图4-8所示。这个人为的斜坡能有效得减小独立于反馈环的内部电流取样增益。斜坡的斜率为 m_a 。于是控制器在下面的条件下关断:

$$i_a(dT_s) + i_L(dT_s) = i_c \quad (4-21)$$

其中 $i_a(t)$ 是人为斜坡。因此, 当电感电流满足如下条件时功率管关断:

$$i_L(dT_s) = i_c - i_a(dT_s) \quad (4-22)$$

图4-9介绍了电感电流波形 $i_L(t)$ 与控制信号波形 i_c 的比较。

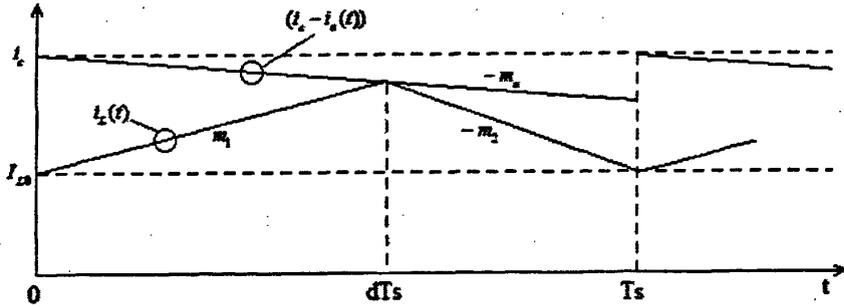


图4-9, 电感电流波形和控制信号波形

这样子我们可以通过重新分析在一个完整的开关周期电感电流上微扰的变化来确定此电流模式控制器的稳定性。图4-10说明了在加入了人为斜坡时稳态和干扰存在情况下的电感电流波形。

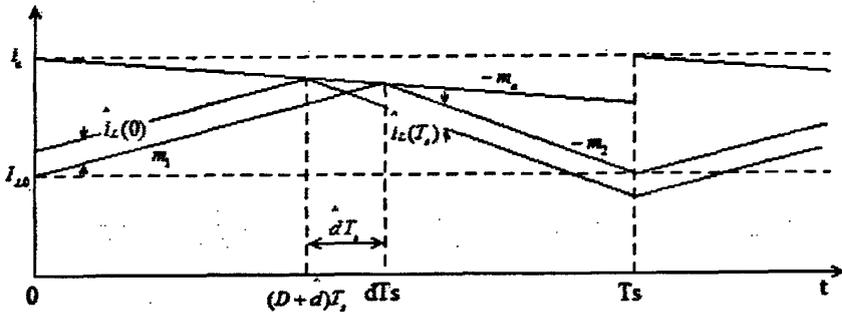


图4-10, 微扰存在情况下的电感电流波形和控制信号波形

同样的，微扰 $\hat{i}_L(0)$ 的幅度被夸大了。图中微扰 $\hat{i}_L(0)$ 是一个正值，从而使得 \hat{d} 和 $\hat{i}_L(T_s)$ 为负值。如果微扰很接近于电路的静态工作点，那么斜率 m_1 和 m_2 就基本不变化，于是 $\hat{i}_L(0)$ 和 $\hat{i}_L(T_s)$ 的关系就可在子区间 $(D+d)T_s < t < DT_s$ 之间得出。于是微扰 $\hat{i}_L(0)$ 和 $\hat{i}_L(T_s)$ 可以由斜率 m_1 ， m_2 ，和 m_a ，以及子区间长度 $-\hat{d}T_s$ 得出，其表示如下：

$$\hat{i}_L(0) = -\hat{d}T_s(m_1 + m_a) \quad (4-23)$$

$$\hat{i}_L(T_s) = -\hat{d}T_s(m_a - m_2) \quad (4-24)$$

消除参数 d 我们得到：

$$\hat{i}_L(T_s) = \hat{i}_L(0) \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right) \quad (4-25)$$

相似的分析可以应用到第 n 个周期，于是：

$$\hat{i}_L(nT_s) = \hat{i}_L((n-1)T_s) \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a}\right) = \hat{i}_L(0) \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a}\right)^n = \hat{i}_L(0) \alpha^n \quad (4-26)$$

此时电感电流上微扰的变化由特征值 α 来决定:

$$\alpha = -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \quad (4-27)$$

对于一个大的 n 值, 微扰幅度趋向于:

$$\left| \hat{i}_L(nT_s) \right| \rightarrow \begin{cases} 0 & \text{when } |\alpha| < 1 \\ \infty & \text{when } |\alpha| > 1 \end{cases} \quad (4-28)$$

因此出于对电流模式控制器的稳定性考虑, 我们需要选择一个合适的人为斜坡 m_a 的斜率值使其满足让特征值 α 的幅度不大于1的条件。人为斜坡有额外的自由度使得我们可以让系统在占空比大于0.5时趋于稳定。从公式4-29中我们可以看到, 随着 m_a 的增加使得其分子减小, 而同时其分母在增加。因此, 如果选择一个足够大的 m_a 值, 我们就能让特征值 α 的幅度小于1。

在传统的电压稳压器应用中, 无论输入电压 $v_g(t)$ 怎么变化, 输出电压 $v(t)$ 都由变换器控制系统校准得比较好。因此通过公式4-1和4-3我们看到在buck和buck-boost变换器中斜率 m_2 的值是恒定的, 并且其精度还比较高。因此我们用等式4-1从等式4-27中消除参数 m_1 , 并且用我们知道的斜率值 m_2 和稳态占空比 D 的函数来表示特征值 α 。

$$\alpha = -\frac{1 - \frac{m_a}{m_2}}{\frac{D}{D'} + \frac{m_a}{m_2}} \quad (4-29)$$

通常人们对人为斜坡的斜率取值如下:

$$m_a = \frac{1}{2} m_2 \quad (4-30)$$

把等式4-1和4-30代入式4-29中我们可以得到在占空比为1时 $\alpha = -1$, 并且对于所有的 $0 \leq D < 1$ 取值, $|\alpha| < 1$ 。这是对所有的占空比取值来说都稳定的最小 m_a 值。

当然我们也可以选取 m_a 为:

$$m_a = m_2 \quad (4-31)$$

于是无论占空比 D 取值为多少, 特征值 α 都为零。于是对任何的 $\hat{i}_L(0)$, $\hat{i}_L(T_s)$ 都为零, 当然也就不能使得控制器饱和。因为系统会在之后的一个开关周期就能去除任何干扰。

4.5 斜率补偿电路对噪声的抑制

同样的我们可以看到，电流模式控制电路对噪声非常敏感。其原因我们简单介绍如下。如图4-11所示：

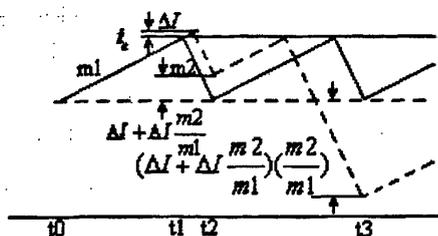


图4-11，噪声对控制信号的影响

在 t_0 时刻，开关管导通，使电感电流以斜率 m_1 上升，该斜率是输入电压除以电感的函数。 t_1 时刻，电流取样输入达到由控制电压建立的门限，开关管关断，电流以斜率 m_2 下降，直到下一个振荡周期开始。如果此时有一个噪声加到控制信号上，产生一个小的 ΔI ，就会出现不稳定的情况。在一个固定的振荡周期内，电流衰减时间减少，最小电流在开关接通时刻（ t_2 ）上升了 $\Delta I + \Delta I \left(\frac{m_2}{m_1}\right)$ 。接下来的电

感最小电流会在下一个周期（ t_3 ）减小至 $(\Delta I + \Delta I \frac{m_2}{m_1}) \left(\frac{m_2}{m_1}\right)$ 。在每一个后续周期，

该扰动被 $\frac{m_2}{m_1}$ 相乘，在开关接通时交替增加和减小电感电流，要经过几个振荡周期

后，使得输入功率减小（电感电流平均值较小），从而导致输出电压减小，从而使得电路重新开始调整控制信号，如此反复，谐波振荡便产生了。由图4-11可知，

$$\Delta I_n = -\Delta I_{n-1} * \left(\frac{m_2}{m_1}\right) \quad (4-32)$$

如果 $\frac{m_2}{m_1}$ 大于1，变换器就不能稳定工作。

同样的，如果我们在控制信号上增加一个与脉宽调制时钟同步的斜坡，可以在后续的周期内将 ΔI 扰动减小到零。由公式 4-32，补偿的斜坡斜率为 m_a ，则扰动

$$\Delta I_n = -\Delta I_{n-1} \left(\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a}\right) \quad (4-33)$$

同样的，在电感电流的占空比为1的情况下，可得所需补偿的人为斜坡的斜率 m_a 为

$$m_a \geq \frac{1}{2} m_2 \quad (4-34)$$

这就是我们用来选择补偿斜坡的基本条件。

4.6 实际电路中斜率补偿的实现及其计算方法

目前有两种基本的电路实现方法可解决电路谐波振荡，第一种，显而易见就是在电路中加入一个与时钟信号同步的斜坡来调整控制信号的斜率；第二种，便是调整采样电流的波形，此种方法的作用最终也是相当于调整了控制信号，从而有效地控制了电路中的噪声干扰。

我们电路中的 CS_RAMP 模块就是采用了上述方法中的第二种。这也是我们给这个模块命名为 CS_RAMP 模块而不是 RAMP 模块的原因。从模块结构图我们可以看到 CS 信号即电流取样信号会输入到此模块中。让我们再来看看此电路图 4-12：

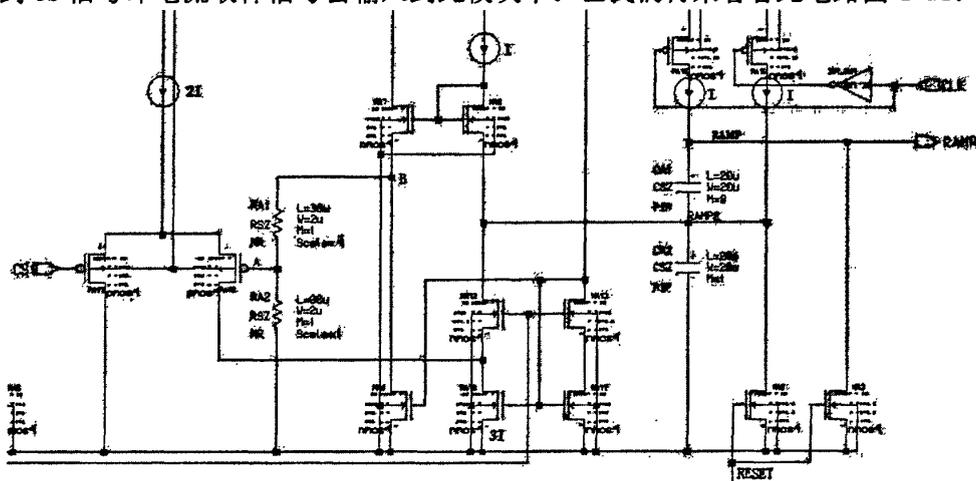


图 4-12，斜率补偿电路图

其原理电路如图 4-13 所示：

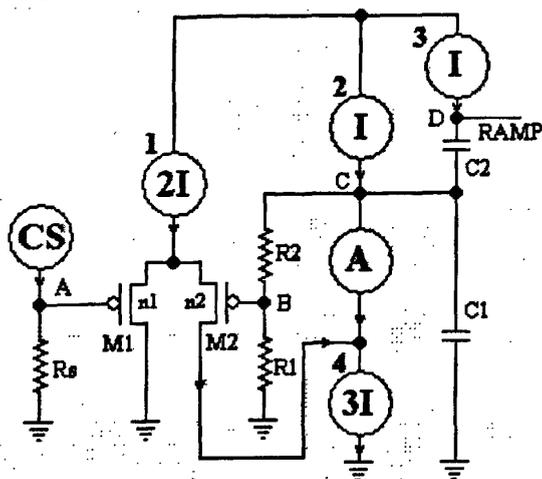


图 4-13, 斜率补偿原理电路结构图

取样电流 CS 流过电阻 R_s , 在取样电阻上产生取样电压 V_A , 此电压 V_A 与电容 C_1 上的电压 V_C 经过电阻 R_1 和 R_2 分压过来的电压 V_B 一起分别使得 PMOS 管 M_1 和 M_2 有不同的导纳, 从而其上面的电流源 $2I$ 按照其导纳的比例分配电流。稳态情况下, PMOS 管 M_1 和 M_2 应该流过相同的电流, 即均为电流 I 。因此此时流过 M_2 的电流与电流源 2 , 电流源 3 一起所有的电流都流进电流沉 4 中。假设此时 A 点电压上升, 从而导致流过 PMOS 管 M_1 的电流小于 I , 假设其电流减小了为 ΔI , 那么流过 PMOS 管 M_2 的电流便增加了 ΔI , 于是此时从电流源 3 流入的 I 倍的电流便有 ΔI 部分电流流入电容 C_1 , 从而使得 C 点电压上升, B 点电压也跟着上升, 于是流过 PMOS 管 M_2 的电流便会减小, 直至其电流减小到 I , 达到稳定状态结束。反之如果 A 点电压下降, 那么 B 点电压也跟着下降。电压 V_A 和 V_B 之间是有一定的关系的。通过理论分析或者仿真分析我们都可以确定他们之间的关系。假设

$$V_B = mV_A \quad (4-35)$$

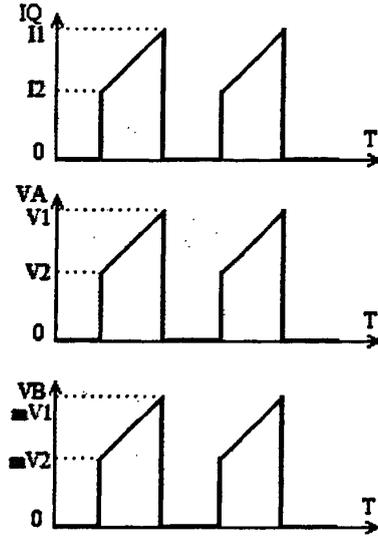


图 4-14, 功率管电流以及 V_A 和 V_B 电压波形

得到电压后, 我们便可以将其叠加到电路中产生 RAMP 的电路中, 使 RAMP 波形随着功率管的电流的变化而变化。由前面章节的叙述中我们可以知道, 功率管的电流波形为如图 4-14 所示。有了电流之后我们便可以得到电压 V_A 和 V_B 。将电压 V_B 叠加进三角波电压 RAMP 之后, 便得到了电压 CS_RAMP。

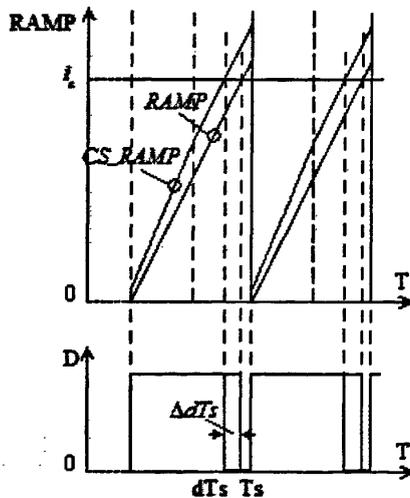


图 4-15, 引入电流信号前后的三角波波形

如图 4-15 所示, 假设电路已进入稳定工作状态, 那么其控制信号 i_c 基本不变化。于是我们可以得到其占空比在叠加进 CS 信号前后的变化为 ΔdT_s 。于是我们便会看到, 如果有一个干扰信号干扰了电感电流的波形, 或者是控制信号有一个小的扰动, 那么其变化将会影响到 CS_RAMP 波形变化, 于是跟着占空比也发生变化。

4.7 斜率补偿电路参数的计算方法

Buck 开关稳压器, 根据前面理论基础里面介绍的情况, 其输出电压不变化, 因而其斜率 m_2 不变化; 而我们的电路应用为 boost 开关稳压器, 并且我们的输入电压变化而输出电压也会变化。于是我们可以让电路工作在最坏情况, 即让电路工作在最容易发生谐波振荡的情况下, 来计算斜率补偿电路的参数, 那么在任何其它情况下, 电路也不会发生谐波振荡。

由前面的理论分析可以知道, 如果电流模式控制器的占空比越大, 那么特征值 α 越大, 电路就越容易振荡。因此, 我们选择让电路工作在最大占空比 D_{\max} 的状态; 由前面章节的知识我们可以知道, 如果占空比确定了, 那么其输入输出电压关系如下:

$$v = \frac{v_g}{1 - D_{\max}} = \frac{v_g}{D_{\max}} \quad (4-35)$$

由公式 4-2, 此时的斜率:
$$m_2 = \frac{v - v_g}{L} \quad (4-36)$$

将公式 4-35 代入公式 4-36, 我们可以得到:

$$m_2 = v_g \frac{D_{\max}}{D_{\max}} \frac{1}{L} \quad (4-37)$$

而由前面的分析我们可以得到

$$m_a \geq \frac{1}{2} m_2 = \frac{1}{2} v_g \frac{D_{\max}}{D_{\max}} \frac{1}{L} \quad (4-38)$$

为了得到最小的斜坡的斜率值, 要求我们选择 v_g 值最大, 同时电感 L 值最小。

于是我们选择让电路工作在如下情况:

1. 输入最大电压 $v_{g\max}$;
2. 输出最大电压 v_{\max} ;
3. 最小电感值 L_{\min} ;

因此可以得出最小补偿斜坡的斜率值为:

$$m_a = \frac{1}{2} v_{g\max} \frac{D_{\max}}{D_{\max}} \frac{1}{L_{\min}} \quad (4-39)$$

在此情况下的上升斜率 m_1 值为:

$$m_1 = \frac{v_{g\max}}{L_{\min}} \quad (4-40)$$

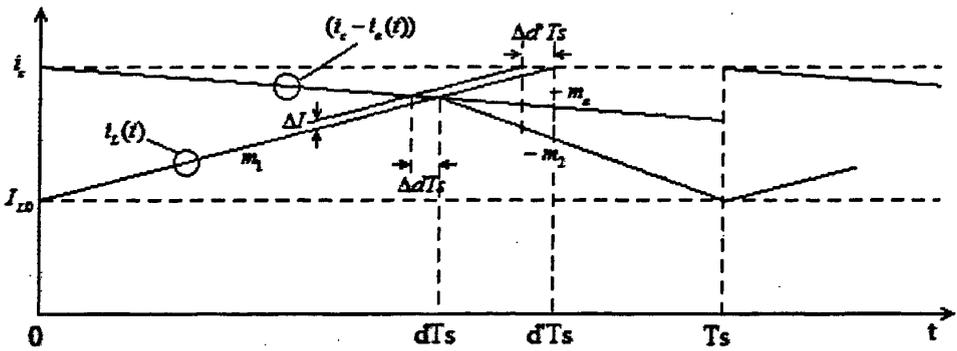


图 4-16, 引入斜率补偿后电路占空比变化

如图 4-16 所示, 我们先来看看在引入斜率补偿电路后, 电路引起的变化。假设引入干扰 ΔI , 在未引入斜率补偿前, 电路工作占空比变化为

$$\Delta d'T_s = -\frac{\Delta I}{m_1} \quad (4-41)$$

引入斜率补偿后, 电路工作占空比变化为

$$\Delta dT_s = -\frac{\Delta I}{m_1 + m_a} \quad (4-42)$$

在我们的电路中, 如果在电感电流上引入干扰 ΔI , 那么此电流经过电流取样后变为 $\frac{\Delta I}{a}$, 然后此电流流过取样电阻 R_s 产生电压 $\frac{\Delta I}{a} R_s$, 于是我们可以得到电压

$$V_A = \frac{\Delta I}{a} R_s \quad (4-43)$$

根据公式 4-35, 可以得到电压 $V_B = m \frac{\Delta I}{a} R_s$ (4-44)

此电压会叠加在 CS_RAMP 波形上, 引起 CS_RAMP 波形的变化。而此变化便会使得占空比也发生改变,

$$\Delta dT_s = -\frac{m}{m_3} \frac{\Delta I}{a} R_s \quad (4-45)$$

其中 m_3 为 CS_RAMP 波形的斜率, 其值受电容 C1 和 C2 的影响。

比较等式 4-42 和 4-45 可得

$$m_1 + m_a = \frac{m_3}{m} a R_s \quad (4-46)$$

将式 4-39 和 4-40 代入可得

$$\frac{1}{2} v_{g_{\max}} \frac{D_{\max}}{D_{\max}'} \frac{1}{L_{\min}} + \frac{v_{g_{\max}}}{L_{\min}} = \frac{m_3}{m} a R_s \quad (4-47)$$

其中 $v_{g_{\max}}$, D_{\max} , D_{\max}' 和 L_{\min} 都是已知的, 而 m_3 为 CS_RAMP 波形的斜率, m 为 V_A 和 V_B 比值参数, a 为电感电流取样比例参数, R_s 为取样电阻阻值, 其都是可以在电路中设计的参数, 选择合适的参数便可以实现斜率补偿。

4.8 小结

本章通过对电流模式电路的优缺点引出了电路中引入斜坡补偿的原因, 然后通过一个例子来说明了干扰是如何被放大的; 于是便引出了斜率补偿的概念以及其实现方法和计算方法, 并通过对实际电路的计算来达到对斜率补偿概念更深的理解。

第五章 对反馈环路稳定性的研究

5.1 反馈环路振荡的原因

如图 5-1 所示，为 boost 开关稳压器的典型应用，带负反馈的系统。尽管芯片也会具备其它一些辅助功能，但对于系统稳定性问题，只要考虑误差放大器和脉宽调制器就可以了。

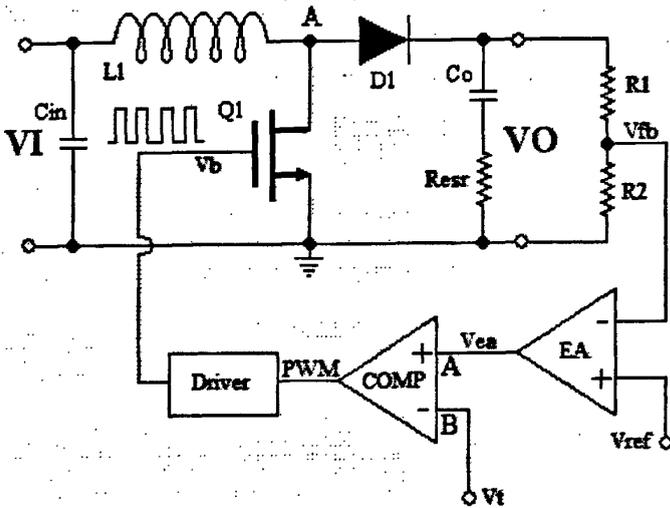


图 5-1, 带反馈的 boost 开关稳压器系统

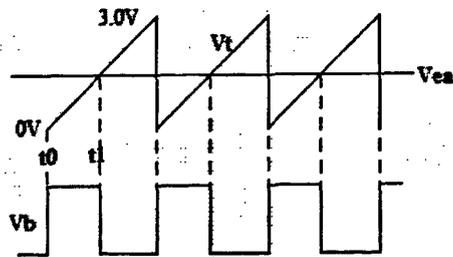


图 5-2, 带反馈的 boost 开关稳压器系统的主要节点波形

对于输出电压 V_o 的缓慢变化，系统自然是稳定的。由于输入电压或负载的变化，会引起 V_o 的缓慢变化，其变化通过电阻网络监测，输入到误差放大器 EA 的反相端，与 EA 同相输入端的参考电压进行比较，从而使 EA 的输出电压（也就是 PWM 比较器的 A 端输入电压） V_{ea} 产生微小变化，从而实现系统自动调节功能。

上述的 PWM 比较器，将直流电压 V_{ea} (A 端) 与 (B 端) 的三角波 V_t (幅值大约为 $0 \sim 3V$) 进行比较，得到矩形脉冲 (PWM 脉冲)，其脉冲宽度 t_{on} 等于从三角波开

始时刻 t_0 到直流电压 V_{oa} 与 B 端三角波相交时刻 t_1 的时间。此脉冲宽度确定了 PWM 芯片输出晶体管的导通时间，也就确定了功率晶体管的导通时间。

由于输出电压
$$V_o = V_i / (1 - D) = V_i / D' \quad (5-1)$$

输入电压 V_i 的缓慢上升将引起 V_o 的缓慢上升。 V_o 的上升引起反馈 V_{fb} 的上升，使 V_{oa} 变小。因为 $D = t_{on} / T$ ，而 t_{on} 是从三角波开始时刻到 t_1 的时间， V_{oa} 变小将导致 t_{on} 的减小，使 V_o 恢复到它的初始值。同理， V_i 的下降将导致的 t_{on} 增加，以保持 V_o 不变。

功率开关管的驱动信号是来自 PWM 芯片输出晶体管的信号经过放大得到的。不论从集电极或是发射极输出，都必须保证其极性正确，即当输出 V_o 上升时，导通时间 t_{on} 下降。

图 5-1 所示的电路是一个低频情况下的负反馈稳定系统。在系统内部存在着电压噪声或电压瞬时变化，它们是具有连续频谱的正弦傅里叶分量。噪声干扰的各分量经过输出滤波器，误差放大器和 PWM 比较器等各个环节，增益和相位都会发生变化。噪声干扰任意一个分量的增益和相位发生变化时，都可能会使系统由负反馈变成正反馈，从而引起下面所说的振荡。

5.2 系统振荡原理

考虑图 5-1 所示的 boost 变换器反馈系统。假设在某一时刻，环路在误差放大器的反相端断开，干扰噪声中所有的傅立叶分量，从误差放大器的反相端到其输出 V_{oa} ，再从 V_{oa} 到其输入 V_i ，然后输入再通过 L1, Co 滤波器返回到先前电路的断开处，会引起增益变化和相位变化。

现在假设，从 V_{fb} 注入一个频率为 f_1 的信号，经过环路各环节后，最后返回到 V_{fb} 处，形成一个环路响应。注入信号的相位和增益通过系统中各环节后会产生变化。如果经过环路后返回的信号，在相位和幅值上与初始信号完全一致，此时若闭合回路，并移去注入信号，电路将继续以频率 f_1 振荡，引起并维持振荡的信号，就是噪声频谱中频率为 f_1 的傅立叶分量。

5.2.1 电路稳定的增益准则

电路稳定的第一个准则是：在开环增益为 1 的频率（通常称为剪切频率，穿越频率或截止频率）处，系统所有环节的总开环相位延迟必须小于 360° 。在剪切频率处，总开环相位延迟小于 360° 的角度，称为相位裕量。

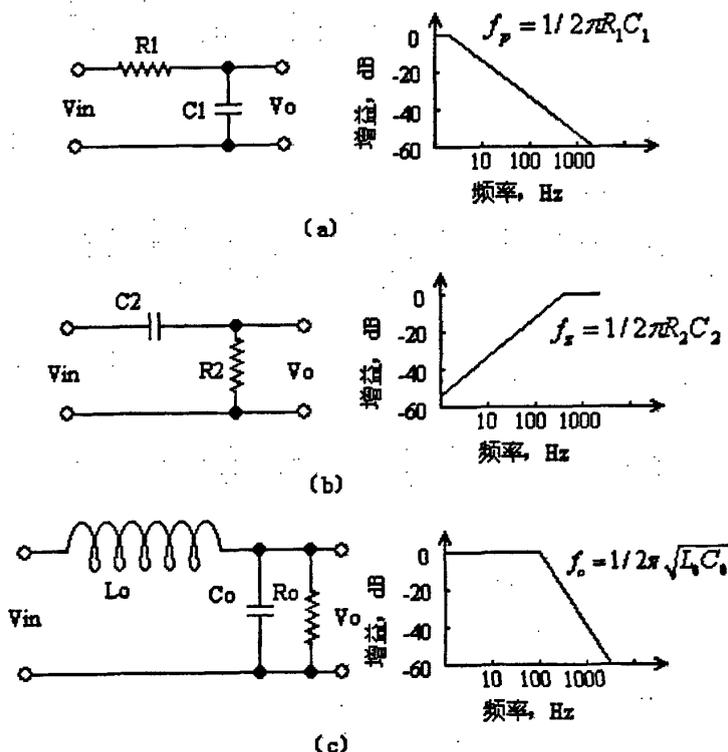
为了使系统中各器件工作在最恶劣的情况下，仍然保持稳定，通常的设计准则是，使系统至少有 $35^\circ \sim 45^\circ$ 的相位裕量。

5.2.2 电路稳定的增益斜率准则

首先引入普遍使用的专用术语来描述增益斜率。增益随频率变化的特性，通常被描绘在半对数坐标纸上，如图 5-3 所示。如果增益坐标变化的线性距离是 20dB（增益的数值变化 10 倍）时，频率也线性变化 10 倍，那么称该 $\pm 20\text{dB}/10$ 倍频程的特性曲线具有 ± 1 的斜率。因此，具有 $\pm 20\text{dB}/10$ 倍频程增益变化的电路，用 ± 1 的增益斜率表示。

输出和输入之间具有 -1 增益斜率（频率大于 $f_p = 1/2\pi R_1 C_1$ 时）的基本电路，是图所示的 RC 积分器电路。图 5-3 (b) 中的 RC 微分器，其输出与输入之间的增益斜率（频率小于 $f_z = 1/2\pi R_2 C_2$ 时）是 $+1$ ，或者说增益变化为 $20\text{dB}/10$ 倍频程。因为当频率增加或减少 10 倍时，容抗也增加或减少 10 倍，但电阻的阻抗保持不变，所以这样的电路具有 $20\text{dB}/10$ 倍频程的增益变化。

当输出电容器中没有等效阻抗（ESR）时，输出 LC 滤波电路（如图 5-3 (c)）具有 -2 （或者说有 $-40\text{dB}/10$ 倍频程）的增益斜率（频率大于 $f_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 时）。这是因为，当频率增大 10 倍时，电感的感抗增大 10 倍，而电容的容抗减小 10 倍。

图 5-3, 具有 $+1$, -1 和 -2 斜率的电路

对于图 5-3 (c) 中的 LC 滤波电路，我们假设 $k_1 = f/f_o$ 和 $k_2 = R_o/\sqrt{L_o/C_o}$ 。

由理论验证可以知道, 无论 k_2 取何值, 所有的增益曲线在高于转折频率 $f_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 时, 渐近线斜率近似为 -2 ($-40\text{dB}/10$ 倍频程)。我们称 $k_2 = 1.0$ 的电路为临界阻尼电路。临界阻尼电路的增益具有非常小的谐振峰值, 而且在转折频率 f_o 处, 会立即以 -2 的斜率开始下降。

$k_2 > 1$ 的电路称为欠阻尼电路, 欠阻尼 LC 滤波器的增益在频率 f_o 处, 有一个非常大的谐振峰值。

$k_2 < 1$ 的电路称为过阻尼电路。过阻尼的 LC 滤波器也渐进地趋近 -2 增益斜率。但若是一个严重过阻尼的滤波器, 则幅频曲线在转折频率 f_o 的 20 倍处, 才接近 -2 增益斜率。

从 LC 滤波电路的相移曲线我们可以看出, 对于任意的 k_2 值, 在转折频率 ($f_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$) 处输出和输入之间的相位延迟都是 90° 。但是欠阻尼滤波器 ($R_o > 5\sqrt{L_o C_o}$) 的相位延迟, 随频率变化得很快, 对于 $R_o = 5\sqrt{L_o C_o}$ 的相频曲线, $1.5f_o$ 频率处的相位延迟已经接近 170° 。

相比之下, 具有 -1 增益斜率的电路, 相位延迟不会超过 90° , 其相频特性的变化率远低于增益斜率为 -2 的电路。

由此得出系统稳定的第二个准则。第一个准则是在剪切频率处 (增益曲线过 0dB 点), 总开环相位延迟有小于 360° 相位裕量, 一般至少有 45° 。

系统稳定的第二个准则是, 为防止 -2 的增益斜率的电路相位快速变化, 系统的开环增益 (包括回路中所有环节增益之和) 曲线, 在剪切频率附近的增益斜率, 应为 -1 ($-20\text{dB}/10$ 倍频程)。

应当注意, 并不是绝对要求开环增益曲线在剪切频率附近的增益斜率必须为 -1 , 但是由于 -1 增益斜率对应的相频曲线相位延迟较小, 且变化相对较慢, 因此它能够保证当某些环节的相位变化被忽略时, 相频曲线仍将具有足够的相位裕量, 使得系统保持稳定。

稳定电路的第三个准则是, 提供所需的相位裕量, 在此规定为 45° 。

要满足上述的三个准则, 必须知道怎样计算电路中所有环节的增益和相位延迟。这些都将在后面的章节中说明。

5.2.3 LC 输出滤波器的增益特性

由于大部分电路拓扑中都会含有 LC 输出滤波器, 所以了解 LC 输出滤波器增益特性是非常重要的。它确定了误差放大器的增益特性和相频特性的形状, 从而使系统稳定的三个准则得到满足。

输出负载电阻不同时, 输出 LC 滤波器的增益特性如图 5-4 所示。这里假设输出电容不含等效串联电阻 (ESR)。为了便于讨论, 假设输出滤波器处于临界阻尼,

即。如果系统在临界阻尼时是稳定的，那么在其它负载情况下也是稳定的。当然，该系统更适于工作在轻载 ($R_o \gg \sqrt{L_o/C_o}$) 情况下，因为在 LC 转折频率 ($f_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$) 处，增益存在谐振峰值。

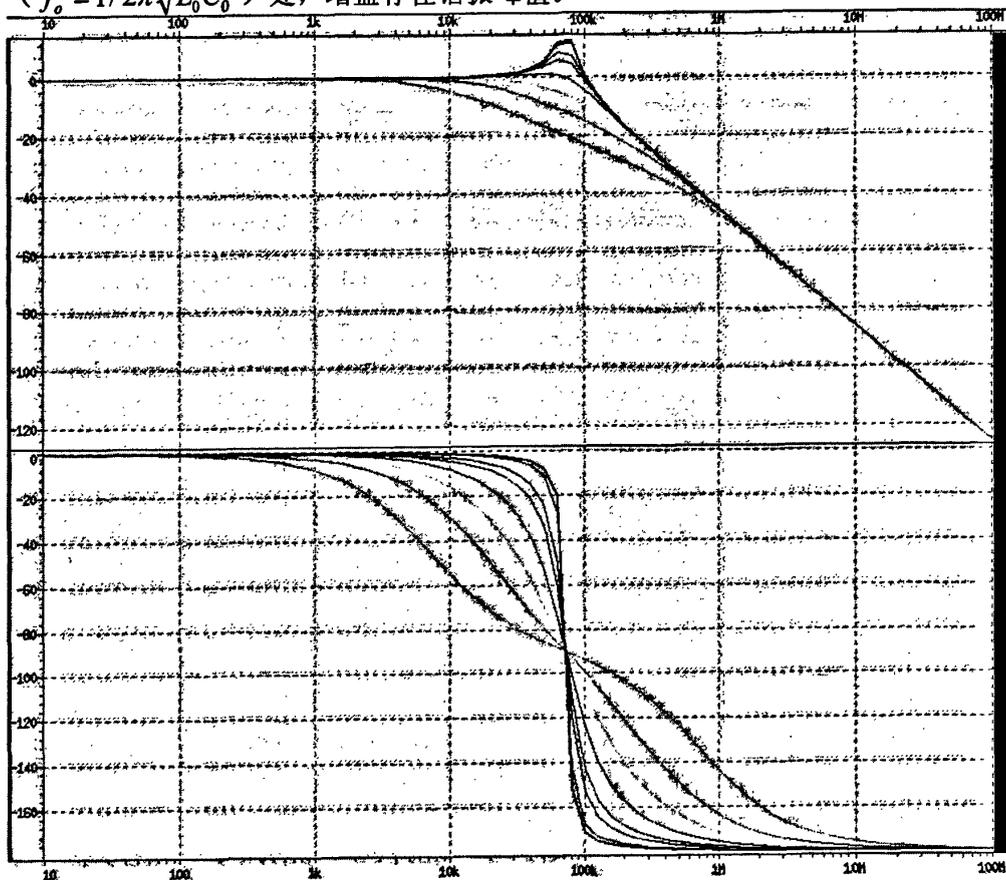


图 5-4. 输出负载电阻不同的 LC 输出滤波器的增益相位特性

没有 ESR 的 LC 输出滤波器的增益特性，绘制成图 5-5 (a) 中的曲线 12345 段，从图 5-5 中可以看出，在频率小于转折频率 $f_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 的低频段内，增益为 0dB (数值增益为 1)，在低频段， C_o 的阻抗远大于 L_o 的，同时输出输入增益为 1。

频率超过转折频率 f_o 以后， C_o 的容抗以 20dB/10 倍频程的速率减小，同时 L_o 的感抗以 20dB/10 倍频程的速率增大，使增益斜率为 -40dB/10 倍频程的速率，或者说以 -2 的速率下降。当然在转折频率 f_o 处，由 0dB 变到 -2 斜率并不像图中所示的那么陡峭。实际的增益曲线在 f_o 之前平滑地离开 0dB，在 f_o 之后快速渐进 -2 斜率。但为了方便讨论，图 5-5 中所示的增益曲线 12345 段具有较陡峭的斜率。

大多数输出滤波电容器都含有一个串联电阻 R_{esr} ，如图 5-5 (b) 所示，这将改变输出和输入端之间的增益特性。

在大于 f_o 的较低频率范围内，的阻抗远大于 R_{esr} 。这时，从 V_o 到地唯一的有

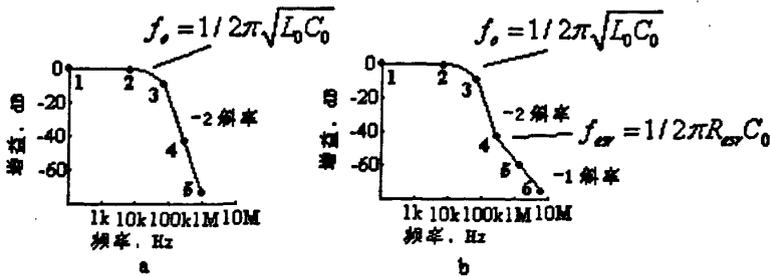


图 5-5, 不含 ESR 的 LC 滤波器增益特性和含有 ESR 的增益特性

效阻抗是 C_0 的阻抗。在这个频率范围内, 增益仍以 -2 斜率下降。在较高频率处, C_0 的阻抗小于, 从 V_0 到地的有效阻抗只有 R_{esr} 。因此在这个频率范围内, 电路可看作 LR 电路而不是 LC 电路。 L_0 的阻抗以 20dB/10 倍频程速率增大, 而 R_{esr} 保持不变, 故在此频率范围内, 增益以 -1 斜率下降。

增益斜率由 -1 到 -2 的转折点在频率 $f_{cr} = 1/2\pi R_{esr} C_0$ 处, 增益曲线 G_{LC} 如图 5-5 (b) 中的曲线的 123456 段所示。增益斜率以 -2 到 -1 的转折也是渐进的, 但可将其近似为如图所示的变化过程。

5.2.4 脉宽调制器的增益

在图 5-1 中, 从误差放大器的输出到输出电压 V_0 (电感的输出端电压) 的增益称为 PWM 增益, 用 G_{PWM} 表示。

PWM 增益是一种电压增益, 这是因为 V_{ea} 处的电压与误差放大器的 V_{fb} 输入电压成正比, 而 V_{ea} 与 PWM 脉宽成正比, 同时脉宽与 V_0 成正比。

增益 G_{PWM} 的意义和幅值大小说明如下。在图 5-2 中, PWM 调制器将直流电压 V_{ea} 与一个幅值为 3V 的三角波 V_t 进行比较, 然后输出脉宽可调的脉冲。

图 5-2 中, 当 V_{ea} 位于三角波底部时, 脉冲导通时间或脉宽为零。因此输出电压 V_0 为输入电压 V_I 。这是因为

$$V_o = V_i / (1 - t_{on} / T) \quad (5-2)$$

然后我们知道

$$t_{on} / T = v_{ea} / 3 \quad (5-3)$$

于是我们可以得到 V_0 和 V_{ea} 之间的调制器直流电压增益 G_m 为

$$G_m = -3V_i / (3 - v_{ea})^2 \quad (5-4)$$

由公式 5-4 我们可以发现该增益与频率无关。

5.2.5 LC 输出滤波器加调制器和采样网络的总增益

在图 5-1 中, 由于采样网络 R_1, R_2 的存在, 有一个增益衰减 (损失) G_s 。

综上所述, 输出 LC 滤波器增益 G_f 加上调制器增益 G_m , 再加上采样网络增益 G_s , 所得总增益 G_t (以分贝表示), 如图 5-6 所示, 从 0 到 $f_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 的低频范围内, 增益 G_t 等于 $G_t = G_m + G_s$ 。在转折频率 f_o 处, 增益转折为 -2 的斜率, 该斜率一直保持到频率 f_{cr} , 此时 C_o 的容抗等于 R_{cr} 。在频率 f_{cr} 处, 增益 G_t 转折为 -1 斜率。

通过这条曲线, 再根据系统稳定的三个准则, 就可以确定误差放大器的增益和相频特性。

5.3 误差放大器幅频特性曲线的设计

系统稳定的第一个准则是, 在剪切频率 f_{co} 处 (开环增益 0dB 处), 总开环相位延迟必须小于 360° 。在这里, 相位裕量取为 45° 。

设计步骤: 首先确定剪切频率 f_{co} , 因为系统开环增益在此频率处为 0dB, 所以 (对象确定后) 必须选定误差放大器增益, 使系统总开环增益在此频率处为 0dB; 然后设计误差放大器增益斜率, 使系统总开环增益曲线, 在剪切频率附近的斜率为 -1; 最后调整误差放大器的增益曲线, 以获得所需的相位裕量。

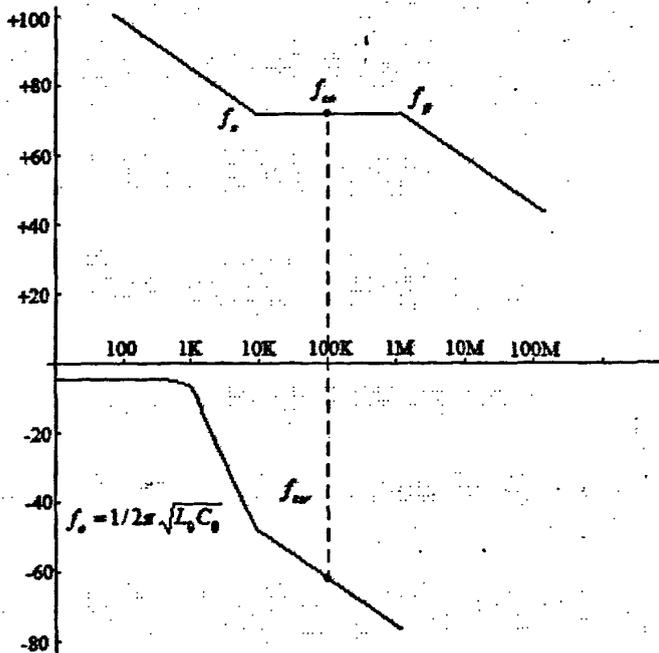


图 5-6, 误差放大器和除误差放大器外系统总开环增益曲线图

为了保证系统稳定, 根据采样定理, 剪切频率 f_{∞} 必须小于开关频率的 $1/2$ 。但实际上 f_{∞} 必须远远小于开关频率的 $1/2$, 否则在输出中就会有大的开关纹波。因此, 通常将设计为开关频率的 $1/4 \sim 1/5$ 。

参考图 5-6, 增益是由 LC 滤波器加 PWM 调制器再加上采样网络的增益总和。假设图 5-1 中的输出滤波器的电容器含有 ESR, 这使得在频率 $f_{esr} = 1/2\pi R_{esr} C_0$ 处, 增益斜率将从 -2 转折到 -1。假设此时剪切频率为开关频率的 $1/4$, 即可求出这点的分贝数 (同样是增益 G_i 的倒数)。

在大多数情况下, 输出电容含有 ESR, f_{esr} 低于剪切频率 f_{∞} 。因此, 在剪切频率 f_{∞} 处, 增益曲线 $G_i = G_{LC} + G_{PWM} + G_s$ 的斜率为 -1。

当增益用分贝来表示时, 各串联环节的增益和增益斜率是相加的。因此, 取剪切频率为开关频率时的 $1/4$, 误差放大器在 f_{∞} 的增益必须等于此频率处增益 $G_i = G_{LC} + G_{PWM} + G_s$ 的负分贝数 (数值上, 两者是倒数关系)。

放置剪切频率 f_{∞} 在所期望的点, 如果误差放大器在的增益斜率是水平的, 由于增益 G_i 的曲线在 f_{∞} 处斜率已经为 -1, 因此误差放大器曲线斜率加上增益 G_i 曲线斜率之和, 在剪切频率 f_{∞} 处的斜率为 -1, 已同时满足了系统稳定的第二个准则。

在处, 误差放大器的增益等于的倒数, 同时斜率为 0。这样的增益特性, 可以采用具有一个输入电阻和一个带反馈网络的运算放大器实现; 当然我们还有另外一种放大器可以实现, 这将在以后的章节中介绍。

系统总开环增益是误差放大器与增益 G_i 的总和, 如果误差放大器的增益始终保持恒定, 直到频率减小为 0, 在频率为 120Hz (美国交流电网整流后的纹波频率) 处, 系统开环增益不会太大。但是一般希望在输出端, 电网纹波 (120Hz) 能够减小到非常低的水平。为使频率 120Hz 的纹波衰减到足够小, 在此频率处的开环增益应当尽可能的大。因此在剪切频率 f_{∞} 左端的某一频率开始, 随着频率降低, 误差放大器的增益应迅速增加。

现在讨论图 5-5 中剪切频率 f_{∞} 右边的高频部分。如果误差放大器增益曲线保持水平, 则在高频范围内, 总的开环增益会比较大。但是, 在高频段并不希望有很大的增益, 因为这样会使高频噪声干扰在系统中放大, 并传递到输出端, 使系统抗噪声性能降低。因此在高频范围内增益应当降低。

我们可以从图 5-5 中看出, 从频率 f_{∞} 到频率 $f_p = 1/2\pi R_2 C_2$ 段, 增益特性是水平的, 在频率 f_p 处, 增益曲线转折, 然后以 -1 斜率下降。在高频范围内较低的增益可以防止高频噪声尖峰传递到输出端。

选择转折频率 f_z 和 f_p , 使他们满足 $f_{\infty}/f_z = f_p/f_{\infty}$ 。 f_z 与 f_p 离得越远, 在剪切频率处的相位裕量越大。大的相位裕量是设计中所期望的, 但是如果 f_z 选的太低, 在 120Hz 处的低频增益将会比选择较高频率时的低。这样 120Hz 纹波衰减效果将会很差。如果 f_p 选的太高, 高频增益比选择较低 f_p 时的大, 输出端将会有更

高的幅值高频噪声尖峰。

因此，增加 f_z 和 f_p 之间的距离，会获得较大的相位裕量；减小 f_z 和 f_p 之间的距离，会更好的衰减 120Hz 的纹波，并抑制高频噪声尖峰。必须在两者之间寻求最佳的折中。

5.4 跨导误差放大器

很多普遍使用的 PWM 芯片，具有跨导型误差放大器。由于本电路中就是采用的跨导误差放大器，所以重点介绍。

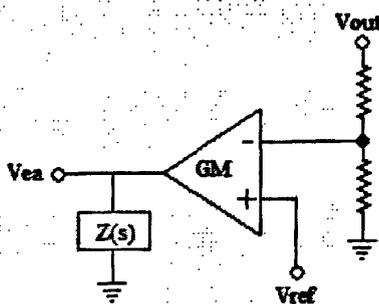


图 5-7, 跨导误差放大器的结构

如图 5-7 所示，GM 误差放大器将电流驱动到一个滤波器网络 Z_o ，产生频率补偿电压 V_{ea} ，用来控制调制器级。注意， V_o 对 V_{ea} 的增益是反馈比的函数。所以，使用这类电路，随着 V_o 减小，稳压器的回路增益将会增加。还要注意到，改变误差放大器的增益会直接影响到回路增益。

跨导 g_m 是指每单位输入电压的变化引起的输出电流的变化，即

$$g_m = \frac{dI_o}{dV_{in}} \quad (5-5)$$

同时对于输出点到地之间的并联阻抗 Z_o ，有

$$dV_o = dI_o Z_o = g_m dV_{in} Z_o \quad (5-6)$$

或增益

$$G = \frac{dV_o}{dV_{in}} = g_m Z_o \quad (5-7)$$

在大多数情况下，若要得到如图 5-8 (a) 所示的误差放大器的增益特性，则可以采用图 5-8 (b) 中所示的网络结构。

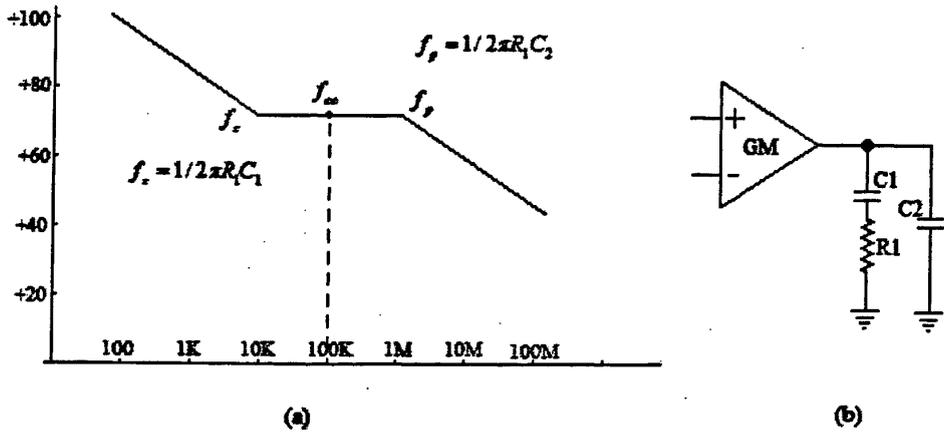


图 5-8, 与误差放大器对应增益曲线的负载网络结构

在低频段, C_1 的阻抗远大于 R_1 。这时相当于 C_1 , C_2 并联接地。这使得原来的极点移到更低的频率点, 且在这个更低的频率点之后, 增益重新开始以 -1 的斜率下降。在频率 $f_z = 1/2\pi R_1 C_1$ 处, C_1 的阻抗等于 R_1 , 配置一个零点, 增益斜率变为幅值为的水平线。而在频率 $f_p = 1/2\pi R_1 C_2$ 处, C_2 的阻抗等于 R_1 , 配置的极点使增益斜率变为 -1 。

5.5 实际电路中对 GM 放大器的设计

本电路由于其开关频率为 1.2MHz , 故选择其剪切频率为其 $1/4$ 左右, 即 300kHz 左右。 f_z 和 f_p 的位置可以通过前面介绍的方法进行仿真设计, 本文就不再详细阐述了。

从经济的角度出发, 电路中使用了内部误差放大器。并且由于本电路用于低压的升压型开关稳压器, 所以其补偿网络也设置于内部。这样子便可以在外部 PCB 应用时少放置几个组件, 节省了 PCB 板的面积; 同时也可以使 IC 少了个 I/O 接口, 节省了成本。但是也使得 IC 的应用范围变小了。

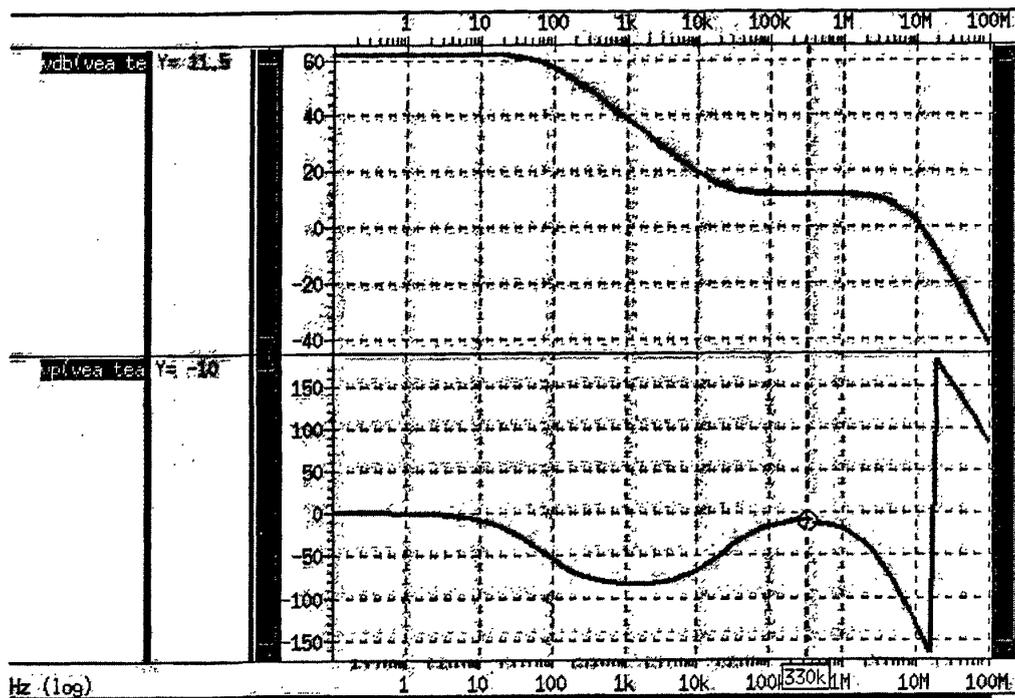


图 5-9, 实际跨导误差放大器的增益相位特性曲线

5.6 电路整体仿真及分析

本电路的典型应用如下图 5-10 所示

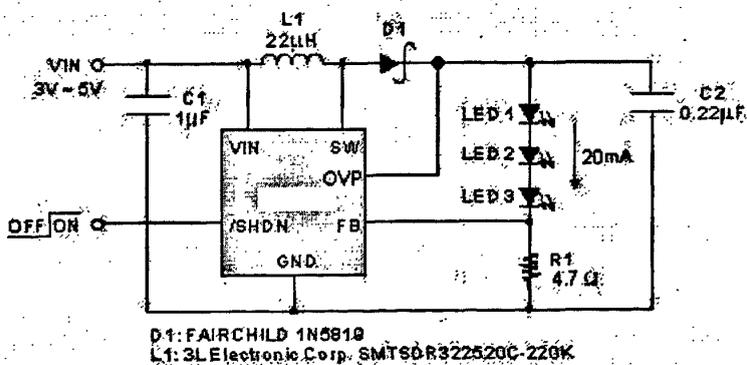


图 5-10, 电路典型应用图

典型情况下的仿真分析, 以及其关键点的波形图。

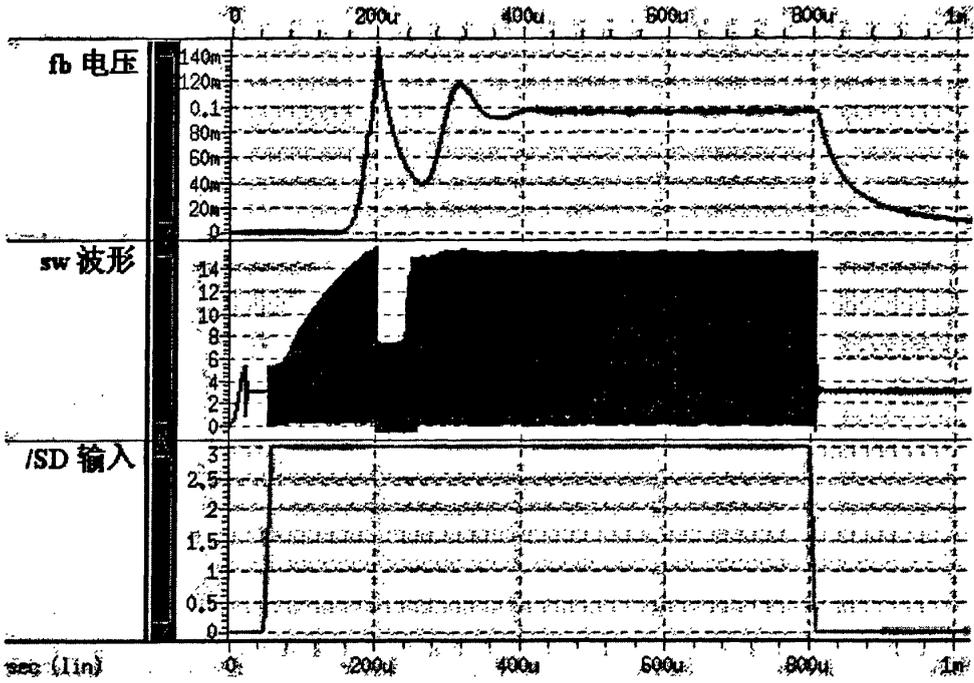


图 5-11, 电路从启动到稳定到关断的 fb, sw 波形

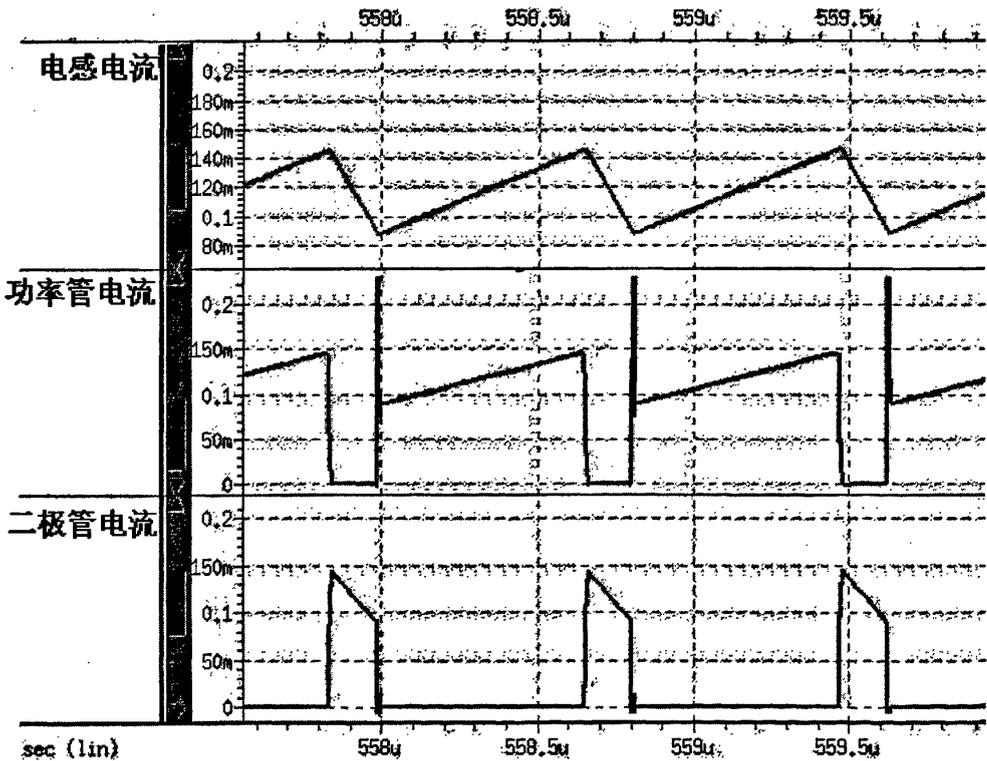


图 5-12, 稳定时电感电流, 功率管电流, 二极管电流波形

由图 5-11 我们可以看出, 整体电路仿真后, V_{fb} 波形在经过两个波峰后便稳

定了。说明电路的瞬态响应还是比较快的。然后我们可以从图 5-12 中看到其电感电流，功率管电流和二极管电流波形都跟电路设计中所预想的一样。

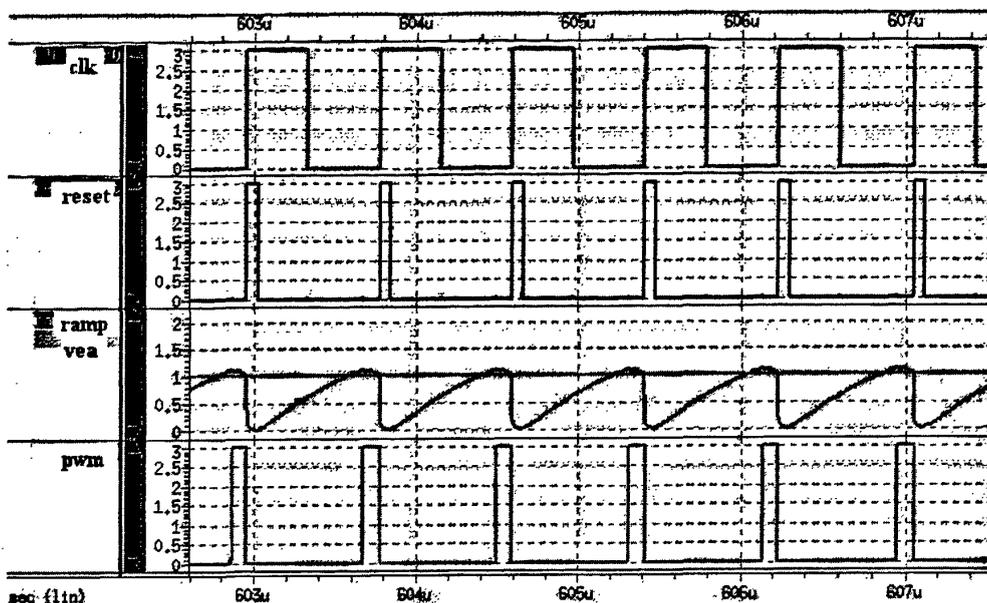


图 5-13, IC 内部关键节点信号波形

图 5-13 为电路中各关键模块的输出波形。其中时钟信号 `clk` 和复位信号 `reset` 是由振荡器产生的。而 RAMP 模块和 GM 模块分别输出电压 `ramp` 和 `vea`，这两个电压然后送到比较器进行比较，其输出便为 `pwm` 波形。

当然，我们为了保证流片出来的 IC，能够正常工作，会仿真电路的各个 corner。仿真发现，就算电路工作在各个 corner 下，电路仍能正常工作，使得输出负载 WLED 上的电流保持恒定。

5.7 小结

本章首先介绍了一个反馈系统产生振荡的原因。然后从其振荡产生原理入手，详细叙述了如何分析一个系统以及如何设计误差放大器使得系统稳定；最后我们通过对误差放大器的一种类型-跨导误差放大器的描述以及设计分析方法，让我们对系统稳定性原理有了更深的理解。

第六章 版图设计

版图设计是按照器件的要求和工艺条件,选择合适的尺寸,确定图形,合理布局、布线,并按照工艺流程设计出一套光刻掩摸版。版图设计的一般规则是:

- (1) 版图应该满足功能需要;
- (2) 元器件的设计满足电路性能要求;
- (3) 采用的设计规则是工艺允许的;
- (4) 布局紧凑、芯片利用率高;
- (5) 尽可能考虑寄生参数的影响;
- (6) 力求达到最佳成品率;
- (7) 按规定排列压点。

决定单元布局的因素分为图形的和电学的两类,图形因素只与工艺的分辨率和最小的允许尺寸有关,电学因素则与规定的极限(例如漏源击穿特性和金属线所允许的电流密度)有关。一般把这两种影响单元布局的因素归纳成设计规则。

6.1 版图设计对电路性能的影响

MOS 集成电路的性能指标和正常工作主要是靠正确的电路设计来保证,但是,版图设计对电路的性能指标和正常工作也有很大影响,这主要是集成电路中的寄生效应,如寄生电阻,寄生电容,及寄生沟道等,是与版图结构有关的。在电路设计中,往往没有考虑这些寄生参量,即使考虑了,也往往不具体。所以在版图设计中,必须考虑这些寄生参量对电路工作和性能的影响。

6.1.1 导电层的选择

采用硅栅工艺,实现“两层半”布线,更为灵活。但是,在具体的操作中导电层的选择不是随意的。现对各导电层进行比较。

金属层:金属层具有输送较大电流的能力,电压降较低,主要用于分配电源和信号的全局传送;薄层电阻小。寄生电容小。

多晶硅层:多晶硅层薄层电阻高;寄生电容中等;IR 压降大,RC 乘积属中等范围,一般不采用长的多晶硅连线。

扩散层:扩散层薄层电阻中等;扩散层和衬底之间有较大电容,因此难于驱动,应尽量少用。

6.1.2 防止闩锁效应

一般在版图上可采用以下的措施来抑制闩锁效应:

(1) 合理布置电源接触孔, 减小横向电流和电阻。譬如: 采用接衬底的环形 VDD 电源线; 增加 VDD 和 VSS 的接触孔, 增大接触面积等。

(2) 在阱与 PMOS 的 P+漏区与 P 阱之间安排一个接地的, 由 P-和 P+组成的伪收集区域。它可收集由 PNP 管发射极注入进来的空穴, 阻止向 NPN 管基区注入, 减小了 β_{PNP} 。

(3) 采用保护环可以有效地降低横向电阻、电流, 同时使 PNP 的基区加宽, β_{PNP} 下降。

(4) 阱区与 PMOS 距离尽量拉大。

6.2 版图设计规则和设计技巧

版图设计规则是对用于制造集成电路的掩模图形所制定的规则, 这些规则在电路设计师和工艺工程师之间建立起一种有效的联系手段。它的主要目的是使得设计规范化, 并且在不影响电路可靠性的前提下, 利用这些规则尽可能减小器件的几何尺寸。

一般来说, 设计规则往往在性能和造价之间提供一种最好的折衷方案, 设计规则越保守, 电路就越能完成其设计功能; 然而, 设计规则愈带冒险性, 就愈有可能在某些方面显著改善性能的同时得付出可能十分高昂的代价。

对设计者来说, 设计规则给出了版图设计的几何限制。必须指出, 设计规则并不是正确与否的界限。它是一种规则, 按此规则制成的产品通常能符合设计要求, 但也可能为了达到某些特定要求而不得不违反设计规则。尽管如此, 过分和经常背离设计规则总会严重妨碍设计取得成功。下面简单的列举一些在版图设计中用到的技巧:

1. 布局要合理: (1) 引出端分布是否便于使用或与其它相关电路兼容, 是合管壳引出线排列要求。(2) 特殊要求的单元是否安排合理。(3) 布局是否紧凑, 以节约芯片面积, 一般尽可能设计成方形。(4) 考虑到热场对器件工作的影响, 应该注意电路温度分布是否合理。

2. 单元配置要恰当: (1) 多用并联形式, 如或非门, 少用串联形式, 如与非门。(2) 大跨导管采用梳状或马蹄形, 小跨导管采用条状图形, 使图形排列尽可能规整。

3. 布线要合理: (1) 扩散条/多晶硅互连多为垂直方向, 金属连线为水平方向, 电源地线采用金属线, 与其它金属线平行。(2) 长连线选用金属。(3) 多晶

硅穿过 AL 线下面时，长度尽可能短，以降低寄生电容。(4) 注意 VDD, VSS 布线，连线要有适当的宽度。(5) 容易引起“串扰”的布线，一定要远离，不可靠拢平行排列。

6.3 本电路版图结构

如图 6-1 所示为此电路的版图大体结构位置图。在版图设计中结合具体电路功能块的结构和版图规则的要求，进行了合理的单元配置和布局布线。完成了版图的具体设计，并做了相关的 DRC 和 LVS 规则检查。

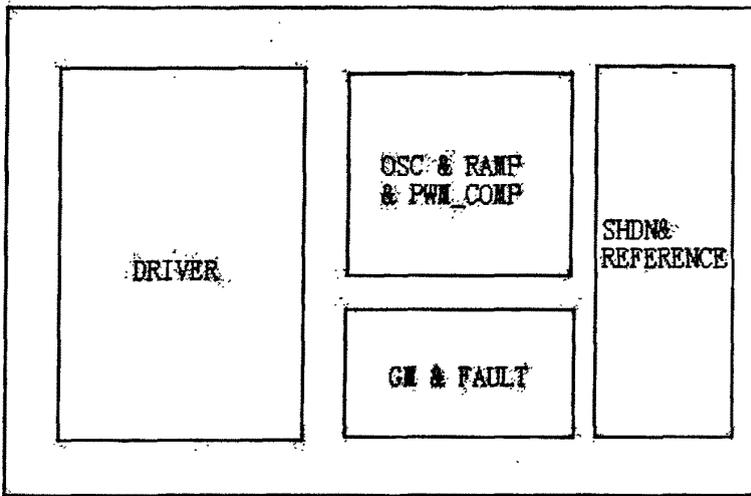


图 6-1. IC 各模块在版图中的位置图

6.4 小结

本章主要介绍了版图设计对电路的影响以及版图设计规则和设计技巧，最后给出了本电路的各模块大体布局图。

第七章 结论

本人在电路设计过程中，对基本电路进行了一定的研究。并在企业导师的带领下对斜率补偿以及系统稳定等一些系统方面做了一些比较深入的探讨研究，从而对本人在基本电路以及系统等各方面的能力有了很大的提升。特别是小信号分析方面，让自己有了一定的系统的了解及分析能力。

电路从前端到后端（除版图设计外），以及后期的测试及电路 DEBUG 的整个设计过程都是由作者本人负责完成的。由于本人的工作能力及经验有限，所以导致电路在流片过程中出现一些问题，导致电路有一些 BUG。但现在问题已经基本解决，并在进一步测试中。

同时由于本人的水平有限，对其中的某些关键问题并未能进行深入的分析研究。文中定有许多不足之处，敬请各位老师和读者不吝赐教。

致谢

值此论文完成之际，谨向给予过我指导、关心和帮助的人们表示最衷心的感谢。

首先深深地感谢我的导师吴玉广教授。吴老师扎实的学术理论、严谨的治学态度、不懈的进取精神、和蔼可亲的待人态度都给我留下了难以磨灭的印象，并给我树立了一个光辉的榜样；导师宽容、正直、严谨、睿智的品质将是我今后追求的目标。

特别感谢孙晓良高级工程师。他一直以扎实的专业知识、严谨的工作态度对我严格要求和悉心指导，也正是他无微不至的关心和指导，才使我得以完成本论文的大量工作。而且在为人处事上给予我谆谆教诲，开阔了我的眼界，让我受益终生。

感谢 CAD 部门的龚贤藩高级工程师对我生活和工作上的关心指导。龚大叔和蔼可亲的待人态度和务实的工作作风，给我留下深刻的印象。

感谢 LED 驱动设计组中的刘玲、王小明、梁超、邓小兵等诸位同事在工作上所给予的帮助，和他们的探讨与交流，令我不断开拓视野，受益匪浅。

感谢我的同学肖明、魏建宾、陈思军、熊巍巍、郭建海等诸位和我一起来深圳实习的同学，正是由于他们在我学习和生活所给予的帮助，使我不断的完善自己，认识你们是我人生中最大的财富。

最后将论文献给我的父母，他们的长期鼓励、支持和无私的爱是我求学的强大精神和物质支柱，在我人生的每一个重要关头都有他们深切的关注和指引，他们正直、勤劳、善良的性格必将影响我的一生！

参考文献

- 【1】 Robert W.Erickson,Dragon Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. NETHERLANDS:Kluwer Academic Publishers, 2001. P439-P482.
- 【2】 Paul R.Gray,Paul J.Hurst,Stephen H.Lewis 等, 张晓林等译. 模拟集成电路的分析与设计. 第四版. 高等教育出版社, 2005.
- 【3】 Phillip E.Allen,Douglas R.Holberg 等, 冯军, 李智群译. CMOS 模拟集成电路设计. 第二版. 电子工业出版社, 2005 年.
- 【4】 Abraham I.Pressman 等, 王志强等译. 开关电源设计. 第二版. 北京: 电子工业出版社, 2005. P7-P22, P97-P140, P292-P324.
- 【5】 Keith Billings 等, 张占松等译. 开关电源手册. 第 2 版. 北京: 人民邮电出版社, 2006. P434-P465.
- 【6】 王彬, 张东来, 李彩生. 开关电源驱动信号斜率补偿的研究. 通信电源技术. 2005 年, 8 月, 22 卷 (4 期). P1-P4.
- 【7】 高原, 邱新芸, 汪晋宽. 峰值电流控制开关电源斜坡补偿的研究. 仪器仪表学报. 2003 年, 8 月, 24 卷 (4 期增刊). P118-P120.
- 【8】 Behzad Razavi. 模拟 CMOS 集成电路设计. 西安: 西安交通大学出版社, 2003.
- 【9】 Wei Tang,Raymond B.Ridley. Charge Control:Modeling,Analysis,and Design.IEEE transactions on power electronics.1993 年, 8 月, 8 卷 (期). P396-P403.
- 【10】 Hiroki Sakurai,Yasuhiro Sugimoto. Design of a Current-mode,MOS,DC-DC Buck Converter with a Quadratic Slope Compensation Scheme. IEEE. 2005 年,7 月, 卷 (期). P671-P674.
- 【11】 Raymond B.Ridley. A New,Continuous-Time Model For Current-Mode Control. IEEE transactions on power electronics.1991 年, 4 月, 6 卷 (2 期). P271-P280.
- 【12】 R.D.Middlebrook. Modeling Current-Programmed Buck and Boost Regulators. IEEE transactions on power electronics.1989 年, 1 月, 4 卷 (1 期). P36-P52.
- 【13】 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. 2004 年, 1 月, 39 卷 (1 期). P3-P14.
- 【14】 Marian K.Kazimierczuk. Transfer Function of Current Modulator in PWM Converters with Current-Mode Control. IEEE transactions on circuits and systems-I: Fundamental theory and applications. 2000 年, 9 月, 47 卷 (9 期). P1407-P1412.
- 【15】 王学智. 开关电源的原理和发展趋势. 黑龙江科技信息. 2007 年, 6 月, 卷 (S 期). P21-P21.
- 【16】 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 修订版. 电子工业出版社, 2004.
- 【17】 孙肖子, 张企民等. 模拟电子技术基础. 西安电子科技大学出版社, 2000.
- 【18】 赵建统, 薛红兵, 梁树坤. 当今电源产业及电源技术的发展趋势. 电源技术应用. 2004 年, 7 卷 (11 期). P689-P692.
- 【19】 方佩敏. 白色 LED 驱动器的发展概况. 今日电子. 2005 年, 卷 (9 期). P54-P59.
- 【20】 李彦锋, 刘晨阳. 低压大电流开关电源的设计. 电源技术应用. 2002 年, 5 卷 (12 期). P5-P7.
- 【21】 郭家荣, 孟祥瑞, 周耀. DC-DC 开关电源管理芯片的设计. 微计算机信息. 2005 年, 卷 (01 期). P152-P153.
- 【22】 Cecil Deisch. Slope Compensation for Mild Inductor Saturation. Power Electronics Technology. 2006 年, 8 月, 卷 (8 期). P40-P41.
- 【23】 H. D. Venable. Current mode control, Venable Instruments Inc. Technical Paper TP-05.
- 【24】 Bill Andreyckak. Practical Considerations in Current Mode Power Supplies. Unitrode Application Note U-111. 1999 年, 9 月.
- 【25】 贾政亚, 张丽燕, 黄云川. 一种轨至轨输入的低压低功耗运放的设计. 成都电子机械高等专科学校学报. 2005 年, 卷 (2 期). P13-P16.
- 【26】 Alan Hastings. 模拟电路版图的艺术 (英文影印版). 清华大学出版社, 2004.

作者在硕士期间的研究成果

参与科研项目：

普诚科技（深圳）有限公司产品项目—白光 LED 驱动集成电路芯片（反向设计），主要负责各子模块的分析仿真和优化，使得各子模块性能达到要求，整体模块的重新搭建以及仿真分析优化，以及后期的流片和 DEBUG 测试。

附录A 关于光强度, 光亮度, 光通量, 光照度

1967年法国第十三届国际计量大会规定了以坎德拉、坎德拉/平方米、流明、勒克斯分别作为发光强度、光亮度、光通量和光照度等的单位, 为统一工程技术中使用的光学度量单位有重要意义。为使您了解和使用便利, 以下将有关知识做一简单介绍:

1) 烛光、国际烛光、坎德拉 (candela) 的定义

在每平方米 101325 牛顿的标准大气压下, 面积等于 1/60 平方厘米的绝对“黑体”(即能够吸收全部外来光线而毫无反射的理想物体), 在纯铂 (Pt) 凝固温度 (约 2042K 获 1769℃) 时, 沿垂直方向的发光强度为 1 坎德拉。并且, 烛光、国际烛光、坎德拉 三个概念是有区别的, 不宜等同。从数量上看, 60 坎德拉等于 58.8 国际烛光, 亥夫纳灯的 1 烛光等于 0.885 国际烛光或 0.919 坎德拉。

2) 发光强度与光亮度

发光强度简称光强, 国际单位是 candela (坎德拉) 简写 cd。Lcd 是指光源在指定方向的单位立体角内发出的光通量。光源辐射是均匀时, 则光强为 $I=F/O$, O 为立体角, 单位为球面度 (sr), F 为光通量, 单位是流明, 对于点光源由 $I=F/4$ 。光亮度是表示发光面明亮程度的, 指发光表面在指定方向的发光强度与垂直且指定方向的发光面的面积之比, 单位是坎德拉/平方米。对于一个漫散射面, 尽管各个方向的光强和光通量不同, 但各个方向的亮度都是相等的。电视机的荧光屏就是近似于这样的漫散射面, 所以从各个方向上观看图像, 都有相同的亮度感。

以下是部分光源的亮度值: 单位 cd/m^2

太阳: 1.5×10^8 ; 日光灯: $(5-10) \times 10^3$; 月光 (满月): 2.5×10^3 ;

黑白电视机荧光屏: 120 左右; 彩色电视机荧光屏: 80 左右。

3) 光通量与流明

光源所发出的光能是向所有方向辐射的, 对于在单位时间里通过某一面积的光能, 称为通过这一面积的辐射能通量。各色光的频率不同, 眼睛对各色光的敏感度也有所不同, 即使各色光的辐射能通量相等, 在视觉上并不能产生相同的明亮程度, 在各色光中, 黄、绿色光能激起最大的明亮感觉。如果用绿色光作水准, 令它的光通量等于辐射能通量, 则对其它色光来说, 激起明亮感觉的本领比绿色光为小, 光通量也小于辐射能通量。光通量的单位是流明, 是英文 lumen 的音译, 简写为 lm。绝对黑体在铂的凝固温度下, 从 $5.305 \times 10^3 cm^2$ 面积上辐射出来的光通量为 1lm。为表明光强和光通量的关系, 发光强度为 1 坎德拉的点光源在单位立体

角（1 球面度）内发出的光通量为 1 流明。一只 40W 的日光灯输出的光通量大约是 2100 流明。

4) 光照度与勒克斯

光照度可用照度计直接测量。光照度的单位是勒克斯，是英文 lux 的音译，也可写为 lx。被光均匀照射的物体，在 1 平方米面积上得到的光通量是 1 流明时，它的照度是 1 勒克斯。有时为了充分利用光源，常在光源上附加一个反射装置，使得某些方向能够得到比较多的光通量，以增加这一被照面上的照度。例如汽车前灯、手电筒、摄影灯等。

以下是各种环境照度值：单位 lux

黑夜：0.001—0.02；月夜：0.02—0.3；阴天室内：5—50；阴天室外：50—500；

晴天室内：100—1000；夏季中午太阳光下的照度：约为 10^9 次方；

阅读书刊时所需的照度：50—60；家用摄像机标准照度：1400。

附录B 工艺及 SPICE 模型

1 MOS 的最小尺寸

表 B-1, MOS 的最小尺寸

Device	LV NMOS	LV PMOS	LD NMOS
Min. L(um)	0.5	0.55	1.9
Min. W(um)	0.5	0.5	5

2 MOS I-V 曲线

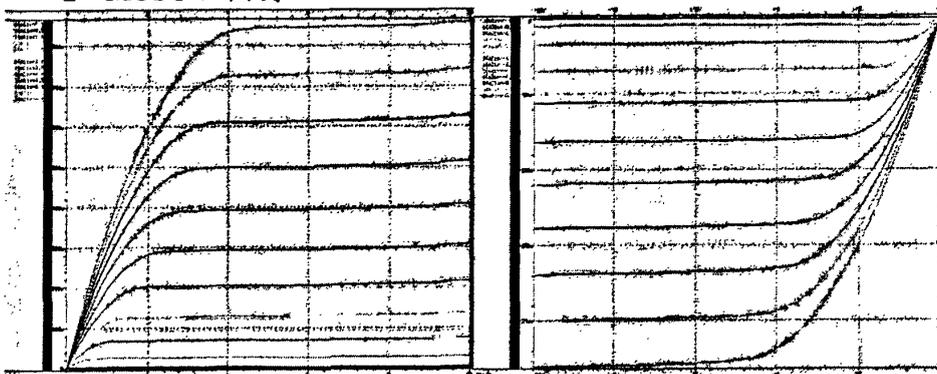


图 B-1, LV NMOS 仿真 I-V 曲线

图 B-2, LV PMOS 仿真 I-V 曲线

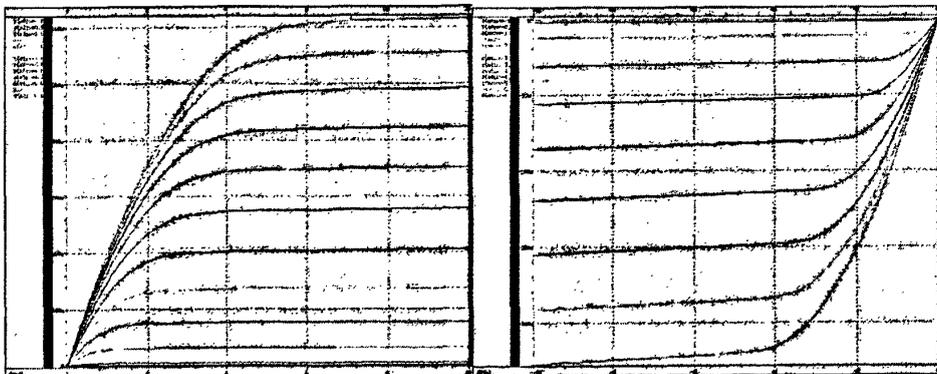


图 B-3, HV NMOS 仿真 I-V 曲线

图 B-4, HV PMOS 仿真 I-V 曲线

3 MOS 击穿电压

表 B-2, MOS 击穿电压

	LV NMOS	LV PMOS	LD NMOS
BV(V)	8	8	44

4 MOS 阈值电压

表 B-3, MOS 阈值电压

Device	MIN (V)	TYP (V)	MAX (V)
LV NMOS	0.6	0.75	0.9
LV PMOS	0.77	0.97	1.17
LD NMOS	0.54	0.74	0.94

5 方块电阻值曲线

HRPOLY TREND (W=50um, L=split)

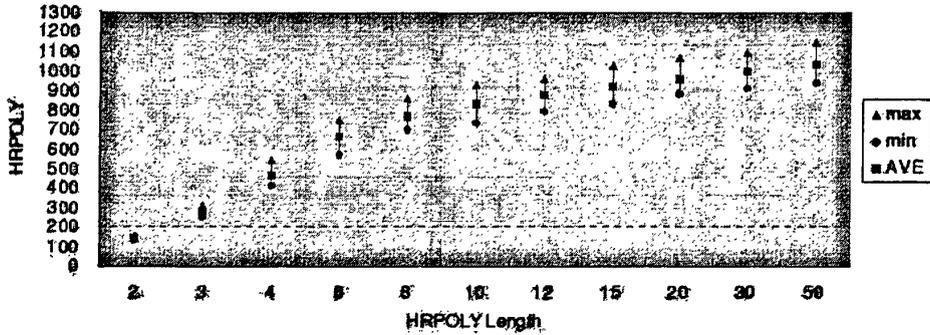


图 B-5, 方块电阻值与其长度的关系

HRPOLY TREND (L=50um, W=split)

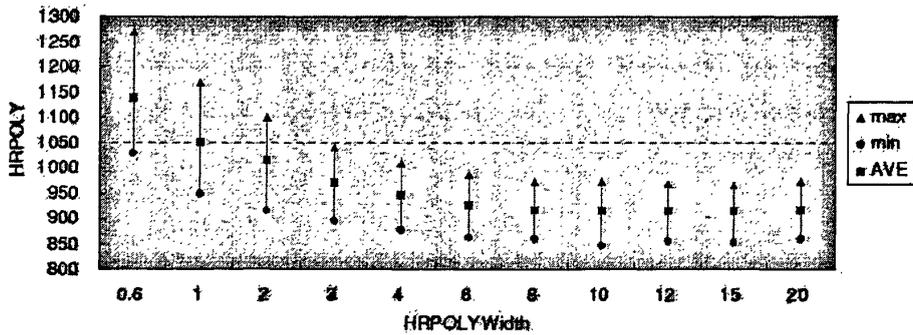


图 B-6, 方块电阻值与其宽度的关系

6 电阻电容温度系数

表 B-4, 电阻电容温度系数

Device Type	Min. Value	Typical Value	Max. Value	TC1	TC2
R (Ω/\square)	950*0.7	950	950*1.3	-2.1389E-3	8.7053E-6
C(1E-5pf/um ²) parasitic area	67	77	87		
C(1E-5pf/um) parasitic fringe	7.14	8.40	9.66		