

新概念模拟电路

New Concept Analog Circuits

源电路-信号源和电源



西安交通大学电工电子中心 杨建国

代理权声明

Analog Devices, Inc.（简称“ADI 公司”）为经本书作者授权的在中国（含港、澳、台地区）唯一享有电子版代理权的主体。未经许可，任何第三方公司、团体及个人不可对该书籍电子版在以上地区做营利性使用，也不可对电子版书籍版面设计、公司标识、文字、图表等内容进行删减修改。特此声明。

亚德诺半导体技术（上海）有限公司

Analog Devices, Inc.

2018 年 6 月

作者简介

杨建国，河南长垣人，乌鲁木齐出生，铁路子弟。1986 年西安交通大学信控系生物医学电子工程专业毕业，获工学学士；1991 年西安交通大学电信学院电磁测量专业毕业，师从何金茂教授，获工学硕士。2005 年西安交通大学电气工程专业毕业，师从王兆安教授，获工学博士。1999 年晋升副教授，2007 年晋升教授，2008 年任博士生导师。



主要教学工作：模拟电子技术，电子技术实验。

代表作：科学出版社 2015 年《你好，放大器》。此书理论扎实严谨，内容先进、实用性强，先以网络下载方式传播，广受好评。后由科学出版社出版。

目前研究方向

- 1) 小信号精细检测。以低噪声、低失真度、低功耗为主要研究方向，对生物电信号、地震信号等实施高质量检测。熟悉模拟前端。
- 2) 新型 ADC 研究。持有转置型 ADC 发明专利 2 项。
- 3) 精细信号产生。宽频范围低噪声信号发生，频率和幅度控制。定频率超低失真度波形发生。

自序

这是一套什么样的书呢？我也在问自己。

先说名字。本书称之为《新概念模拟电路》，仅仅是为了起个名字，听起来好听些的名字，就像多年前我们学过的新概念英语一样。谈及本书有多少能拿到桌面上的新概念，确实不多，但读者会有评价，它与传统教材或者专著还是不同的。

再说内容。原本是想写成模电教材的，对每一个主题，写成一个 Section。但写着写着，就变味了，变成了多达 148 个 Section 的，包罗万象的知识汇总。

但，本书绝不会如此不堪：欺世盗名的名字，包罗万象的大杂烩。本书具备的几个特点，让我有足够的信心将其呈现在读者面前。

内容讲究。本书的内容选择完全以模拟电子技术应涵盖的内容为准，且包容了大量最新的知识。不该涵盖的，绝不囊括。比如，模数和数模转换器，虽然其内容更多与模电相关，但历史将其归属到了数电，我就没有在本书中涉及。新的且成熟的，必须纳入。比如全差分运放，信号源中的 DDS，无源椭圆滤波器等，本书就花费大量篇幅介绍。

描写和推导细致。对知识点的来龙去脉、理论基础，甚至细到如何解题，本书不吝篇幅，连推导的过程都不舍弃。如此之细，只为一个目的：读书就要读懂。看这本书，如果看不懂，只有一种可能，就是你没有好好看。要做到这一点，作者得懂，这很难。

类比精妙。类比是双刃剑：一个绝妙的类比，强似万语千言，而一个蹩脚的类比，将毁灭读者的思维。书中极为慎重的，给出了一些精妙的类比，不是抄的，全是我自己想出来的。这源自作者对知识的爱——爱则想，想则豁然开朗。晶体管中的洗澡器，反馈中的发球规则，魔鬼实验，小蚂蚁实现的蓄积翻转方波发生器，水圈子形成的开关电容滤波器等，不知已经让多少读者受益。

有些新颖。反馈中的 MF 法，滤波器中基于特征频率的全套分析方法，中途受限现象，都是作者深思熟虑后提出的。这些观点或者方法，也许在历史文献中可以查到，也许是我独创，我不想深究这个，唯一能够保证的是，它们都是我独立想出来的。

电路实用。书中除功放和 LC 型振荡器外，其余电路均为我仿真或者实物实验过，是可行的电路。说的天花乱坠，一用就漏洞百出，这事我不干。

有了这几条，读者就应该明白，本书是给谁写的了。

第一，以此为业的工程师或者青年教师，请通读此书。一页一页读，一行一行推导，花上三年时间彻读此书，必有大收益。

第二，学习《模拟电路技术》的学生，可以选读书中相关章节。本书可以保证你读懂知识点，会演算习题，也许能够知其然，知其所依然。

第三，参加电子竞赛的学生，可以以第三册运放和负反馈、第六、七册信号处理电路为主阅读。书中大量实用电路，对实施设计是有用的。

此书写到现在，已经近 4 年，我能保证自己是认真的，但无法保证书中没有错误。老杜说，书是改不完的，我听从了，就提交了，且读且改着吧。

读者所有修改建议，可以发信给我的电子邮箱：yjq@xjtu.edu.cn。

声明

书中出现的凌力尔特公司(Linear Technology)于 2017 年被 ADI 公司收购，这是一项战略合并，ADI 公司和凌力尔特公司的合并打造了最具规模的领先模拟技术公司。此书大部分章节写作完成于这项收购发生之前，故书中涉及到的 Linear 产品，仍然沿用原产品名称。特此声明。

杨建国

2018 年 6 月 18 日星期一，于西安

感谢

1000 余页的书稿，共五册，我花费了近 4 年的时间。因为急着给电子竞技的学生用，才匆忙交付印刷，书中难免有遗漏和错误。

本书绝大部分内容都是我亲手实验或者仿真过的，只有功率放大、LC 型正弦波发生器是我较为生疏的，因此也没有给出举例什么像样的实例。有些遗憾，但万事没有十全的。

感谢我的夫人，在此喧嚣社会中，能一如既往支持我。其实她压根就不懂模拟电路，但她清楚什么是正经事，这就够了。对我来讲，人生一世有此知音足矣。感谢我的儿子，年轻人充满正能量，阳光一样的笑容吸引着我，也督促着我。

感谢西安交通大学、西安交通大学电气工程学院，以及电工电子教学实验中心，给了我良好的工作平台，也给了我足够的施展空间。还有很多支持我工作的领导、同事，还有那些可爱的学生。

感谢 ADI 公司(Analog Devices, Inc.)对本书写作的支持。

2017 年 6 月 14 日

致应劼立

应劼立，是我 2015 年秋季教过的医电专业本科生，于 2016 年夏季不幸因病去世。读书的时候，他就喜欢上我的课，也与其父分享了我们师生之间的快乐。我也一样，喜欢他。想起他的笑容，想起他追问我的样子，又欣慰，又惋惜。

中年丧子，实实彻骨心痛。能为学校再做些什么，以告慰逝者，是其父应先生愿望之一。知此书完稿，应先生全额资助印刷，也替应劼立给母校做一些贡献。

此段文字，写于 2017 年 6 月 25 日，纪念应劼立。

关于 ADI

ADI 公司（纳斯达克代码：ADI）又名亚德诺半导体技术（上海）有限公司是高性能模拟、混合信号和数字信号处理(DSP)集成电路(IC)设计、制造和营销方面世界领先的企业，产品涉及几乎所有类型的电子电器设备。自 1965 年成立以来，我们一直专注于积极应对电子设备中信号处理的相关工程挑战。全世界有超过 100,000 家客户在使用我们的信号处理产品，这些产品在转换、调节、处理物理现象时发挥着十分重要的作用，例如将温度、压力、声音、光、速度和运动转换为电信号以用于各种电子设备。我们关注重要的战略市场，在这些市场我们的信号处理技术经常是帮助客户产品实现差异化的关键因素，如工业、汽车、通信和消费电子市场等。

我们生产各种创新产品——包括数据转换器、放大器和线性产品、射频(RF) IC、电源管理产品、基于微机电系统(MEMS)技术的传感器、其他类型传感器以及信号处理产品，包括 DSP 和其他处理器——全部是为满足广大客户的需求而设计。

更多信息请访问：<http://www.analog.com/cn/>，或扫描关注下方二维码。

如需联系 ADI 大学计划，请发邮件至：univ.program.China@analog.com



扫描关注 ADI 官方微信



扫描关注 ADI 校园计划

目录

6. 源电路—信号源和电源	1
6.1. 基于蓄积翻转思想的波形产生电路	2
Section132. 蓄积翻转和方波发生器	2
Section133. 方波三角波发生器	5
Section134. 独立可调的方波三角波发生器	10
Section135. 压控振荡器	14
6.2. 基于自激振荡的正弦波发生器	18
Section136. 自激振荡产生正弦波的原理	18
Section137. RC 型正弦波发生器	19
Section138. LC 型正弦波发生器	24
Section139. 晶体振荡器	29
6.3. 直接数字合成技术-DDS	32
Section140. DDS 核心思想	32
Section141. 常用 DDS 芯片	39
Section142. DDS 的外围电路	41
6.4. 线性稳压电源	44
Section143. 线性稳压电源结构	44
Section144. 串联型稳压电路	48
Section145. 集成三端稳压器	51
Section146. 低跌落电压稳压器——LDO	59
Section147. 基准电压源	69
Section148. 基准电流源	74

6. 源电路—信号源和电源

信号源电路，就是能够自己产生确定性波形的电路。一般来说，信号源电路包括矩形波（方波）、锯齿波（三角波）、正弦波产生电路，理论上它还包括噪声波形产生，以及任意波形的产生。

这类电路的最大特点是，没有输入信号，而能够自己产生输出信号。这听起来挺奇妙的，自己会产生节拍？是的，就是自己产生节拍。其实，在生活中我们可以见到这种自己产生节拍的现象，比如心脏的跳动，比如手表，比如音乐节拍器，只是我们平时忙着别的事情，没有注意而已。

本章告诉大家，在电学中如何自己产生节拍，以实现不同类型波形的自动产生。

而电源，是为所有电子设备供电的。理论上电源种类很多，常见有交流到交流、交流到直流、直流到交流，以及直流到直流等，本章仅涉及其中的一部分，即交流到直流和直流到直流。即便是这一小部分，本章也仅介绍其中最为常见的内容。

6.1 基于蓄积翻转思想的波形产生电路

Section132. 蓄积翻转和方波发生器

蓄积翻转

假设有一个积极向上的蚂蚁，它有一个天性，总是匀速向高处爬。

有一个翘翘板，平时任意倒向一个方向，一头沉、另一头翘。当蚂蚁爬到翘翘板单臂长度一半的时候，蚂蚁自身的重量可以让翘翘板翻转。

此时，我们把蚂蚁放在翘翘板的任意位置，就会出现一种现象：翘翘板会不断地，周而复始的翻转。如图 Section132-1 所示，翻转的频率完全取决于蚂蚁爬行速度和翘翘板的长度。

这就是蓄积翻转思想：爬啊爬，就像给水库蓄水一样，爬到位置了，翻转了，再反过来爬，爬到位置了，又翻转了，周而复始。要改变翻转频率，有两种方法，第一改变蚂蚁的爬行速度，第二改变翻转位置。

利用这种思想，在电学中可以使用比较器和阻容电路，实现指定频率的方波产生。

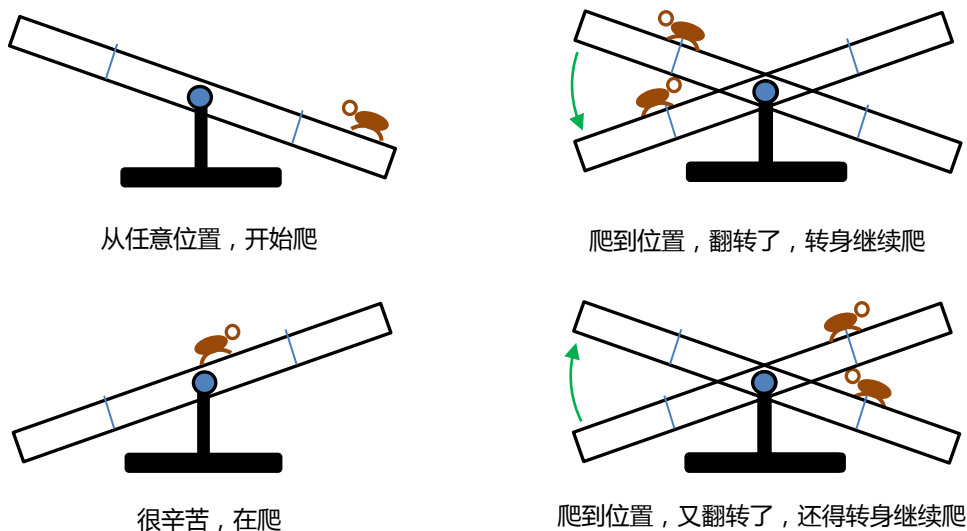


图 Section132-1 可怜的蚂蚁，让我们浮想联翩，人生可不要这样。还是好好念书吧

方波发生器

最简单的方波发生器电路如图 Section132-2 所示。它由一个迟滞比较器（运放+电阻 R_1 、 R_2 ），以及一个阻容充电电路组成。假设运放的供电电压为 $\pm V_A$ ，且能够输出最大值也是 $\pm V_A$ 。

工作原理

刚上电的时候，运放输出为 0V，则 u_+ 端为 0V，电容上也没有蓄积的电荷，则 u_- 端也为 0V，如果运放是理想的，则输出可以维持在 0V。但是，这是一个难以维持的稳态，运

放的输入失调电压、运放的内部噪声等，都会使得它摆脱这种稳态：假设输出端出现了一个微小的噪声，且是正值，则 u_+ 端立即变为正值，而电容充电需要很长的时间，因此此时 $(u_+) - (u_-)$ 为正值，考虑到运放具有极高的开环增益，运放的输出端会快速向正电源电压变化，最终导致运放立即达到 V_A 。当然，如果噪声出现是负值，则运放会稳定到 $-V_A$ 。

这就像前面的那个翘翘板，总是停在某个翻转状态，随机的。

下面的过程，就开始了蓄积翻转。我们假设此时的 u_O 为 V_A ，则：

$$u_{+1} = V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

此时， u_- 端开始通过 R 和 C ，被输出电压充电，就像刚才那个蚂蚁，它开始爬坡了。充电过程是一个负指数曲线，其终值是 V_A ，因此一定会在某个时刻， u_- 端电位高于 u_+ 端电位，此时，运放输出会翻转，变为 $-V_A$ ，这导致 u_+ 端立即变为：

$$u_{+2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

此时，电容开始被放电，终值为 $-V_A$ ，就像蚂蚁开始反向爬坡，等待它的新比较点为 u_{+2} ，等电容电压被放电至此，运放又翻转了，回到了初始态。

如此往复，就在输出端得到了一个方波。各关键点波形如图 Section132-3 所示。

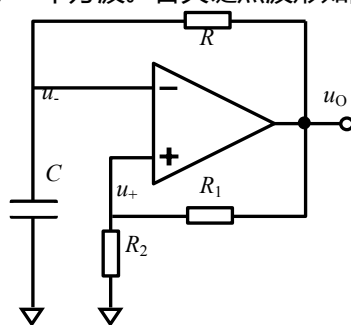


图 Section132-2 方波发生器

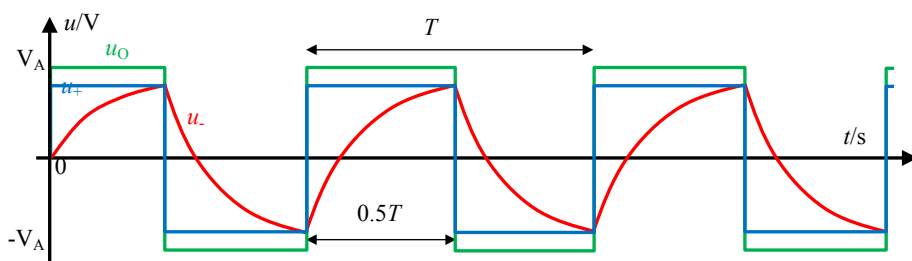


图 Section132-3 方波发生器关键点波形

计算

此电路的周期值得计算。在图 Section132-3 中第 1 段红色波形是非重复的，从第 2 段开始进入重复周期。习惯上，我更喜欢从第 3 段开始计算，即图中 T 包容的区域。

只需要计算半个周期 $0.5T$ ，即可得到计算结果。因此我们把重点放在第 3 段波形，设该段波形的时间起点为 0，则该段波形的数学表达式为：

$$u_-(t) = u_-(0) + (u_-(\infty) - u_-(0)) \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

[Section132-1]

其中：

$$\begin{aligned} u_-(0) &= u_{+2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ u_-(\infty) &= V_A \\ \tau &= RC \end{aligned}$$

且已知在 $0.5T$ 时刻，红色波形的值为：

$$u_-(0.5T) = u_{+1} = V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

将上述结果代入式(Section132-1)，得：

$$V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} + (V_A + V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}) \times (1 - e^{-\frac{0.5T}{RC}})$$

化简过程为：

$$\begin{aligned} (1 - e^{-\frac{0.5T}{RC}}) &= \frac{2R_2}{R_1 + 2R_2} \\ e^{-\frac{0.5T}{RC}} &= \frac{R_1}{R_1 + 2R_2} \end{aligned}$$

最终得到：

$$T = 2RC \times \ln\left(\frac{R_1 + 2R_2}{R_1}\right) = 2RC \times \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

(Section132-2)

当 u_+ 过于接近 V_A ，即 R_2 比 R_1 大很多，那么比较点将非常接近于电源电压，此时红色充电曲线将在非常平缓的爬坡中实现关键的超越 u_+ 动作，如果比较点稍有变化，比如出现噪声，将引起周期大幅度改变。这对提高频率稳定性不利。一般来讲，选择 R_1 和 R_2 相等，是比较合适的。

Section133. 方波三角波发生器

前述的方波发生器，除了方波输出之外，还有一个衍生波形——电容上的充放电波形，它看起来有点像三角波，但是又不是。图中的红色波形，属于恒压充电波形，电容上的电压是先快后慢上升的，越到后面越慢，这有点像抽水马桶的储水箱，它的水位上升也是越来越慢的。而恒流充电则不同，当给一个电容实施恒流充电时，它的电压提升是匀速的。如果把方波发生器中的电容充电部分，由恒压充电改为恒流充电，就可以实现完美的三角波输出。

电路一

电路如图 Section133-1 所示。设计思路为，用一个积分器将方波输出变为斜波上升或者下降（积分器是恒流充电），但是积分器和输入方波之间是反相的——方波为正电压，积分器的输出匀速下降，方波为负电压，积分器输出匀速上升，因此在后级增加一个反相比例器。图中用浅绿色部分（积分器加反相比例器电路）代替图 Section132-2 中的 R 和 C ，其输出直接接到第一个运放的负输入端，此时整个环路的比较翻转结构并没有发生变化，唯一变化的是原先的负指数曲线，现在变成了直线——图 Section133-2 中的红色线。

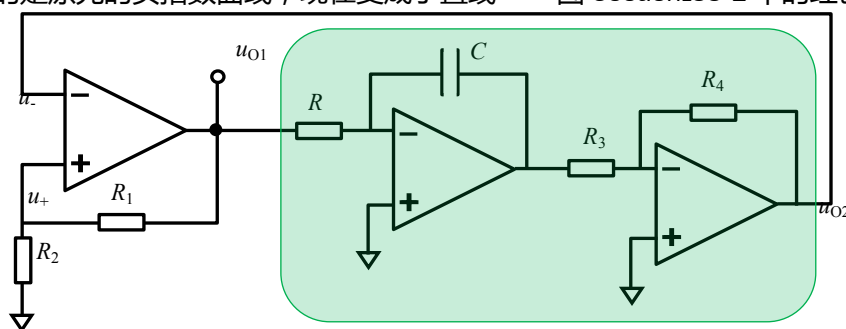


图 Section133-1 方波三角波发生器一

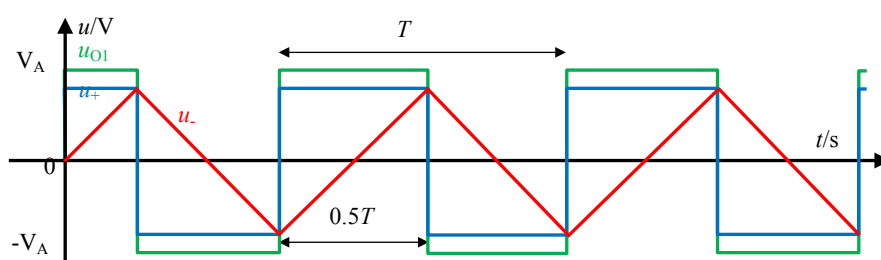


图 Section133-2 方波三角波发生器关键点波形

电路二

前述电路使用了三个运放，有点奢侈。第三个运放仅仅起到了反相器（通常是 1 比 1）的作用，显得有点浪费。但是直接去掉这一级，在翻转结构上就不成立了——就像规定蚂蚁只向下面爬，那个翘翘板就不会翻转了。我们有办法，去掉这个反相器，而将原先接入比较器负输入端的信号，改接到正输入端，电路如图 Section133-3 所示。

此时工作过程为：假设比较器首先输出正电源电压，积分器输出开始匀速下降，向负电源方向走去，这时候比较器的正输入端 u_+ 为“正输出电压经过 R_2 ，与积分器输出经过 R_1 的加权平均值”显然为正值，如图 Section133-4 中的 0 时刻，随着积分器输出（红色线）越来越负，比较器正输入端逐渐接近 0 并一定能够在 t_1 时等于 0-，定义此时的积分器输出为 u_{O2-} ，因比较器的负输入端为 0V，将引起比较器翻转为负电源电压，比较器正输入端立即跳变，积分器开始向正电源方向走去，在 t_2 时刻，使得比较器正输入端为 0+，将引起比较器再次翻转回正电源电压，此时的积分器输出定义为 u_{O2+} 。如此往复。

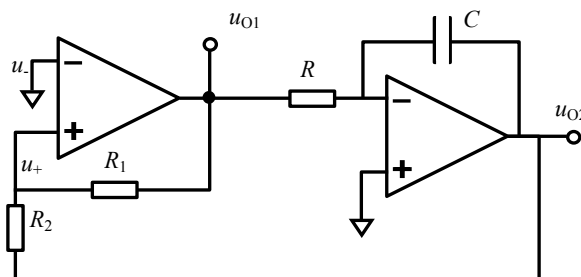


图 Section133-3 方波三角波发生器二

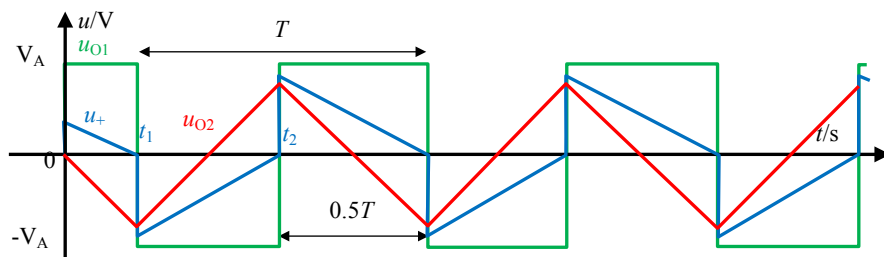


图 Section133-4 方波三角波发生器二关键点波形

计算

t_1 时刻，积分器输出电压迫使 u_+ 变为 0- 是一个关键点，此时有：

$$u_+(t_1) = \frac{u_{O1}(t_1)R_2 + u_{O2}(t_1)R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_A R_2 + u_{O2-} R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2-} = -V_A \frac{R_2}{R_1}$$

[Section133-1]

t_2 时刻，积分器输出电压迫使 u_+ 变为 0+ 是一个关键点，此时有：

$$u_+(t_2) = \frac{u_{O1}(t_2)R_2 + u_{O2}(t_2)R_1}{R_1 + R_2} = \frac{-V_A R_2 + u_{O2+} R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2+} = V_A \frac{R_2}{R_1}$$

[Section133-2]

积分器从 u_{O2-} 变到 u_{O2+} 所花费的时间为 $0.5T$ ，即 $t_2 - t_1$ ，据积分器公式：

$$u_{O2}(t_2) = u_{O2+} = u_{O2}(t_1) - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} -V_A dt = u_{O2-} + \frac{V_A}{RC} (t_2 - t_1)$$

将式[Section133-1]、式[Section133-2]代入上式，得：

$$V_A \frac{R_2}{R_1} = -V_A \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_A}{RC} (t_2 - t_1)$$

解得：

$$T = 2(t_2 - t_1) = \frac{4R_2RC}{R_1}$$

[Section133-3]

此为周期公式。

此电路中需要注意的是，电阻 R_2 不得大于电阻 R_1 ，否则积分器的输出最大为正负电源电压，将永远无法使得 u_+ 经过 0V，电路将永远不会起振。其实，从式[Section133-1]也可以看出，当 R_2 大于 R_1 ， u_{O2} 将比负电源还负，这让积分器很无奈，打死它也做不到啊。

电路三

有一些运放的输出存在不对称现象：当作为比较器使用时，正输出值接近正电源电压，负输出值接近于负电源电压，所谓的不对称，是指这两种输出的绝对值并不相等，存在微弱的差异。比如常见的 OP07，在正负 15V 供电时，空载输出最大电压，正值为 14V，负值为 -13V。这会导致输出方波幅度不对称，也会造成输出三角波斜率不一致。

为避免这种现象发生，可以使用方波三角波电路三，如图 Section133-5 所示。双向的稳压管使得输出方波幅度为 $\pm U_Z$ ，且三角波上升和下降的速率相等，同时，降低了对 R_2 不能太大的要求。

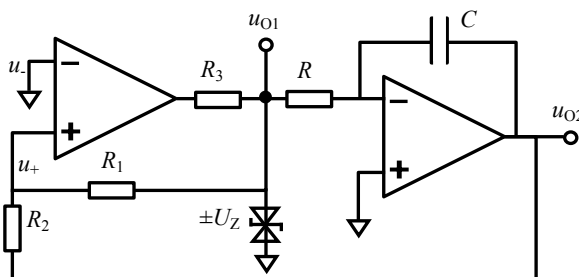


图 Section133-5 方波三角波发生器三

举例 1：

电路如图 Section133-5 所示。已知运放的供电电压为 $\pm 15V$ ，最大输出电流为 $\pm 10mA$ ，输出最大电压为 14V，-13V，双向稳压管的稳压值为 $\pm 5V$ ，最小稳压电流为 0.5mA。 $R_1=10k\Omega$ ， $R_2=5k\Omega$ ， $R_3=1k\Omega$ ， $R=1k\Omega$ ， $C=0.1\mu F$ 。

- 1) 求输出方波幅度，输出三角波幅度；
- 2) 求输出信号频率；
- 3) 思考题： R_3 的取值范围。

解：1) 图中 u_{O1} 点输出为方波， u_{O2} 点输出为三角波。正常工作时，稳压管处于正常的稳压击穿状态，因此方波输出幅度就是稳压管的稳压值，为 5V。

而输出三角波的峰值发生在比较器翻转时刻——三角波幅度越来越大，导致 $u_+=0V$ ，以方波输出为 $-U_Z$ 为例，三角波峰值 u_{MAX} 为：

$$\frac{u_{MAX} - u_+}{R_2} = \frac{u_{MAX}}{R_2} = \frac{u_+ - (-U_Z)}{R_1} = \frac{U_Z}{R_1}$$

解得三角波幅度为：

$$u_{MAX} = R_2 \frac{U_Z}{R_1} = 2.5V$$

2) 对输出信号频率产生决定性影响的是积分器：当方波输出突变为-5V，积分器输出完成从-2.5V 到 2.5V 需要的时间，是信号周期的一半。此段，积分器的输出表达式如下：

$$u_{O2}(t) = u_{O2}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t -U_Z dt$$

将前述描述代入得：

$$2.5 = -2.5 - \frac{1}{RC} \int_0^{\frac{T}{2}} -5 dt = -2.5 + \frac{5}{RC} \times \frac{T}{2}$$

解得：

$$T = \frac{2RC}{5} \times 5 = 2RC = 0.2ms$$

则输出频率为：

$$f = \frac{1}{T} = 5000Hz$$

当然，你也可以背公式，利用式(Section133-3)直接得出结论：

$$T = \frac{4R_2RC}{R_1} = \frac{4 \times 5}{10} RC = 2RC = 0.2ms$$

3) 求电阻 R_3 的取值范围。

首先，让我们分析电阻 R_3 太大会出现什么问题。由于运放输出电压是固定的 14V 或者 -13V，稳压管稳定电压也是固定的+5V 或者-5V，因此我们知道电阻 R_3 两端的压降是确定的 9V 或者-8V，当阻值过大时，会导致流过 R_3 的电流过小，除去给电阻 R ，剩下的电流可能难以保证稳压管稳压——稳压管必须流过最小 0.5mA 的电流。即无论哪种状态，均有：

$$i_{R3} \geq i_{Z_min} + i_R$$

而 $i_{Z_min}=0.5mA$ ， i_R 为积分器输入电流，为方波输出电压除以电阻 R ，为 5mA。

当运放输出 14V 时，有下式成立：

$$i_{R3} = \frac{14 - 5}{R_3} \geq 5.5mA$$

即： $R_3 \leq 1.636k\Omega$ 。

当运放输出-13V 时，有下式成立：

$$i_{R3} = \frac{13 - 5}{R_3} \geq 5.5mA$$

即： $R_3 \leq 1.4545k\Omega$ 。综合两种情况，则 $R_3 \leq 1.4545k\Omega$ 。

其次，我们分析电阻 R_3 过小会出现什么情况。注意，正常工作时电阻 R_3 两端的压降仍是固定的，电阻过小时，只会引起运放输出电流过大，直到超过 10mA 的运放最大输出电流，运放就会出问题——至于出什么问题，你无需考虑——有时会引起运放的输出电压下降，有时甚至会烧毁运放。

在运放输出 14V 时，有：

$$i_{R3} = \frac{14 - 5}{R_3} \leq 10mA$$

即： $R_3 \geq 0.9k\Omega$ 。

当运放输出-13V 时，有下式成立：

$$i_{R3} = \frac{13 - 5}{R_3} \leq 10\text{mA}$$

即： $R_3 \geq 0.8\text{k}\Omega$ 。综合两种情况，则 $R_3 \geq 0.9\text{k}\Omega$ 。

因此，电阻 R_3 应大于 900Ω ，小于 1454Ω 。

Section134. 独立可调的方波三角波发生器

电路 Section134-1 只能产生频率、幅度不变化的波形。本节提出如下要求：

- 1) 能发出占空比可变的矩形波，相应的同频率三角波变为锯齿波。矩形波占空比可以独立调节，不影响其它参数——幅度、频率、直流偏移量。
- 2) 上述的矩形波和锯齿波的频率相同，可以独立调节。
- 3) 矩形波幅度可以独立调节，锯齿波幅度可以独立调节。
- 4) 矩形波的直流偏移量可以独立调节，锯齿波的直流偏移量可以独立调节。

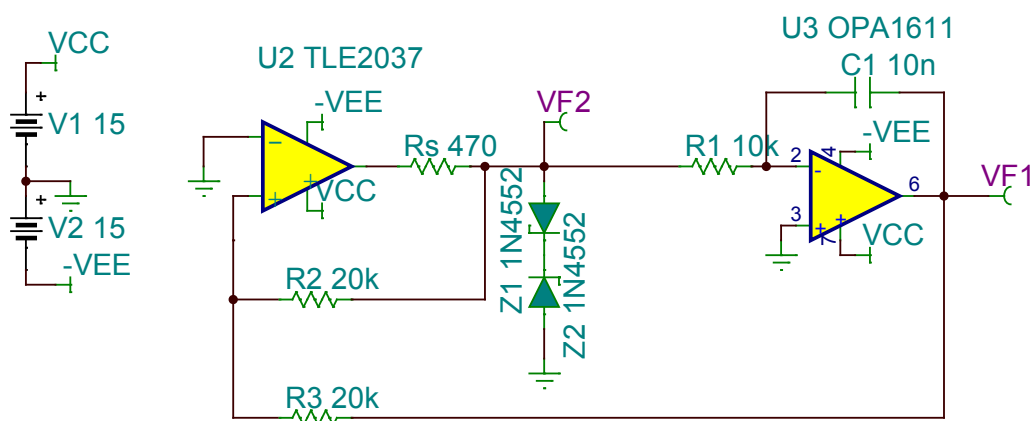


图 Section134-1 固定参数的方波三角波发生器

改变频率的思路

改变频率可以通过多种方法实现。

- 1) 将电阻 R1 改成电位器。改变积分器时间常数，将引起波形频率变化。
- 2) 将电容器 C1 改成可变电容器，早期的收音机里选频，就采用这种扇状的可变电容器，当扭动它时，两个极板的投影面积发生变化，会引起等效电容发生变化。但是，这种电容器容值小，可变范围也小。此方法不实用。
- 3) 改变积分器输入电压，即图中 VF2 点矩形波的幅值。但这样将引起矩形波幅度变化，不满足独立调节要求。
- 4) 改变电阻 R2 和 R3 的比值，也可以改变输出频率。但这样直接影响了锯齿波输出幅度，难以实现独立调节。

因此，最为直接有效的方法是将电阻 R1 改成电位器。但是这样做，如何调节占空比呢？

调节占空比的思路

改变占空比的一种思路是，改变积分器的上坡或者下坡速度，这取决于积分器的时间常数。而改变积分器的时间常数，让其在正输入和负输入时，具有不同的电压变化速度，可以采用双向不等值电阻，如图 Section134-2 所示。

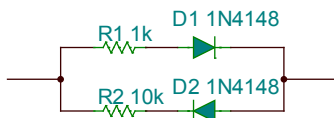


图 Section134-2 双向不等值电阻

一种巧妙的思路如图 Section134-3 所示。将一个电位器(potentiometer)分成两部分，该电路既能保证占空比改变，又可以保证频率不变化。

让我们重温一下这种电路的工作原理。

电路中 VF2 处只有两种电压，即矩形波的正负幅度，设为 U_{Z+} 和 U_{Z-} 。积分器的瞬时输出电压定义为 $u_o(t)$ ，当输出为 U_{Z+} 时，电路发生翻转的条件是：

$$U_{Z+} \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} + u_o(t) \times \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0$$

$$u_o(t) = -\frac{R_3}{R_2} U_{Z+} = U_{C+}$$
(1)

同样的道理，可以得到当输出为 U_{Z-} 时，电路发生翻转的条件是：

$$u_o(t) = -\frac{R_3}{R_2} U_{Z-} = U_{C+}$$
(2)

即积分器的输出在两个关键电压点式 U_{C+} 和 U_{C-} ，会引起比较器翻转，如图 Section134-4 所示。在图中 t_1 到 t_2 时间段内，积分器的输出表达式为：

$$u_o(t) = U_{C-} - \frac{1}{R_{\downarrow} C} \int_{t_1}^t U_{Z-} dt = U_{C-} - \frac{U_{Z-}}{R_{\downarrow} C} (t - t_1)$$

且有：

$$u_o(t_2) = U_{C-} - \frac{U_{Z-}}{R_{\downarrow} C} (t_2 - t_1) = U_{C+}$$

将式(1)(2)代入，且已知 $U_{Z-} = -U_{Z+}$ ，解得：

$$t_2 - t_1 = 2 \frac{R_3}{R_2} R_{\downarrow} C$$

同样的方法，可以获得：

$$t_3 - t_2 = 2 \frac{R_3}{R_2} R_{\uparrow} C$$

$$T = t_3 - t_1 = 2 \frac{R_3}{R_2} (R_{\uparrow} + R_{\downarrow}) C$$

由于电位器的总电阻 $R_W = R_{\uparrow} + R_{\downarrow}$ ，所以调节时，占空比改变，而总周期不变。这个电路也被称为锯齿波发生器。

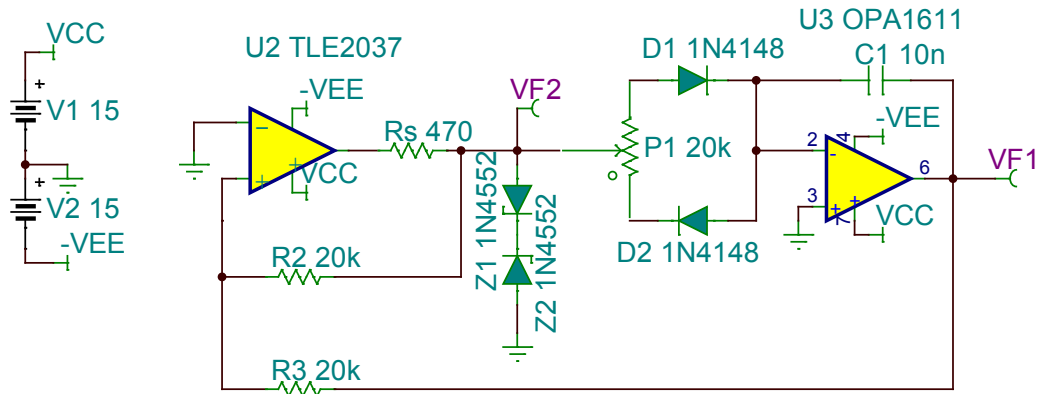


图 Section134-3 独立改变占空比电路

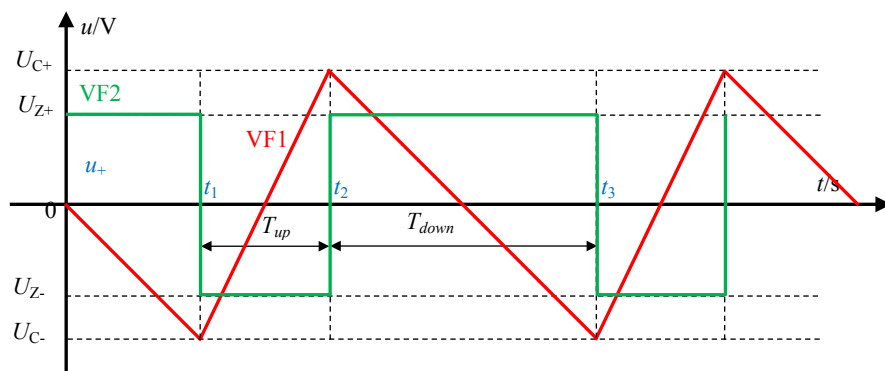


图 Section134-4 独立改变占空比电路关键点波形

如何改变频率？

上述电路可以独立调节占空比，但不能独立改变频率。此时，改变频率可以通过改变 VF1 点电压实现，如图 Section134-5 所示。

电路的核心在于矩形波输出为 VF2，但实际加载给积分器的电压可以被 RW2 改变，进而导致积分速率发生变化，引起频率变化，而 RW1 仍负责占空比改变。

图中的 U1 被设计成反相比例器，它可以缩小，也可以放大，但是这也导致整个电路逻辑关系改变，因此在 U2 比较器环节，积分器的输出被引入到了 U2 的负输入端。

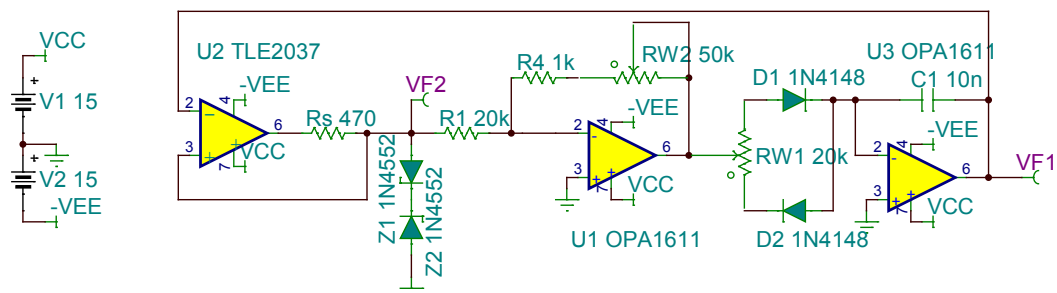


图 Section134-5 可独立调节频率、占空比的电路

如何改变幅度和直流偏移量？

将图 Section134-5 电路中幅度确定、直流偏移量为 0V 的锯齿波和矩形波，引入到图 Section134-5 电路中，图中以矩形波为例，即可实现对波形幅度和直流偏移量的独立调节。

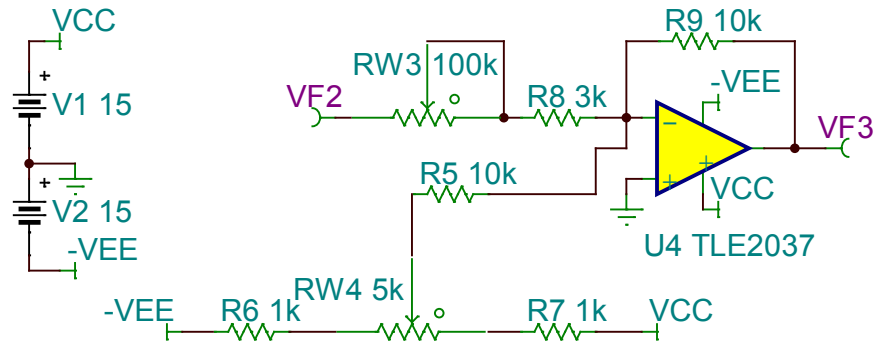


图 Section134-6 独立调节幅度和直流偏移量电路

Section135. 压控振荡器

压控振荡器 VCO(Voltage Controlled Oscillator), 是指一个振荡电路, 它的输出频率受外部电压控制, 当外部电压在一定范围内改变时, 该电路的输出频率相应改变。

有两种压控振荡器: 输出为正弦波的, 以及输出为方波的。本节讲述后者。

最简单的方波 VCO

前述电路中, 给积分器施加的输入电压是固定的, 或者是通过电位器调整好的。当用一个外部控制电压 V_{ctr} 代替原积分器的两种输入电压 (正为 V_{ctr} , 负为 $-V_{ctr}$), 就可以实现用控制电压 V_{ctr} 改变输出信号频率, 实现压控振荡器。图 Section135-1 是一个例子。

图中 V_{ctr} 是外部控制电压, U1 运放电路是一个反相器, 负责生成 $-V_{ctr}$ 。两个模拟开关 (图中用理想开关代替) SW1 和 SW2 的作用是, 当比较器 U2 输出为正值时, 给积分器接通输入电压为 V_{ctr} , 当比较器 U2 输出为负值时, 给积分器接通输入电压为 $-V_{ctr}$ 。

而 V_{ctr} 是可以人为改变的, 它越大, 积分器爬坡速度越快, 输出频率越大, 这就形成了基于图 Section133-5 电路的, 但频率可变的压控振荡器。

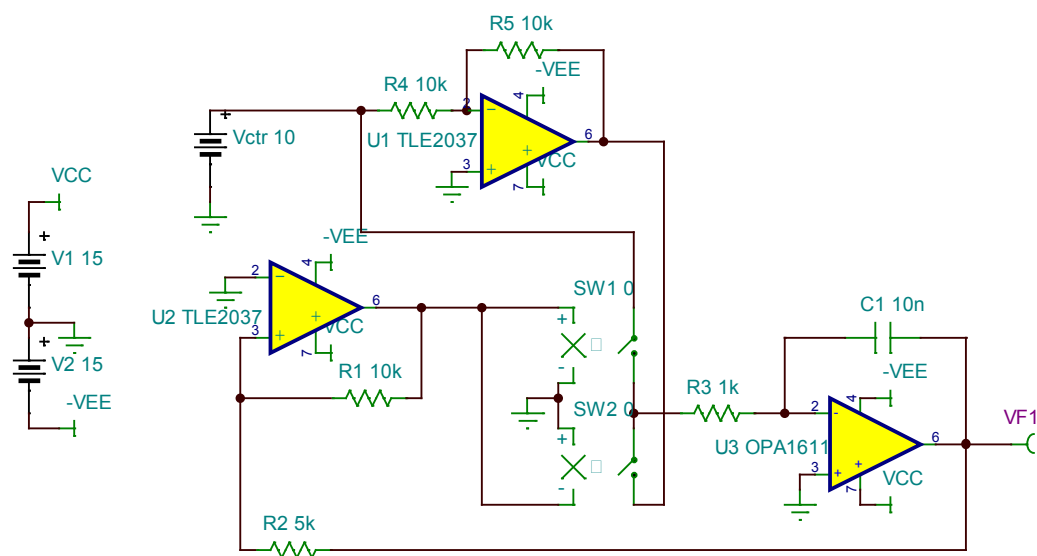


图 Section135-1 一种压控振荡器 (方波)

压频转换 VFC(Voltage to Frequency Convertor)

一种集成电路, 可以用外部控制电压改变输出数字信号的频率, 称为压频转换电路。通常, 它们还能够实现频压转换。

德州仪器公司 (TI, Texas Instruments) 生产的 TFC320 就是一种 VFC。该芯片内部结构如图 Section135-2 所示。它包含输入放大器、两个比较器、一个触发器、两个可开断的恒流源, 以及集电极开路晶体管组成的输出级。

输入电压可以加载到图中的 e1 或者 e2, 以加载到 e1 为例, 需要将 e2 短接到地。可

以看出此时输入放大器组成了一个积分器，此时两个恒流源都是断开的。正输入电压 e_1 将给积分电容 C_2 充电（电位左高右低），迫使 V_{OUT} 电位（图 Section135-3 中的绿色线）下降，无论此前如何， V_{OUT} 电位总会下降到过零点，导致比较器 A 出现高电平，此高电平触发 RS 触发器置位为 1，使得 f_{OUT} 变为高电平，此值得使得两个恒流源开关闭合。

这时候有两个事件在同步进行：第一， I_A 和 I_{IN} 合并作用在积分器 1 脚，由于 I_{IN} 必须小于 I_A ，（在选择电阻 R_1 时必须保证），会引起电容 C_2 反向充电， V_{OUT} 会上升，如图中 T_1 段绿色波形。第二， I_B 将给原先为 0V 电压的电容 C_1 放电，直到 C_1 电压（图 Section135-3 中红色波形）下降到 -7.5V，比较器 B 会发生翻转，出现一个高电平，促使触发器输出变为 0，如图中 f_{OUT} 波形。触发器 0 电平会引起恒流源开关再次断开，进入到 T_2 阶段，此时只有 e_1 通过 R_1 给 C_2 充电，重复前述的过程。

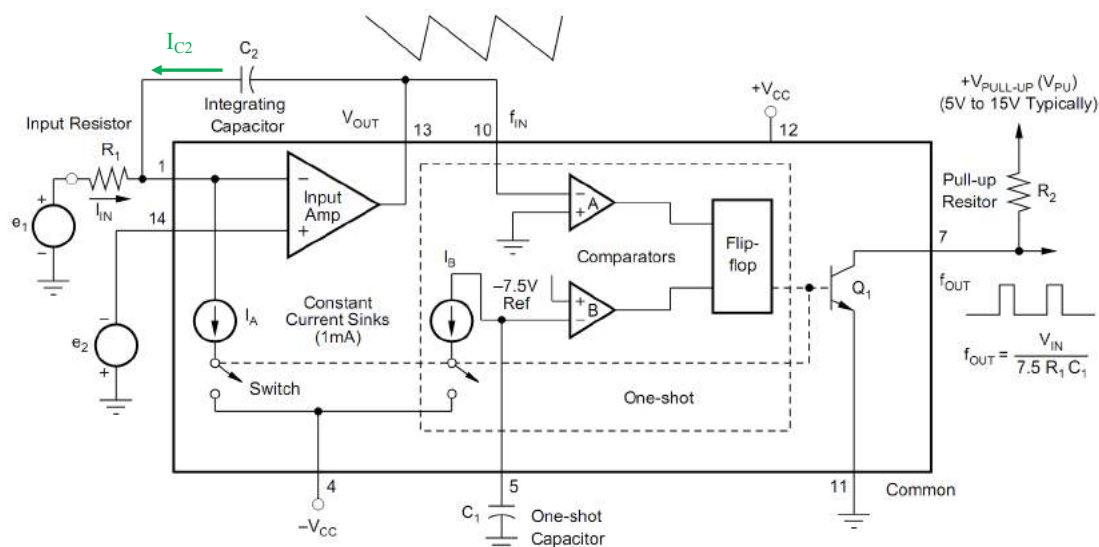


图 Section135-2 方波三角波发生器一

在 T_1 阶段，是 I_B 给电容 C_1 的放电，决定了 T_1 的值：

$$I_B T_1 = Q = C_1 U = C_1 \times 7.5$$

则有：

$$T_1 = \frac{C_1 \times 7.5}{I_B}$$

(1)

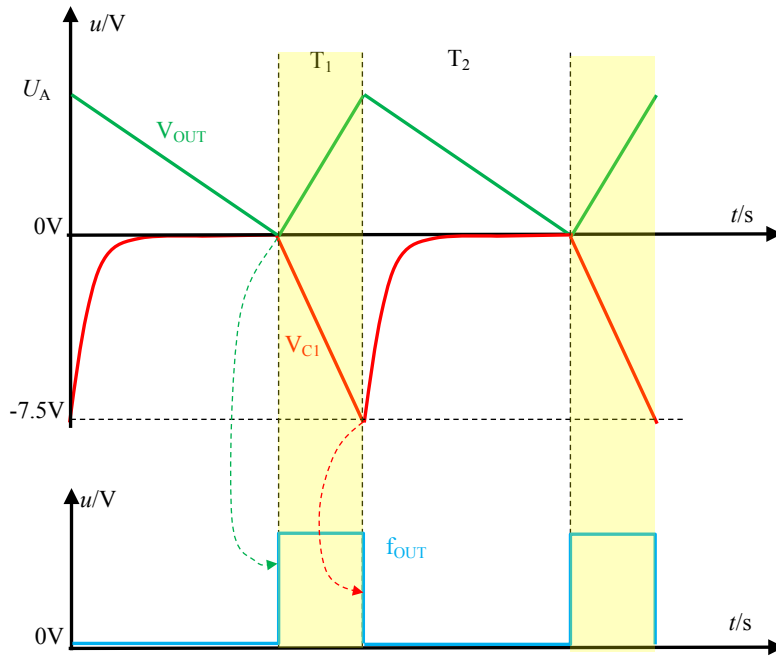


图 Section135-3 方波三角波发生器—

同时，在 T_1 时间内， C_2 上的电压（右正左负）从 $0V$ 增长到了 U_A ，这来自于 I_A 和输入电压 $e1$ 的共同作用：

$$I_{C2} = I_A - \frac{e1}{R_1}$$

$$I_{C2} \times T_1 = C_2 U_A$$

结合式(1)，则有：

$$U_A = \frac{I_{C2} \times T_1}{C_2} = \frac{\frac{C_1 \times 7.5}{I_B} \times (I_A - \frac{e1}{R_1})}{C_2} = \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B C_2 R_1} \quad (2)$$

在 T_2 阶段，关键事件发生在 C_2 上，其电压仅靠输入电压的作用，由 U_A 下降到 $0V$ ，促使了 T_2 阶段的结束。

$$I_{C2} = -\frac{e1}{R_1}$$

$$I_{C2} \times T_2 = C_2(0V - U_A)$$

$$T_2 = \frac{C_2 U_A}{e1} R_1$$

将式(2)代入，有：

$$T_2 = \frac{C_2 \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B C_2 R_1}}{e1} R_1 = \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B \times e1} \quad (3)$$

总周期为：

$$T = T_1 + T_2 = \frac{C_1 \times 7.5}{I_B} + \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B \times e1} = \frac{C_1 \times 7.5 I_A R_1}{I_B \times e1}$$

由于两个电流源具有相同的电流 $1mA$ ，则有：

$$T = T_1 + T_2 = \frac{C_1 \times 7.5 R_1}{e1} \quad (4)$$

变换成频率，则有：

$$f_{out} = \frac{1}{T} = \frac{e1}{7.5R_1C_1} \quad (5)$$

即输出频率正比于输入电压 $e1$ ，反比于电阻 R_1 和电容 C_1 。这就是压频变换器。VFC320 还可以实现频压转换，即将输入频率量转变成模拟电压输出，此内容可以参考 VFC320 数据手册。

插话一句，图 Section135-3 中 VC1 波形中，在 T2 开始阶段，也就是恒流源开关断开时，电容电压会由-7.5V 迅速回归到 0V，这是内部电路决定的，无需我们考虑。

6.2 基于自激振荡的正弦波发生器

Section136. 自激振荡产生正弦波的原理

图 Section136-1 是利用自激振荡原理产生正弦波的结构图。它由选频电路和放大电路以环路形式组成。图中的 u_{ST} 点和 u_{ED} 点是连接在一起的。当将这两个点断开，可以定义：

$$\dot{A}_{LOOP} = \frac{\dot{u}_{ED}}{\dot{u}_{ST}} = \dot{A}_{\text{选频}} \times \dot{A}_{\text{放大}}$$

\dot{A}_{LOOP} 被称为环路增益，它是由选频电路增益和放大电路增益相乘获得。对不同频率信号， \dot{A}_{LOOP} 将有不同的模 A_{LOOP} 和相移 φ_{LOOP} 。

某个频率 f_0 下，如果满足 $\varphi_{LOOP} = 2n\pi$ ，即相移为 360° 的整数倍（相位条件），且 A_{LOOP} 大于等于 1（幅度条件），那么将 u_{ST} 点和 u_{ED} 点是连接在一起（环路条件），如果环路内事先存在频率为 f_0 的正弦波，哪怕很微小（种子条件），则输出一定会出现频率为 f_0 的正弦波，且幅度或者越来越大，或者维持不变。这种现象即为自激振荡。

相位条件、幅度条件、环路条件、种子条件，是发生自激振荡的充分必要条件。

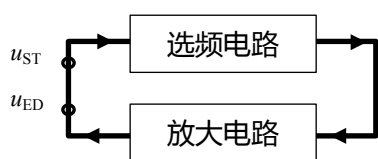


图 Section136-1 自激振荡产生正弦波的结构

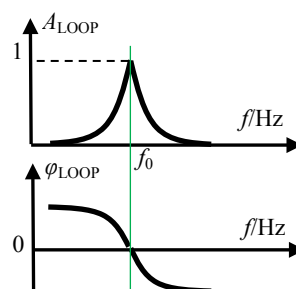


图 Section136-2 环路增益的幅频、相频特性

对于任何一个形成环路的电路，种子条件是无需我们担心的——都会满足。因为噪声是无处不在的，且是广谱的，包含任意频率，虽然它们的幅值可能很小。

选频电路和放大电路的配合，可以实现如图 Section136-2 所示的环路增益幅频特性和相频特性，它能够保证在整个频率范围内，有，且仅有一个频率点能够满足相位条件和幅度条件，那么在输出端就会出现，且仅出现一个频率的正弦波波形。这就是利用自激振荡产生正弦波的原理。

为了保证输出正弦波具有足够大的幅度，一般会设置环路增益大于 1，而不是等于 1。这样势必造成波形幅度会越来越大，最终造成正弦波幅度接近于电源电压时，出现波形削顶。为了避免这种情况，通常会在主环路旁边，加上稳幅电路。其核心思想是，当输出波形幅度大于规定值后，稳幅电路会迫使放大电路的增益下降，形成一种负反馈。完整的自激振荡产生正弦波结构如图 Section136-3 所示。

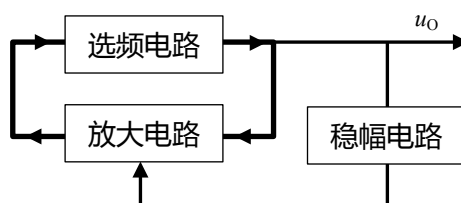


图 Section136-3 自激振荡产生正弦波的完整结构

Section137. RC 型正弦波发生器

RC 型正弦波发生器，利用电阻、电容组成选频网络，因此其频率稳定度依赖于电阻、电容的稳定性，其振荡频率容易随温度而变化。且受电阻电容取值影响，一般工作于中低频段。但是它的制作容易，起振容易，失真度较小。

工作原理

图 Section137-1 所示电路为一个理想的 RC 型正弦波发生器的振荡原理电路，它不能工作，只用于描述振荡工作的原理。此电路由图中的选频网络（浅绿色区域），放大环节（运放和两个电阻）组成。选频网络是两个电容、两个电阻，称为文氏电桥(Wien-Bridge)。

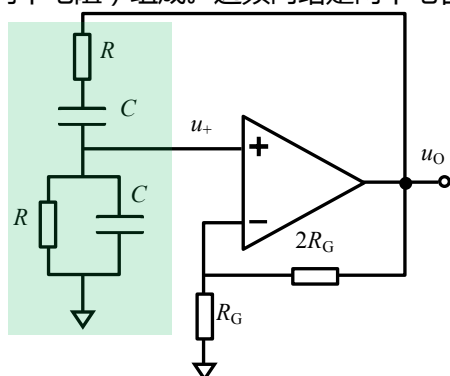


图 Section137-1 文氏电桥自激振荡电路原理

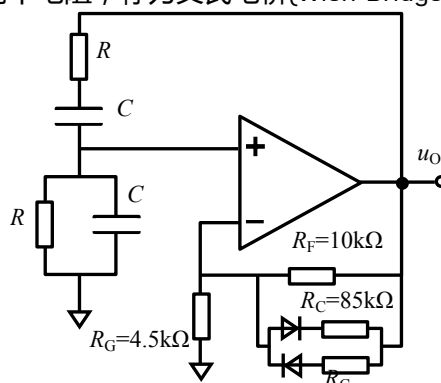


图 Section137-2 文氏电桥自激振荡电路的稳幅

选频网络的增益表达式为：

$$\dot{A}_{\text{选频}} = \frac{\dot{u}_+}{\dot{u}_O} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$

[Section137-1]

确定 R 和 C ，则仅有 $\omega = \frac{1}{RC}$ 时， \dot{A}_{u1} 的模具有最大值，为 $1/3$ ，且此时，相移为 0° 。图 Section137-3 是 $R=1591.55\Omega$ ， $C=1\mu F$ 时得到的幅频和相频特性曲线。

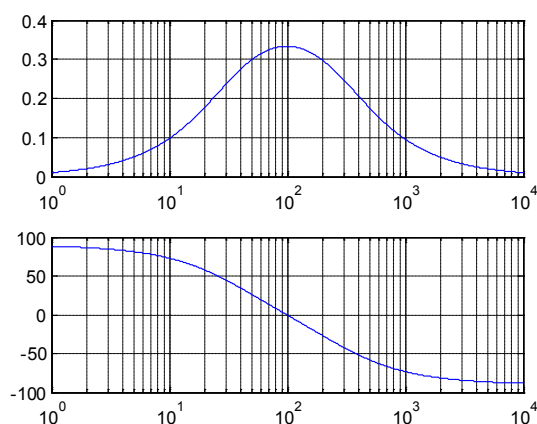


图 Section137-3 文氏电桥的幅频和相频特性曲线

如果放大电路的增益为 3 倍，则环路增益的峰值刚好为 1，发生在频率为文氏电桥的特征频率处：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

[Section137-2]

因此图 Section137-1 电路可以实现在 f_0 处发生自激振荡，但是它的环路增益是 1，不能对很小的噪声实施逐渐放大，因此它不能正常工作。

稳幅电路

为此，一般需要将放大环节的增益设置为稍大于 3 倍，并且给它增加稳幅电路，如图 Section137-2。当输出信号幅度较小时，两个并联二极管均不导通，放大电路的增益为 3.222 倍，使得环路增益为 1.074 倍，即便很小的噪声，经过多次的 1.074 倍增益后也会变得很大。当输出信号幅度超过一定值，必然会使得二极管导通，此时反馈电阻将是 10kΩ 和 85kΩ 的并联值，为 8.947kΩ，这导致放大电路增益变为 $1+8.947/4.5=2.988$ 倍，环路增益变为 0.996 倍，这会迫使信号越来越小——小到一定值，又会使得二极管断开，恢复 1.074 倍的环路增益。

显然，二极管的导通和断开并不是简单的“是”或者“否”，并且即便导通，它也具备导通电阻。因此最终的结果一定是：在某个输出幅度下，二极管的导通电阻+85kΩ，与 10kΩ 的并联，一定会使环路增益恰好等于 1，并将一直维持这个输出幅度不变。

这就是稳幅负反馈的效果。

其它种类的 RC 型正弦波发生器

图 Section137-4 是另外一种 RC 型正弦波发生器。它的选频网络由运放电路组成，如图中的 U1，而图中的 U2 仍实现放大功能。

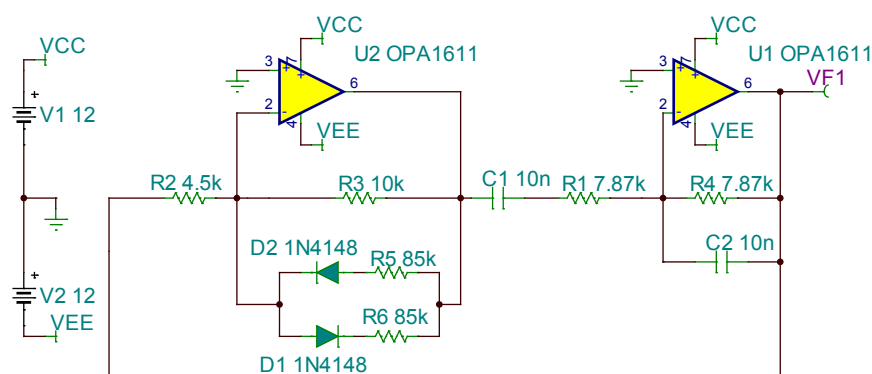


图 Section137-4 RC 型正弦波发生器的另一种结构

选频网络，即 U1 组成的电路，它的增益表达式为：

$$A_{\text{选频}} = -\frac{R_4 // \frac{1}{j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = -\frac{1}{2 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$

[Section137-3]

此表达式与文氏电桥的式(Section137-1)非常相似，唯一区别在于分母的实部是 2，即当：

$$\omega = \frac{1}{RC} = \omega_0; \text{ 或者 } f = \frac{1}{2\pi RC} = f_0 \text{ 时}$$

(Section137-4)

选频网络具有最大的模，为 0.5，且此时选频网络相移为-180°。

因此，只要保证放大环节提供-2 倍放大，即可实现环路增益为 1，环路相移为 $2n\pi$ 。图中的放大环节是一个反比例器，在二极管不导通时，它的增益为-10kΩ/4.5kΩ=-2.222，这使得环路增益为 1.111 倍，大于 1。

与此前电路类似，并联二极管和电阻可以起到稳幅作用。

几个实用 RC 型正弦波发生器

图 Section137-5 是一个基于文氏电桥的正弦波发生器，它可以精确控制输出信号幅度。

图中 R5 和 T1 的并联是决定放大环节增益的，当 T1 的门极电压越低，其工作点越靠近截止区（夹断），等效电阻越大。而控制 T1 门极电压的，是 U2 组成的积分器电路。

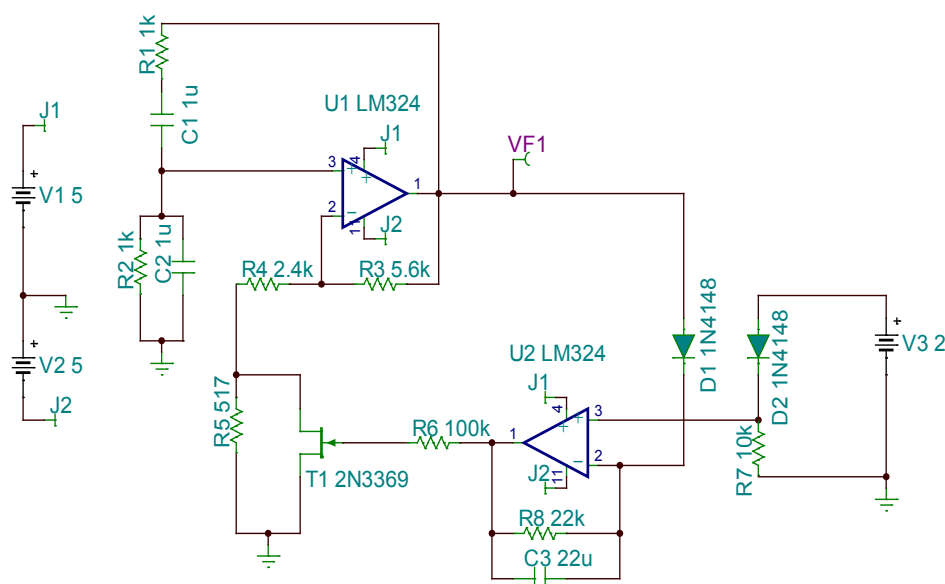


图 Section137-5 一个实用 RC 型正弦波发生器

积分器 U2 的正输入端为 V3 减去二极管导通压降，在图中约为 1.3V。当输出信号 VF1 幅度很小时——刚起振阶段，U2 的负输入端因为虚短，也是 1.3V，输出信号没有能力打通二极管 D1，因此电容 C3 无法获得充电，此时 U2 的输出端约为 1.3V，加载到 T1 的门极，这是一个 JFET，它将处于极度的导通状态，动态电阻很小，它和 R5 并联将得到一个很小的电阻，使得 U1 组成的放大电路具有大约为 $1+5.6k\Omega/2.4k\Omega=3.333$ 倍的增益，这将使得整个环路增益为 $3.333/3=1.111$ 倍，大于 1，会使得输出信号幅度不断增加。

直到，输出信号幅度超过 V3 的值，即超过 2V，VF1 信号将有能力打通二极管 D1，在输出信号正峰值处，一次又一次地，给电容 C3 充电，迫使 U2 的输出一点点下降，由 1.3V 向 0V，甚至负值变化，这将引起 T1 的动态电阻不断增大，与 R5 的并联总会达到 400Ω。此时，放大电路的增益变为 $1+5.6k\Omega/(2.4k\Omega+400\Omega)=3$ 倍，使得环路增益为 1，输出信号的幅度就不再增加了——稳幅成功。

因此，在一定范围内改变 V3 的电压值，就可以控制输出幅度约为 V3。

很显然，此电路中 R5 取值不得小于 400Ω，否则无论怎样控制，环路增益都将大于 1，输出信号将永无休止增加，直到达到电源电压产生变形。当然，这是理论分析，实际情况中如果 R5 小于 400Ω，输出波形上升到一定程度后，会在还没有到达电源电压时就发生较为明显的变形。

图 Section137-6 是一个能够产生超低失真度正弦波的电路，看起来比较复杂，但是不要怕，它经不住细细分析。（电路来源，Jim Williams and Guy Hoover, Linear Technology, Test 18-bit ADCs with an ultrapure sine-wave oscillator, EDN, August 11,2011）

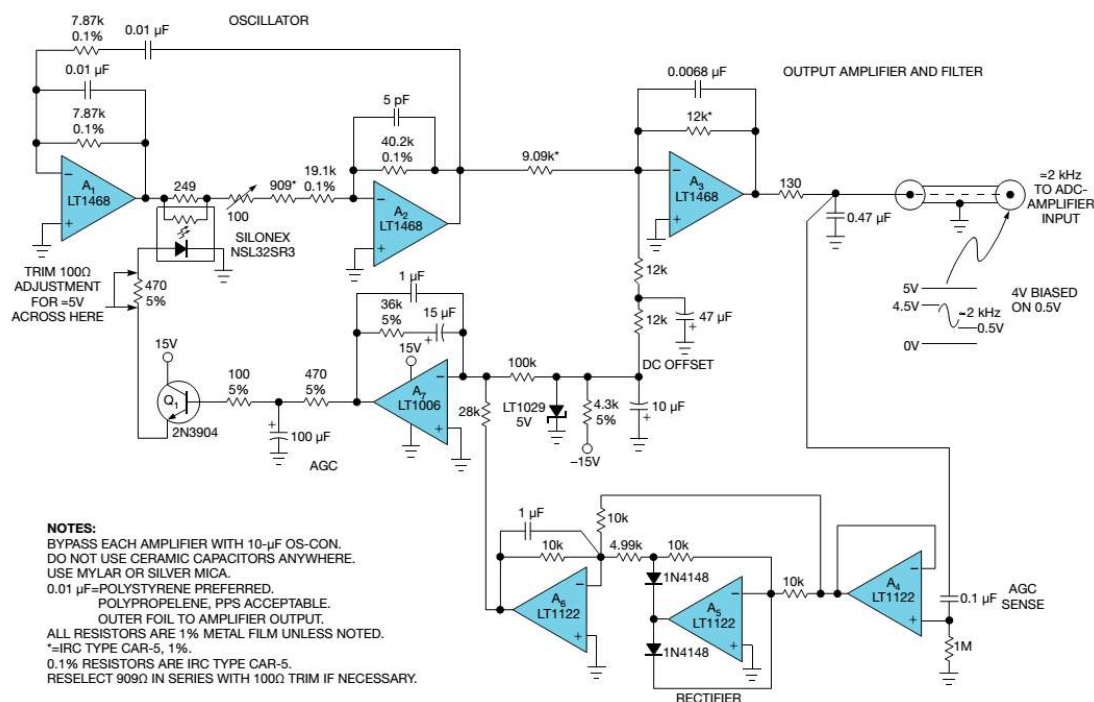


图 Section137-6 一个实用超低失真度 RC 型正弦波发生器

图中 A1 和 A2 组成核心振荡电路，采用了图 Section137-4 电路结构，振荡频率约为 2023Hz，其稳幅作用靠与 249Ω 并联的光电器件实现，此为后话。

A3 实现三个功能：

1) 将正弦波的电平提升，A2 输出为正负变化的正弦波（双极信号），A3 电路负责将其提升到 2.5V 上。图中中心位置有一个稳压管（LT1029，5V），与（4.3k，5%）电阻配合，实现在 DC OFFSET 点得到 -5V 稳定电压，10μF 电容和紧随其后的 47μF 电容，以 2 阶低通滤波，降低了贡献给 A3 负输入端的电压中的高频噪声。注意，A3 对 DC OFFSET 处的 -5V，实现了 $-12k\Omega / (12k\Omega + 12k\Omega) = -0.5$ 倍放大，因此 A3 由于 DC OFFSET 的作用而产生的输出为 2.5V。即静态时，A3 的输出为 2.5V，而动态时，A3 的输出正弦波将骑在 2.5V 上。

2) 对 A2 的输出正弦波实施放大。图中可见其动态增益为 $-12k\Omega / 9.09k\Omega = -1.32$ 倍。

3) 对 A2 的输出正弦波实施低通滤波。图中可见 0.0068μF 并联与 12kΩ 电阻旁，实现了上限截止频率为 $1/2\pi RC = 1951\text{Hz}$ 的低通滤波。它一方面将 A2 输出中含有的 2 次谐波 4046Hz、3 次谐波 6069Hz 等进一步消除，另一方面也将基波 2023Hz 降幅。

A3 的输出端，串联了一个 130Ω 和 0.47μF 电容，也实现了一阶低通滤波，其上限截止频率为 2606Hz，这会进一步降低输出中含有的谐波失真。

而其余那一堆电路，包括 A4~A7，以及晶体管 2N3904、光电器件 NSL32SR3，都是

为稳幅而设计的。此处的稳幅电路，也可以称为 AGC 电路——Auto Gain Control，自动增益控制电路。

所谓的 AGC，主要目的是通过自动改变增益，在输入幅度不同时，得到几乎相同的输出幅度。比如一个录音笔放在讲台上，如果增益是确定的，那么演讲者距离录音笔的距离不同，将录制出不同音量的声音，如果演讲者来回走动的话，声音就会一会儿大，一会儿小，这很不好。而含有 AGC 功能的录音笔，则可以在一定范围内，实现录音音量不变的效果——演讲者距离远，就自动增大增益，而距离近了，就会自动减小增益，以保持相同的录音音量，这很好。因此，传统的稳幅电路，其实就是一个 AGC 电路。

本图中，AGC 电路分为 A4 组成的 AGC Sense（感应电路），A5 和 A6 组成的检波电路，A7 组成的反相交流放大电路，470 Ω 和 100 μ F 组成的低通电路，以及 AGC 核心控制 2N3904 和光电管。

图 Section137-7 电路来自 Linear Technology 公司生产的运放 LT1037 数据手册。它的工作原理与图 Section137-1 完全一致，区别在于它的稳幅电路是靠一个灯丝实现的。图中的 LAMP 就是灯丝，是一个正温度系数的电阻。很显然，在常温下， R_{LAMP} ，也就是灯丝电阻，应该小于 430 Ω 的一半即 215 Ω ，以使该放大电路具有超过 3 倍的增益，自激振荡就发生了，且输出幅度会越来越大。此时，在灯丝上的做功（发热或者发光）将随着输出幅度而增加，导致灯丝温度升高，对于正温度系数来说，温度越高，电阻越大，这就会导致放大电路的增益会下降并接近于 3 倍，最终，一定会使得增益稳定在 3 倍，保持输出幅度不再增大。

如果有一只负温度系数的电阻，按照理论分析，可以代替图中 430 Ω 电阻，也能实现自激振荡的稳幅效果。

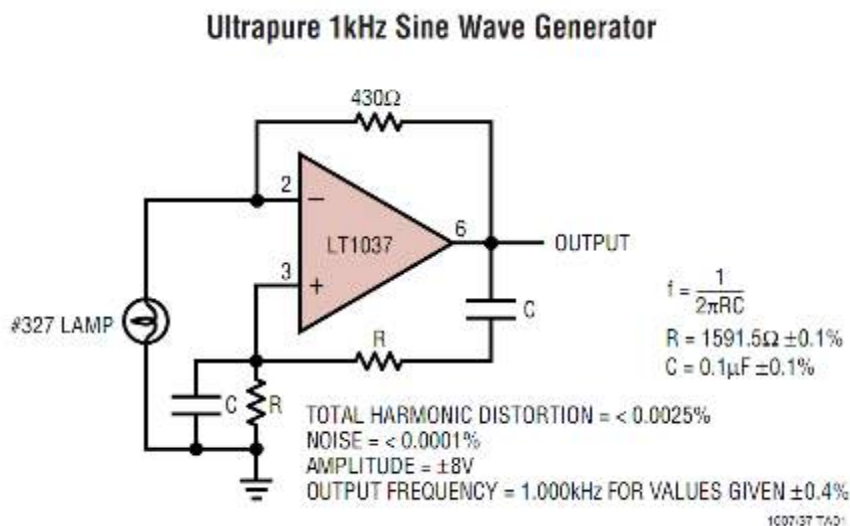


图 Section137-7 利用灯丝实现的超纯净正弦波发生器，源自 LT1037 数据手册

Section138.LC 型正弦波发生器

电阻和电容可以实现选频，电感和电容也能。利用电感和电容形成的选频网络，配合晶体管或者运放的放大功能，也可以实现自激振荡，产生正弦波输出。这类电路被称为 LC 型正弦波发生器。它们通常产生频率较高的正弦信号，但是由于电感、电容受温度影响较大，其频率稳定性像 RC 型一样，也不好。

在实际应用中，设计一个 LC 型正弦波发生器需要考虑很多问题，较为重要的有：起振难度、稳幅、波形失真度等。本书对此不展开，本节仅讲授基本电路原理，重点放在电路是否有可能产生自激振荡的判断上。

LC 并联谐振

将一个理想电感和理想电容并联，其阻抗随频率变化的表达式为：

$$\dot{Z} = \frac{\frac{L}{C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

$$|\dot{Z}| = \frac{\omega L}{|1 - \omega^2 LC|}$$

$$\varphi = \begin{cases} 90^\circ; & \omega < \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ 0; & \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ -90^\circ; & \omega > \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{cases}$$

当且仅当角频率 $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$ 时，电感和电容的并联为阻性（无相移），且阻值为无穷大。此时，在它们并联的两端加载该频率的变化电压，则不会有任何电流流进或者流出一——而电容上存在电流，电感上也有电流，只是——从电感中流出的电流，将会流进电容中。反之，给它们加载该频率的初相角为 0 度的正弦波电流，则会在 LC 并联组两端产生幅值为无穷大，相移为 0 度的正弦波。这就是 LC 谐振时的奇妙现象。当理想 LC 并联时，其谐振频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

下图为使用 Matlab 绘制的阻抗图，左边为较为理想情况下的结果：为保证良好的绘图效果，实验中一般给电感串联一个小电阻，本图设为 0.1mΩ，右边为电感串联 0.1Ω 电阻的结果。可以看出，左图中纵轴已经非常大，阻抗为 1000。理论上，在谐振频率处阻抗可以达到无穷大，而相移为 0°——呈现阻性。

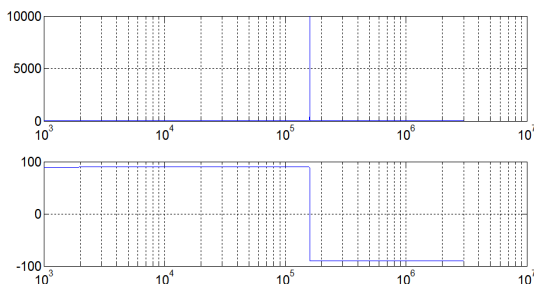


图 Section138-1 电阻为 0.1mΩ

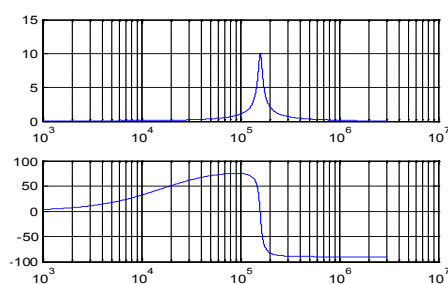


图 Section138-2 电阻为 0.1Ω

LC 型正弦波发生器基本电路

利用这个现象，将并联电感和电容引入到晶体管组成的共射极放大电路中，取代增益电阻 R_C ，可以得到一个选频放大效果。如果将其输出回送到合适的输入端，则可以形成自激振荡电路。如图 Section138-3 所示。

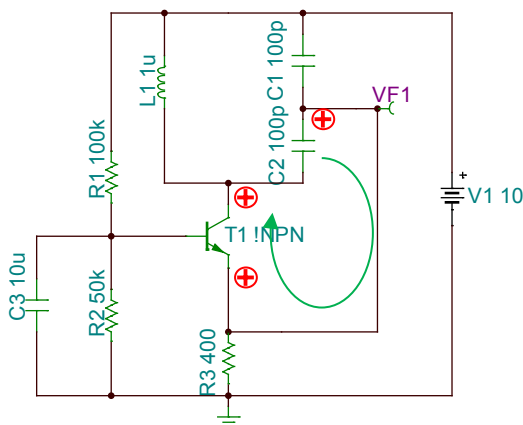


图 Section138-3 LC 型正弦波发生器

环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。如图中绿色线所示。由 VF1 接入晶体管发射极，发射极——集电极，集电极——VF1。

2) 环路兜圈。在VF1 处设置⊕，因此发射极为⊕。由于晶体管放大电路为共基极电路，发射极输入、集电极输出，之间关系为同相，则集电极为⊕。由于电感和电容并联组整体在谐振频率处为一个阻性，则集电极处的⊕会引起两个电容之间也出现同相的⊕，这导致VF1 处获得同相的⊕。

3) 在环路极性法中，如果环路中任意起点设置⊕，经过信号传递一圈，回到起点仍是⊕，则整个闭环满足自激振荡的相位条件，结论为“有可能振荡”。至于最终是否能够形成正弦波发射器，还需要满足幅度调节和种子条件，并且还要有合适的稳幅措施。因此，本节仅给出该电路有可能振荡的结论。

振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电感即为图中电感量，电容为两个电容的串联值，以电阻并联公式计算：

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

变压器耦合型正弦波发生器

工作原理与基本电路类似，变压器耦合型正弦波发生器如图 Section138-4 所示。在电路中，与 C1 发生谐振的是变压器等效电感，它包括原边自感以及原边副边互感。信号通过变压器耦合到副边，回送到放大器的输入端——晶体管的基极，形成闭环。

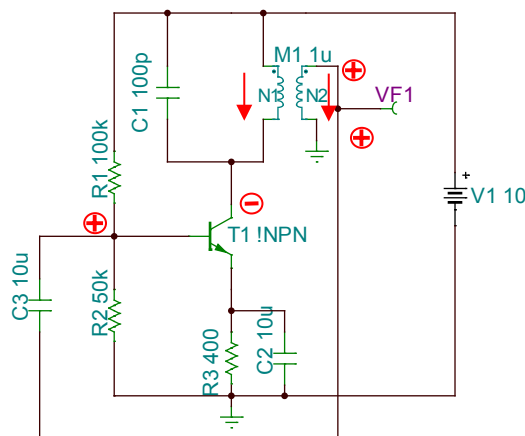


图 Section138-4 变压器耦合型正弦波发生器

环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。由 VF1 通过 C3 耦合到晶体管基极，到晶体管集电极（这是一个共射极放大电路），到变压器原边，到变压器副边，即 VF1。

2) 环路兜圈。在 VF1 处设置⊕，由于 C3 足够大，这是一个高通隔直的阻容耦合，能够将高频振荡信号无相移的由电容 C3 下端传递到 C3 上端，因此 C3 上端没有相位改变，为⊕。由于晶体管放大电路为共射极电路，基极输入、集电极输出，之间关系为反相，则集电极为⊖。在变压器处，熟悉的读者可以直接得到“副边同名端为⊕”的结论，但我更愿意面对广大读者，啰嗦几句：

当原边下方，也就是集电极处为⊖，请画一个箭头指向它，如果是⊕，则由它指向另一端——水往低处流吗。此时，我们看出，箭头是由原边的同名端指向非同名端的，保持这个方向，请在副边也由同名端画一个箭头指向非同名端，如图中两个红色箭头。

此时我们发现，副边的下方是接地的。按照水往低处流的结论，副边的上方，也就是同名端应为⊕。VF1 是接在副边同名端的，因此 VF1 也是⊕

3) 根据环路极性法判断规则，该电路有可能振荡。

振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电容值即为 C1，电感值应包括原边自感 L_{N1} 和原边、副边之间的互感 M

$$L = L_{N1} + M$$

电容三点式正弦波发生器

电路如图 Section138-5 所示。电路中 4 个电阻和晶体管组成了共射极放大电路，其输出信号经过 C1、C2、L1 组成的谐振网络，实现选频和移相，并将信号回送到了共射极放大电路的输入端（基极），形成闭环。

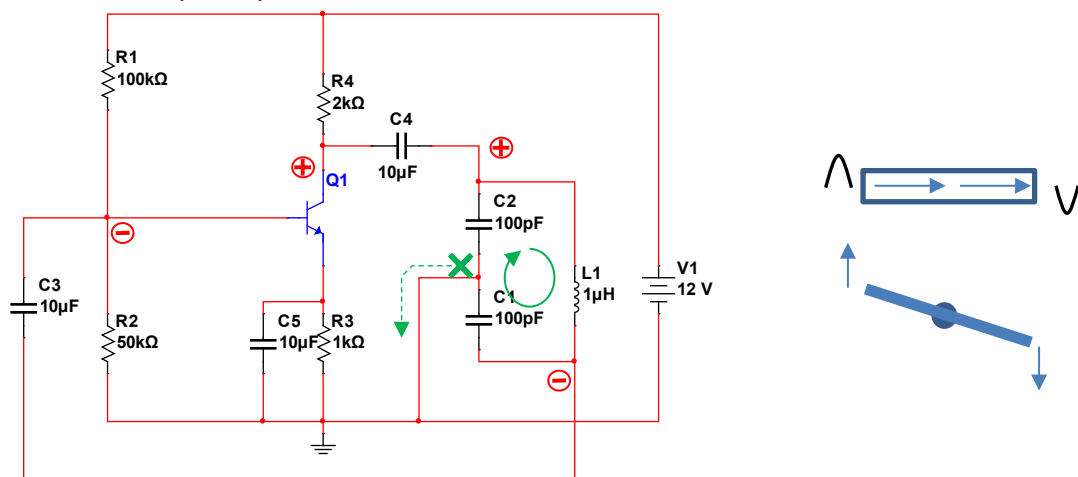


图 Section138-5 电容三点式正弦波发生器

环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。由 C4 右侧出发，通过谐振网络将信号传递到 L1 下端，通过 C3 耦合到晶体管基极，到晶体管集电极（这是一个共射极放大电路），最后通过 C4 由左侧耦合到右侧。

2) 设定 C4 右侧为⊕。对于谐振网络的极性变化，可以通过严格的数学表达式求解，但写出来比较麻烦，可以按照下述方法简化分析：

谐振网络在谐振频率处一定等效为阻性，且电流是封闭的，即图中 C1、C2 连接点是 0 电位，又没有电流流进信号地，那么就可以把整个谐振网络视为一个三点元件（头顶，中间地电位，以及脚底），当头顶有正极性信号出现时，由于中间地电位的约束，以及电流不会流出去，那么脚底一定会出现负极性信号，整个谐振网络像一个跷跷板一样，两端相对于中间的地电位，是做相反动作的。这个解释如图中右侧。

因此，图中 C4 右侧为⊕的情况下，L1 下端一定为⊖，此后就容易了。C3 上端也就是基极同样是⊖，导致晶体管集电极为⊕，通过 C4 耦合到其右侧，仍为⊕。此电路有可能产生自激振荡。

振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电感即为图中电感量，电容为两个电容的串联值，以电阻并联公式计算：

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

电感三点式正弦波发生器

电路如图 Section138-6 所示。分析方法与电容三点式类似，不赘述。

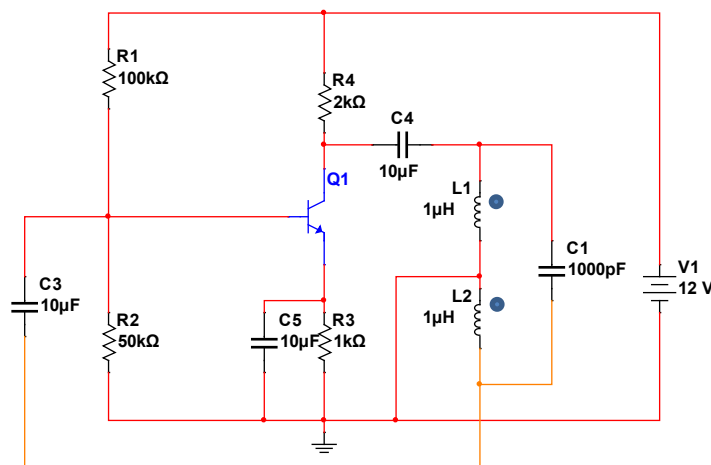


图 Section138-6 电感三点式正弦波发生器 1

振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电容值即为 C1，电感值应包括两个电感的串联以及相互之间的互感，此时应注意同名端。

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

另外一种更为常见的电感三点式正弦波发生器电路如图 Section138-7 所示，它不再有集电极电阻 R4，而直接用并联谐振电路取代，通过电感给晶体管提供直流通路。此时为了保证晶体管正常工作，其集电极静态电位不应为 0，因此两个电感的中心连接不再是真正地，而是电源电压，对于高频变化量来说，直流电源电压也相当于是动态的地，或者叫“交流地”。

该电路的环路极性分析、输出频率均与 Section138-6 电路相同。

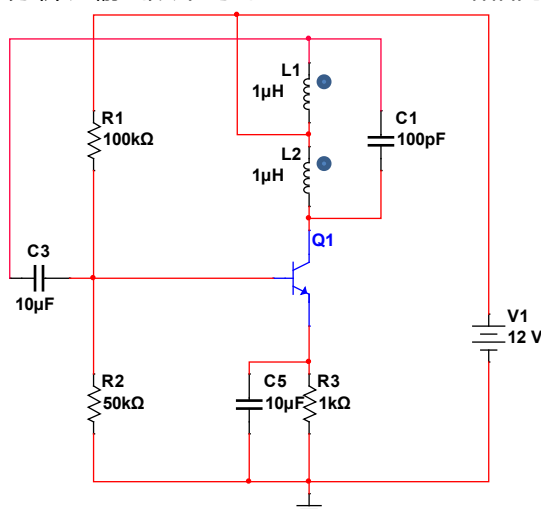


图 Section138-7 电感三点式正弦波发生器 2

Section139. 晶体振荡器

晶体振荡器，是利用石英晶体的压电性质实现的振荡器。

石英晶体

石英晶体——Quartz Crystal，是一种特殊的石头，俗称水晶，或者水晶石。一些老年人喜欢戴一种石头眼镜，就是用水晶石做的——它是透明的，坚硬的。石英晶体具有一种特殊的压电性质：沿着一定方向切割的石英晶体，在受到外界应力改变时，会产生与之相关的电场或电荷，反之，当外部电场发生改变时，它也会产生应力形变。

将天然或者人工制作的水晶石，按照一定的方法切割，并将其封装出两个电极，就形成了电学中常用的晶体，在电子市场可以买到，便宜的不会超过 1 元钱。将其置于标准电路中，就可以形成一定频率的正弦自激振荡，频率大小取决于晶体的出厂频率。图 Section139-1 为它的电路符号，以及在百度上搜索到的实物照片。注意，石英晶体一定是两个管脚。



图 Section139-1 石英晶体的电路符号和实物照片

前述的 LC 或者 RC 型正弦自激振荡电路，频率受控于阻、容、感值，当温度变化时，电容和电感的变化很大，导致其频率稳定性很差。而用石英晶体制作的振荡器，其温度稳定性非常好，这是以石英晶体为核心的振荡器较为突出的优点。

形成石英晶体振荡的标准电路非常多，一般分为模拟系统中的正弦波发生电路，以及数字系统中的时钟产生电路。以数字系统中的时钟为例，比如手表的核心时钟 32768Hz，或者单片机的主振时钟，一般都由石英晶体作为基本振荡部件，最终产生频率确定，且非常稳定的方波信号。图 Section139-2 是 PIC16F7X 单片机的时钟产生电路（来自该单片机数据手册截图），黑框内是 PIC 单片机，它有两个管脚 OSC1、OSC2，用户需要选择合适频率的石英晶体 XTAL，配合电路要求的两个电容 C1 和 C2（有时还需要增加电阻 RS），就组成了石英晶体振荡电路，图中的 To Internal Logic 节点处，就会产生幅度为电源电压的方波，频率与晶体固有频率相同。

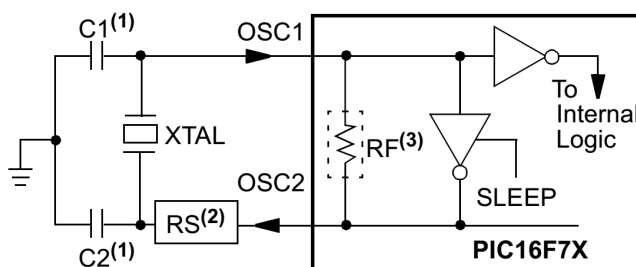


图 Section139-2 石英晶体用于给 PIC16F7X 单片机产生时钟

晶体振荡器

将石英晶体与配套的振荡电路集成到一起，形成一个部件，称为晶体振荡器，简称晶振，英文为 Crystal Oscillator。由于电路需要供电，因此它至少包含 3 个管脚，正电源、地，以及频率输出脚。它帮助用户实现了标准振荡电路，方便了用户。

中文中，晶振已经被大家广为使用，导致目前在称呼上出现了一些混乱：晶体和晶体振荡器均被称为“晶振”。为了区别，有人将其分为“无源晶振”——其实就是 2 个管脚的石英晶体，以及“有源晶振”——也就是标准的晶体振荡器。

实际产品中，多数晶振为 4 脚或者 5 脚封装。图 Section139-3 是广州天马公司生产的恒温晶振，它有 5 个管脚，分别为正电源输入、地线、输出、压控输入和一个空脚。图中标明 20.000MHz，是指标称频率。

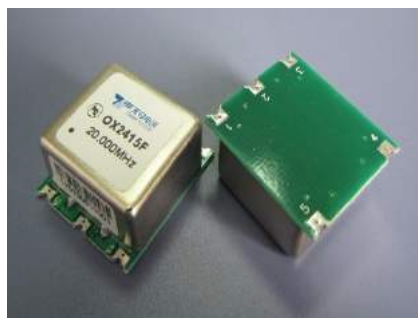


图 Section139-3 广州天马公司生产的恒温晶振

晶体振荡器的种类

晶体振荡器分为如下几类，各有特点。

标准封装晶振[Standard Package Crystal Oscillator-SPXO]

它就是一个石英晶体和标准电路的组合。只要 3 个有用管脚，正电源、地，以及频率输出脚。它的频率稳定性在全部晶振中最差的，一般为 50ppm，当然它也是最便宜的。

压控晶振[Voltage Controlled Crystal Oscillator-VCXO]

在标准电路中增加以变容二极管（一个电容值受电压控制的器件）为核心的频率微调电路，使得输出频率受外部直流电压控制，可以在正负几十 ppm 之间变化。压控晶振具有 VC 控制电压输入脚，因此至少为 4 管脚封装。当对 VC 脚不实施有效控制时，它就是一个标准封装晶振。一旦对其实施控制，可以演绎出很多有趣的功能，比如应用于锁相环中。

温补晶振[Temperature Compensated Crystal Oscillators -TCXO]

在标准电路中增加温度敏感部件，对输出频率实施补偿，以达到输出频率受温度影响小的目的。多数 TCXO 具有压控功能。

恒温晶振(Oven Controlled Crystal Oscillator-VCXO)

在内部增加加热装置和恒温腔，以确保外部温度变化时，内部温度变化很小，以达到输出频率稳定的效果。其稳定性是所有晶振中最优秀的。

多数晶体振荡器，具有 100ppm 以下的稳定性。所谓的 ppm，即百万分之一，即 10^{-6} 。而 100ppm，其含义是万分之一，即 10000s 可能存在 1s 的差异。用这样的晶振制作的手表，大约 1 天（24 小时，1440 分钟，86400 秒）存在 1 秒的误差。

高级手表，可以做到 100 天内不超过 1s 的差异，也就是大约 1ppm。我自己用过 0.1ppm 的晶振，这算是比较优秀的，但是价格相应就贵一些。市场中还有更为准确的，用 ppb 表示，即 10^{-9} 。

看起来 1 个 ppb 的晶振已经非常准确了，但是，用它来做时间基准还不行。世上目前最准的时钟并不是石英晶体，而是铷原子钟或者铯原子钟，其中铯原子钟被用于标准时间产生上，它可以做到 2000 年误差不超过 1s。关于最准时钟的研究，目前仍未终止，这是另外一个话题，本书不深入介绍。

6.3. 直接数字合成技术-DDS

直接数字合成技术(Direct Digital Synthesizer:DDS), 是一种频率合成技术, 用于产生周期性波形。理论上, 本节应属数字电子技术。但是目前, 从低频到上百 MHz 的正弦波、三角波产生, 绝大多数都采用 DDS 芯片完成, 甚至可以说, 真正实用的波形发生器, 包括我们买到的信号源, 都采用 DDS 实现, 前述的自激振荡产生正弦波、蓄积翻转产生方波、三角波, 在 DDS 面前, 正逐渐失去活力。

因此, 本节必须介绍 DDS。

Section140.DDS 核心思想

总体框架

先假设 DDS 有一个固定的时钟 MCLK, 为 36MHz, 那么每个脉冲的周期则为 27.78ns。

有一个正弦波的“相位—幅度”表, 具有足够细密的相位步长, 比如 0.01° , 那么一个完整的正弦波表, 就需要 36000 个点。如下表所示。其中, N 为表格中数据点序号, phase 为该点对应的正弦波相位, Am 对应该相位处的正弦波计算值, 介于 -1~+1 之间。Data_10 为正弦波计算值转换成 10 位数字量的 10 进制表示, 用一个 10 位 DAC 描述正弦波, $\sin(0^\circ)$ 应为 DAC 全部范围的中心, 即 512, $\sin(90^\circ)$ 则为最大值 1023, 而 $\sin(270^\circ)$ 则为最小值 0。

N	phase	Am	Data_10
0	0	0	512
1	0.01	0.0001745	512
2	0.02	0.0003491	512
3	0.03	0.0005236	512
4	0.04	0.0006981	512
5	0.05	0.0008727	512
6	0.06	0.0010472	512
7	0.07	0.0012217	512
8	0.08	0.0013963	512
9	0.09	0.0015708	512
10	0.1	0.0017453	512
11	0.11	0.0019199	512
12	0.12	0.0020944	513
13	0.13	0.0022689	513
14	0.14	0.0024435	513
15	0.15	0.002618	513
16	0.16	0.0027925	513
.....	

8900	89	0.9998477	1023
8901	89.01	0.9998507	1023
8902	89.02	0.9998537	1023
.....	
26900	269	-0.999848	1
26901	269.01	-0.999851	1
26902	269.02	-0.999854	1
.....	
35997	359.97	-0.000524	512
35998	359.98	-0.000349	512
35999	359.99	-0.000175	512

从上表可以看出，在相位从 0° 开始，一直到第 12 个点（即序号 11，相位为 0.11° ），虽然正弦波幅度一直在增加，但始终没有增加到全幅度的 $1/1024$ ，即 $2/1024=0.001953125$ ，因此用 DAC 表达一直为 512，直到第 13 个点（序号 12，相位 0.12° ），正弦波计算值为 0.0020944，DAC 才变为 513。这一段的细微变化，即前 100 个点，在图 Section140-1 给出。尽管管中窥豹，可以想象，这 36000 个点记录了一个标准正弦波的全部。

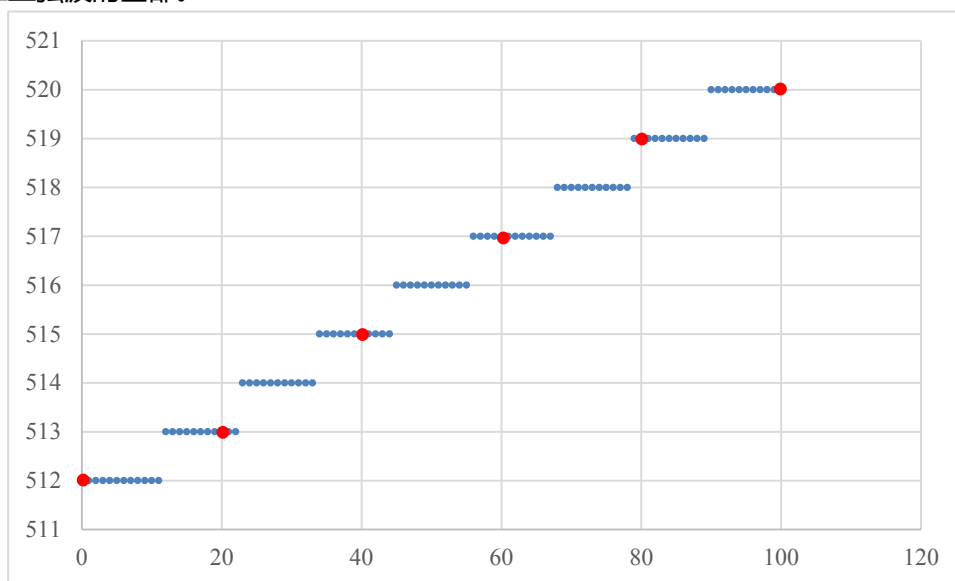


图 Section140-1 DDS 表中 36000 点正弦波的前 100 点

将此表首尾衔接。假设相位步长为 $m=1$ ，则 DAC 以 MCLK 为节拍，依序发作：第一个 CLK 时，DAC 输出 $N=0$ 时对应的 DATA_OUT，即 512，第 2 个 CLK 时，DAC 输出 $N=1$ 时对应的 DATA_OUT，也是 512.....，可以想象，36000 个 CLK 后，一个完整的正弦波被输出了一遍。从 36001 个 CLK 开始，又一次循环开始。如此往复，一个个正弦波接连不断被发作出来。

现在让我们算一算，这个发作正弦波的频率是多少？显然，36000 个 CLK 为正弦波的周期，即 1ms，其频率为 1kHz。公式为：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 1}{36000} = 1000\text{Hz}$$

[Section140-1]

对上式参量的理解极为重要：其中， T_{MCLK} 为 DDS 主振时钟周期，即 $1/36\text{MHz}$ ，约为 27.78ns ， N_{max} 为表格总点数， m 为循环增加中的步长，如果 $m=1$ 则意味着对表格一个不落的扫一遍，如果 $m=2$ ，则意味着隔一个扫一遍。 m 越大间隔越大，扫完需要的时间越短。那么， $\frac{N_{max}}{m}$ 就代表着完成一次表格的全扫描需要的动作次数。

DDS 的核心思想就建立在式(Section140-1)上。改变步长 m ，可以改变输出频率：

1) 当 $m=1$ ，则输出最低频率，即：

$$f_{OUT_min} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m_{min}}} = \frac{f_{MCLK} \times m_{min}}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 1}{36000} = 1000\text{Hz}$$

[Section140-2]

2) 当 m 每增加 1，则输出频率增加 Δf_{OUT} ，这也是 DDS 能够提供的频率最小分辨：

$$\Delta f_{OUT} = \frac{f_{MCLK} \times \Delta m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 1}{36000} = 1000\text{Hz}$$

[Section140-3]

3) 当 m 增加到表格点数 N_{max} 的 $1/1800$ ，即 20 时，说明每次 DAC 发作，会跳过表格中的 20 个点，或者说一个扫完一个正弦波全表，只需要 1800 个点。此时，样点变化规则如图 Section140-1 中的红色圆点。可以算出，这样输出正弦波的频率应为：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 20}{36000} = 20000\text{Hz}$$

图 Section140-2 是三种情况下扫出的正弦波图，分别是 $m=1$ ， $m=30$ ， $m=300$ ，可以看出随着 m 的增大，输出频率也在同比例增加。

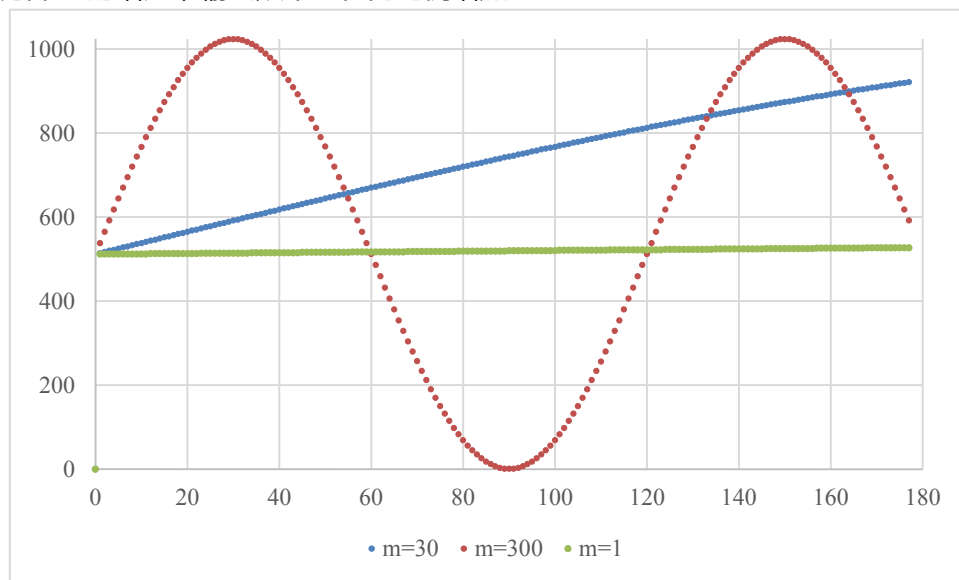


图 Section140-2 三种 m 获得的三种频率正弦波

4) 当 m 增大到全表总数 N_{max} 的 $1/4$ ，即 9000 时，说明只需要 4 个点就可以扫完正弦波全表，此时 DAC 输出的正弦波，其实已经不再是正弦波，而是一个标准的三角波了，该波形只有 4 个相位点，分别是 0° ， 90° ， 180° ， 270° 。

注意，此时的频率可以算出，是 9MHz 。但是，实际上 m 还可以更大，达到 18000，即每次增长 180° 。如果第一个点为 90° ，第二个点为 270° ，第三个点为 450° ，也就是

90°，这就能发出满幅度三角波。理论上，按照奈奎斯特定律，每个正弦波有 2 个点以上，就可以发作出正弦波。

5) 特别关键的是，样点总数除以 m 不等于整数可以吗？答案是，可以。为了显示清晰，我们假设两种情况， $m=40$ ，它可以被 36000 除尽，为 900，即每 900 个点可以扫描完正弦波表； $m=41$ ，不能被 36000 除尽，为 878.0487804878.....。由此得到两组数据如下表。

DAC 发点样点 序列	m=41		m=40	
	当前相位	对应 DAC	当前相位	对应 DAC
878	359.98	512	351.2	434
879	360.39	515	351.6	438
880	360.8	519	352	441
881	361.21	522	352.4	445
882	361.62	526	352.8	448
883	362.03	530	353.2	452
884	362.44	533	353.6	455
885	362.85	537	354	459
886	363.26	541	354.4	463
887	363.67	544	354.8	466
888	364.08	548	355.2	470
889	364.49	552	355.6	473
890	364.9	555	356	477
891	365.31	559	356.4	480
892	365.72	563	356.8	484
893	366.13	566	357.2	487
894	366.54	570	357.6	491
895	366.95	573	358	495
896	367.36	577	358.4	498
897	367.77	581	358.8	502
898	368.18	584	359.2	505
899	368.59	588	359.6	509
900	369	592	360	512
901	369.41	595	360.4	515

可以看出，对 $m=40$ 的情况，第 900 点的相位为 360°，即重新开始了又一个正弦波。它的周期为：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 40}{36000} = 40000\text{Hz}$$

而对 $m=41$ ，第 878 点，相位为 359.98°，属于第一个周期，第 879 点，相位为 360.39°，开始了一个新周期，但是起点不再是 0°，而是 0.39°。这样，它的每个正弦波，与紧邻的另一个正弦波，其相位都是不同的。但是，这丝毫不会影响总体上呈现出如下频率：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_{MCLK} \times \frac{N_{max}}{m}} = \frac{f_{MCLK} \times m}{N_{max}} = \frac{36 \times 10^6 \times 41}{36000} = 41000\text{Hz}$$

由此数据得到的波形如图 Section140-3 所示。你能看出 41kHz 正弦波，其第二个周期与第一个周期有什么不同吗？你根本看不出。

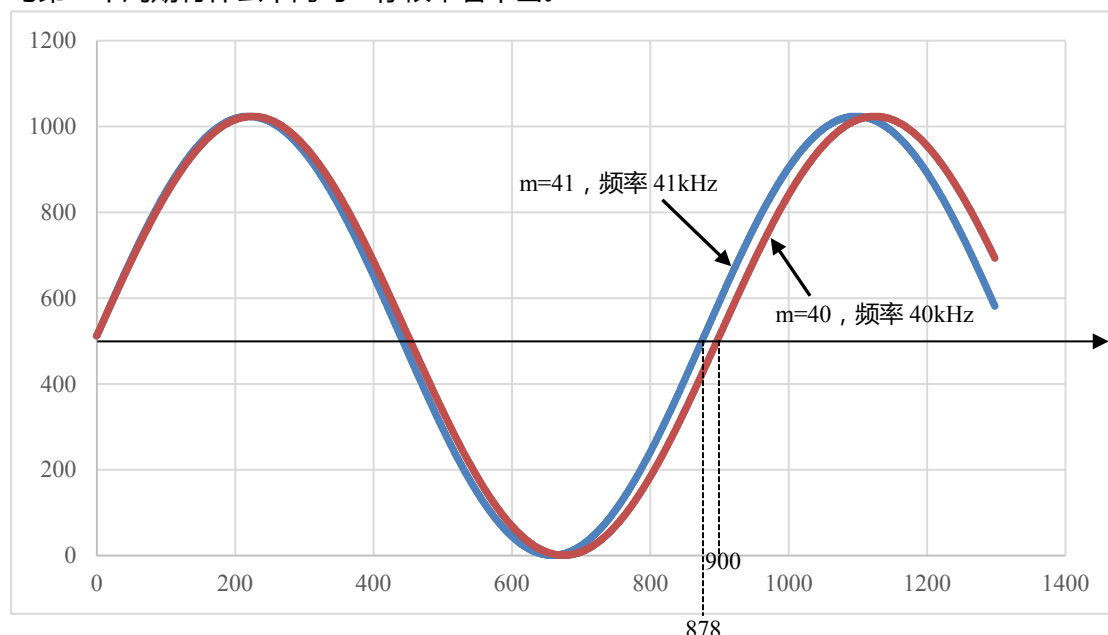


图 Section140-3 m=40 和 41 得到的正弦波

DDS 内核组成

前面以 36MHz 主振频率，36000 个相位表点为例，介绍了 DDS 工作原理，其主频不高，样点不多。现在介绍实际的 DDS。

DDS 技术的核心由相位累加器 PA，相位幅度表和数模转换器 DAC 组成。以一个 28 位数的相位累加器为例，它可以计数 $0 \sim 2^{28}$ ，或者说，它的相位表点数为 $2^{28} = 268435456$ 点，远比 36000 样点多得多，这说明实际的 DDS 在相位分辨上比前述举例更加细密。

使用者需要输入一个计数步长 m ，当然 m 一定要小于 2^{28} ，此后外部时钟 MCLK 每出现一个脉冲，则 PA 完成一次累加。如图 Section140-4 所示，红色秒针以 m 为步长，逆时针旋转，它完成一个周期 360° 的旋转，需要的时间为：

$$T_{out} = \frac{2^{28}}{m} \times T_{MCLK}$$

而红色秒针完成一个周期 360° 的旋转，正好输出一个完整周期正弦波，因此，正弦波频率为：

$$f_{out} = \frac{m}{2^{28}} \times f_{MCLK}$$

当 m 取 1 时，可以得到最低输出频率为：

$$f_{out_min} = \frac{1}{2^{28}} \times f_{MCLK}$$

理论上，当 m 取 2^{27} ，可以得到最高输出频率为：

$$f_{out_max} = \frac{1}{2} \times f_{MCLK}$$

m 每增加 1, 则会使得输出频率获得一个增量, 即为最小输出频率:

$$\Delta f_{out} = \frac{1}{2^{28}} \times f_{MCLK}$$

图 Section140-4 中, 内部相位累加器具有 28 位, 而外部相位累加器则不需要如此精细, 一般仅需要 14 位即可。这就像你干活挣钱, 每件可以挣钱 1 分, 第一天干了 272851 件, 折合 272.851 元, 第二天干了 291237 件, 折合 291.237 元, 这可以精细计数, 但到了发工资的时候, 一个月累计 6164.875 元, 可能你会得到 6164.9 元, 就不需要如此精细了, 因为这种精细是需要成本的: 图中的相位幅度表, 是靠存储器实现的, 存储器数量太大, 自然会导致 DDS 芯片成本升高。

而累加器, 做成 28 位, 仅仅是多几个级联的计数器而已。

另外, 对 DDS 而言, 输出正弦波采用的 DAC, 也不需要位数过高, 多数为 10 位, 也有 14 位的。

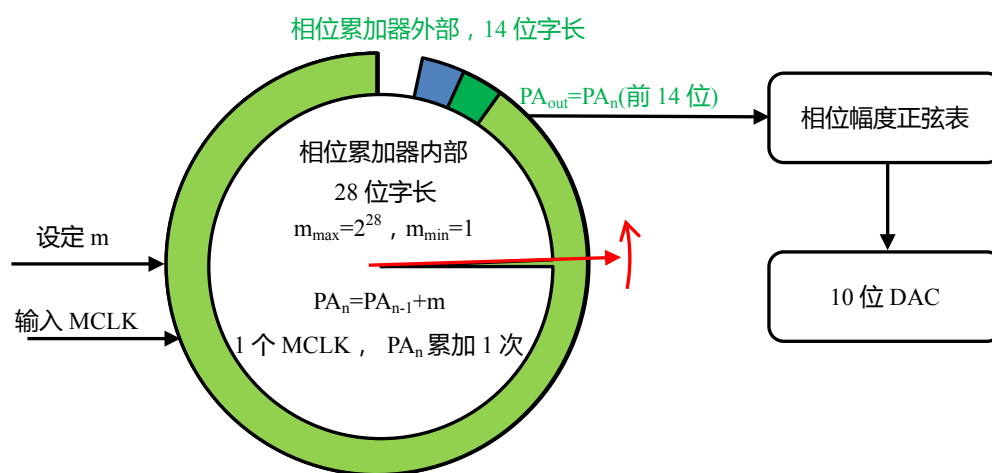


图 Section140-4 DDS 工作原理

为了用户使用方便, DDS 内部还具有相位失调寄存器, 这可以让 DDS 输出从某个规定相位开始。具体的 DDS 内核组成, 还应以具体芯片为准, 不一一赘述。

DDS 技术的优势

从此可以看出, DDS 的优势在于可以发出从极低频率到极高频率范围的正弦波, 且频率增量极低。以 AD9834 为例, 它具有 28 位的超精细相位累加器, 可承受最高 75MHz 的 MCLK, 因此, 在 75MHz 主振情况下, 它的频率最小分辨为 0.279Hz, 可以发出从 0.279Hz 到 37.5MHz, 频率步长为 0.279Hz 的正弦波。至于输出频率到底是多少, 完全取决于使用者设置的 m 。

在 DDS 核心技术中, 可以实现如下功能:

- 1) 可以精细选择输出频率, 实现从低到高的频率选择。
- 2) 可以快速跳频, 且能够保证相位连续, 这在模拟信号发生器中是难以实现的。
- 3) 可以实现正交输出, 可以实现相位设置。
- 4) 可以实现正弦波、三角波, 配合比较器可以实现同频同相方波输出。

DDS 技术的弊端

在发出高质量正弦波中，DDS 技术无法实现超低失真度，是其最大的弊端。

首先 DDS 技术中采用的 DAC 最高为 14 位，其积分非线性 INL 不可能做到很小。其次，其 DAC 一般均采用普通 DAC，没有为降低失真度做出更多的考虑。

目前的 DDS 实现的正弦波输出，其失真度一般只能做到-80dB 左右。

Section141. 常用 DDS 芯片

DDS 列表

前面介绍了 DDS 的核心思想，在此核心思想基础上，ADI 公司生产了多种 DDS 芯片。本书以 ADI 官网提供的表格为基础，对某些明显错误进行了修改，如下表所示。

型号	通道	主振频率	DAC分 辨率	字宽	时钟 倍频	接口	顺从电 压/V	供电	功耗/W	单价/\$
AD9914	1	3500	12	32	Yes	Parallel	0.5	Single(+1.8); Single(+3.3)	2.39	135.58
AD9915	1	2500	12	32	Yes	Parallel	0.5	Single(+1.8); Single(+3.3)	2.24	108.38
AD9910	1	1000	14	32	Yes	Parallel	0.5	Single(+1.8); Single(+3.3)	0.715	35.33
AD9912	1	1000	14	48	Yes	Serial	0.5	Multi(+1.8; +3.3)	0.637	37.70
AD9858	1	1000	10	32	Yes	Parallel	3.8	Multi(+3.3; +5)	2.5	45.66
AD9911	1	500	10	32	Yes	Serial	1.8	Single(+1.8)	0.351	15.69
AD9958	2	500	10	32	Yes	Serial	2.3	Multi(+1.8; +3.3)	0.42	20.48
AD9959	4	500	10	32	Yes	Serial	2.3	Multi(+1.8; +3.3)	0.58	37.59
AD9951	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.171	13.90
AD9953	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.171	14.92
AD9952	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.171	15.68
AD9956	1	400	14	48	No	Serial	2.3	Multi(+1.8; +3.3)	0.4	17.45
AD9954	1	400	14	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3); Single(+1.8)	0.22	17.45
AD9859	1	400	10	32	Yes	Serial	2.05	Multi(+1.8; +3.3)	0.171	10.97
AD9852	1	300	12	48	Yes	Parallel	1	Single(+3.3)	3.2	22.77
AD9854	2	300	12	48	Yes	Parallel	1	Single(+3.3)	4.2	25.81
AD9913	1	250	10	32	Yes	Parallel	0.8	Single(+1.8)	0.098	9.77
AD9857	1	200	14	32	Yes	Serial	1	Single(+3.3)	2	17.31
AD9856	1	200	12	12	Yes	Parallel	1.5	Single(+3)	1.6	17.19
AD9851	1	180	10	32	Yes	Parallel	1.5	Single(+3); Single(+3.3); Single(+3.6); Single(+5)	0.65	13.56
AD9850	1	125	10	32	No	Parallel	1.5	Single(+3.3); Single(+5)	0.48	12.14
AD9834	1	75	10	28	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5); Single(+2.5); Single(+2.7); \$	0.04	5.01
AD5932	1	50	10	24	No	Serial		Single(+2.3 to +5.5)	0.04	4.15
AD9835	1	50	10	32	No	Serial	1.35	Single(+5)	0.2	5.82
AD5930	1	50	10	24	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5)	0.04	6.38
AD9830	1	50	10	32	No	Parallel	1	Single(+5)	0.3	11.08
AD9833	1	25	10	28	No	Serial	0.65	Single(+2.3 to +5.5); Single(+2.5); Single(+2.7); \$	0.0275	4.00
AD9832	1	25	10	32	No	Serial	1.35	Single(+3.3); Single(+3.6); Single(+5)	0.12	5.06
AD9831	1	25	10	32	No	Parallel	1.5	Single(+3.3); Single(+3.6); Single(+5)	0.12	6.33
AD5934	1	16.776	12	27	No	Serial		Single(+2.7); Single(+5)	0.05	4.40
AD5933	1	16.776	12	27	No	Serial		Single(+5)	0.05	6.73
AD9837	1	16	10	28	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5)	0.0085	1.65
AD9838	1	16	10	28	No	Serial	0.8	Single(+2.3 to +5.5)	0.011	2.10

注：AD9856 内部字宽为 32 位，上述表格有错误。

AD9833

AD9833 是一款 10 脚 MSOP 封装的低功耗 DDS，在 2.3V 供电时功耗低至 12.65mW，其名称为“可编程波形发生器”如下数据手册截图所示。它可以发出正弦波、三角波、方波，频率范围为 0.1Hz~12.5MHz。

它采用 SPI 接口与主控处理器连接，无需外部元件就可以实现波形发生。它的价格也不高，是实现几 MHz 以内的正弦波发生的理想选择。



Low Power, 12.65 mW, 2.3 V to 5.5 V,
Programmable Waveform Generator

Data Sheet

AD9833

AD9833 的结构如图 Section141-1 所示。其中，FREQ0 和 FREQ1 是两个频率寄存器，由外部处理器通过 SPI 写入，内容其实就是前述的相位步长 m ，此值越大，输出频率越高。之所以有两个，是为了方便双频切换。随后的 28 位相位累加器是核心，无需多说，每一个 MCLK，它完成一次递增 m 的操作。随后是一个加法器，完成相位失调量的介入，它代表的是波形的初相角。相位失调量也存在两个寄存器 PHASE0 和 PHASE1 中，选择一个执行。

随后加法器的结果——代表着当前相位——其高 12 位提供给正弦波查找表 SIN ROM，作为地址，读取其内容，即正弦波在该相位处的幅度，并提供给 10 位 DAC，产生对应的电压输出。

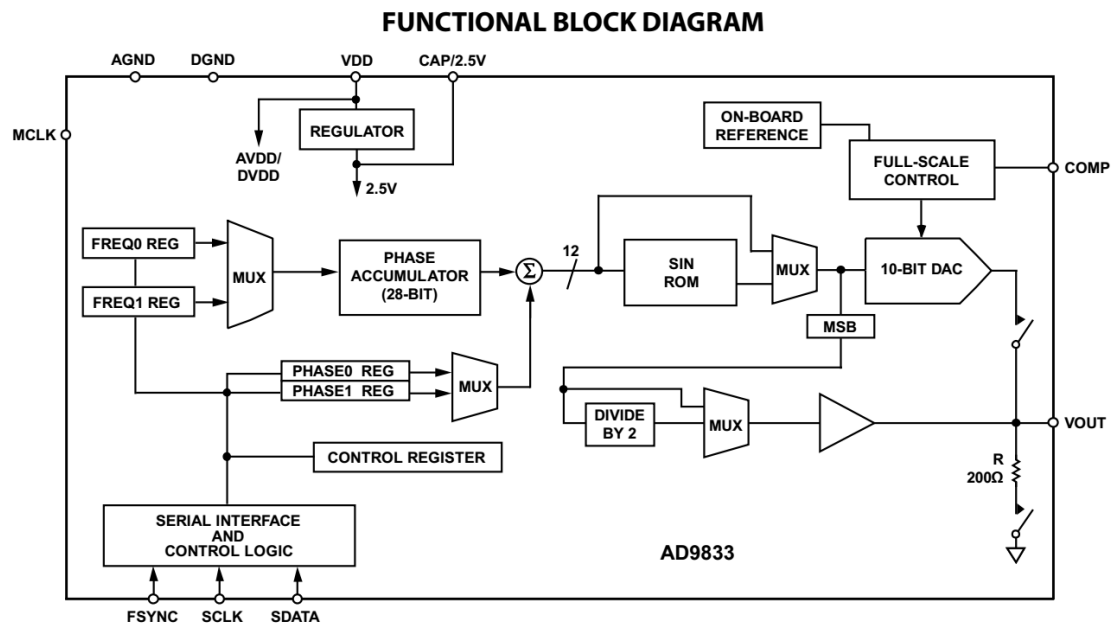


图 Section141-1 AD9833 内部结构

其它部分就更简单了，不赘述。

Section142. DDS 的外围电路

对 DDS 芯片来说，其外围电路分为供电、时钟源、处理器接口、输出环节。其中前三部分与一般数字模拟混合电路要求一致，本节重点讲述其输出环节。

DDS 的内部 DAC 产生波形输出分为两种，第一种是电压输出，第二种是互补电流输出。

对于直接电压输出的，一般无需过多处理即可使用。以 AD9833 为例，图 Section141-1 中，DAC 为单端电流输出型的，内部的 200Ω 电阻可以将其变为电压输出。但需要注意，此输出信号具有 200Ω 的输出电阻，外接负载时要考虑到这点。

而电流输出形式的，则要经过用户设定的外部电阻将电流演变成电压。这类输出一般都具备互补型的电流输出，即有两个管脚 I_{OUT} 和 I_{OUTB} ，以 125MHz 主振，32 位相位累加器的 AD9850 为例，其内部结构如图 Section142-1 所示，从这两个管脚流出的电流始终满足：

$$i_{OUT} + i_{OUTB} = I_{FS}$$

其中 I_{FS} 为满幅度输出电流，一般由用户连接的外部电阻 R_{SET} 决定。对 AD9850 来说，当外部电阻为 $3.9k\Omega$ 时，其满幅度输出电流为 10mA。而对 AD9834 来说，当外部电阻为 $6.8k\Omega$ 时，其满幅度输出电流为 3mA。

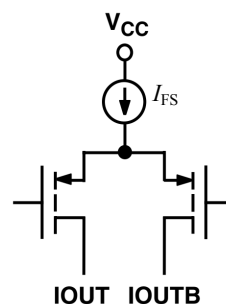


图 Section142-1 DDS 的电流输出

这样的结构，使得两个管脚输出成为相差 180° 的差分信号，利于后级使用。

用一个电阻就可以将电流信号演变成电压信号，如图 Section142-2 是 AD9834 的输出电路，其满幅度输出电流为 3mA，而其输出脚的顺从电压不得超过 0.6V，则电阻最大为 200Ω ，图中确实使用了一个 200Ω 的 R5，将 I_{OUT} 演变成小于等于 0.6V 的输出电压，用一个 200Ω 的 R6，将 I_{OUTB} 演变成小于等于 0.6V 的输出电压。

图中的 C11 (DNI，没有安装) 和 C12 与对应的 200Ω 电阻起到低通滤波作用，以消除 DAC 台阶输出引起的高频分量，其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_{12}} = 7.96\text{kHz}$$

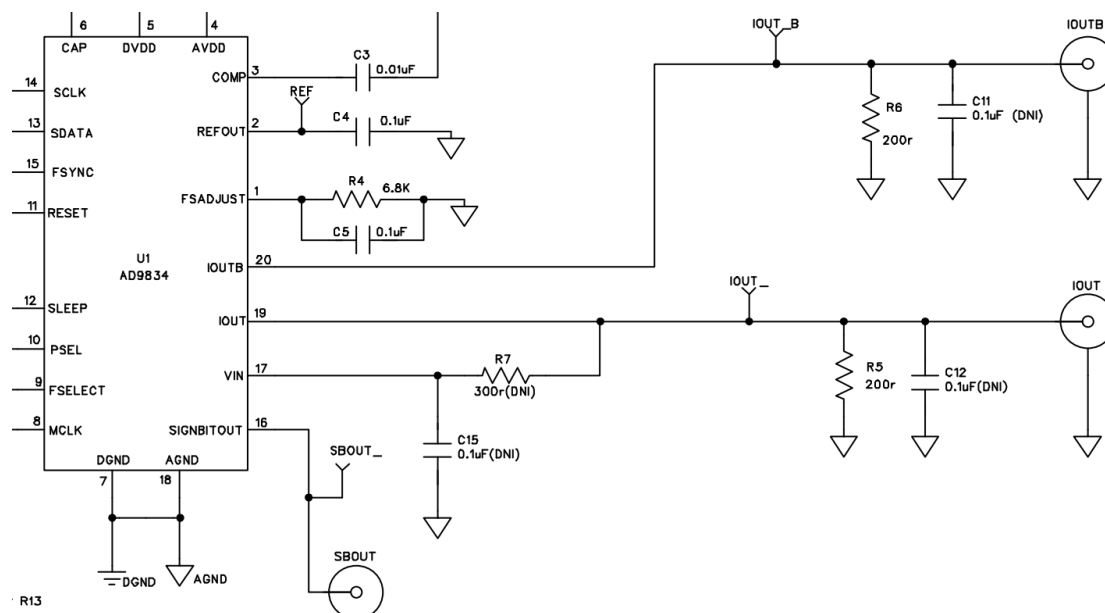


图 Section142-2 AD9834 的输出端电路

显然，如果这个电容被安装上，则 AD9834 的正弦输出频率不会超过此截止频率。

如果在输出端要实施更为有效的低通滤波，一般会采用无源的 LC 型椭圆滤波器，多数高速 DDS 提供了 5 阶或者 7 阶椭圆滤波器电路。图 Section142-3 是 AD9851 数据手册提供的评估版电路——由芯片生产厂家提供的，经过验证能够较好表现芯片性能的成品电路。图中的 E6 节点和 E5 节点如果不连接，则 IOUT 经过 R12 变为电压，从 J7 输出。如果 E6 和 E5 连接，则动用了板载(on board)椭圆滤波器，由 R6、R7、C11~C17、L1~L3 组成，为 70MHz 椭圆 7 阶低通，其输出变为 E3 端子。

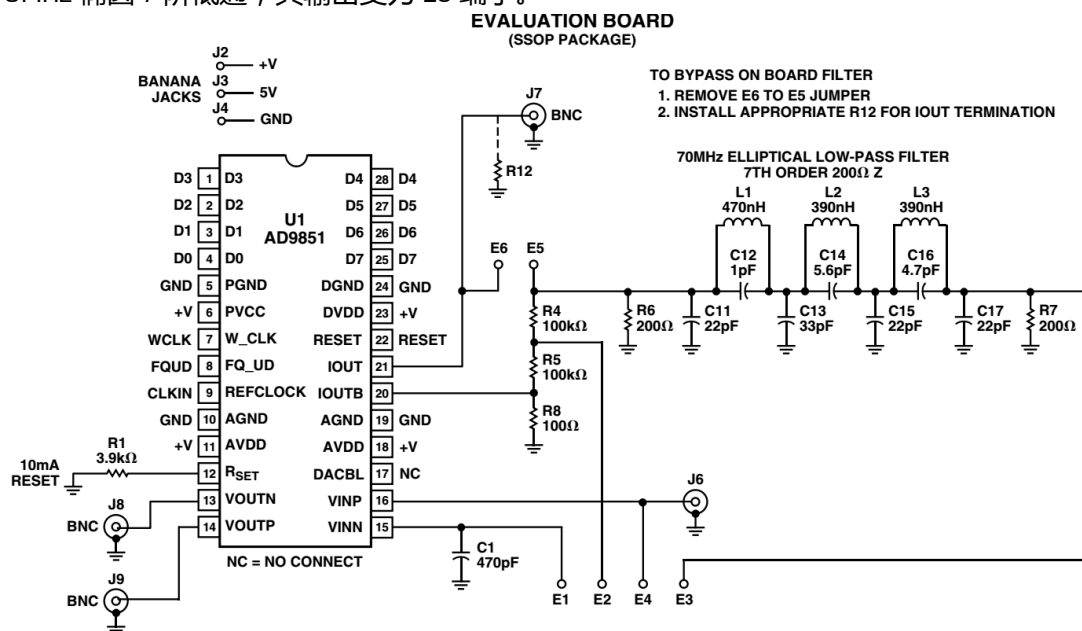


图 Section142-3 AD9851 的输出端电路

顺便说明，图中 R8 是将电流变为电压的，而 R4 和 R5，则是为了获得两个输出电压的均值的，是为比较器输入做准备的。

AD9850 评估版电路如图 Section142-4 所示，椭圆滤波器为 42MHz 的 5 阶低通。

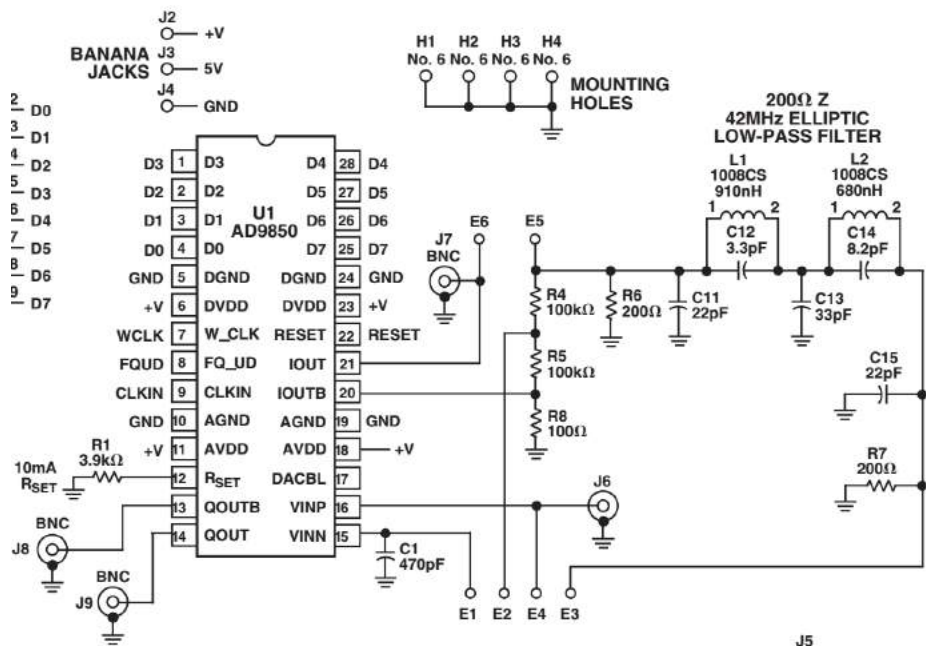


图 Section142-2 AD9834 的输出端电路

要改变椭圆滤波器参数，可以参照本书第 4 章。

6.4. 线性稳压电源

线性稳压电源、开关稳压电源，都将 220V 交流电转变成低压直流电。多数情况下，我们在实验室做模电实验时，使用的都是线性稳压电源——一个挺沉的四四方方设备；而我们给手机充电的充电器，绝大多数都是开关稳压电源。

开关稳压电源内部使用高频变压器，体积小重量轻，使用金属少。它的优点是效率高，成本低，缺点是输出纹波较为严重。主要用于对输出电压纹波要求较小、对效率和成本要求较高的场合。

线性稳压电源内部使用大功率的低频变压器，那么多铜线绕的，又笨又沉的，还很贵。它的优点是，输出电压纹波很小，缺点是效率低、成本高。

另外，线性稳压电源的电路结构非常简单。

Section143. 线性稳压电源结构

总体结构

线性稳压电源总体结构如图 Section143-1 所示。它包括变压器、整流电路、滤波电路，以及稳压电路共 4 个部分。其中稳压电路比较复杂，图中仅用一个方框给出。

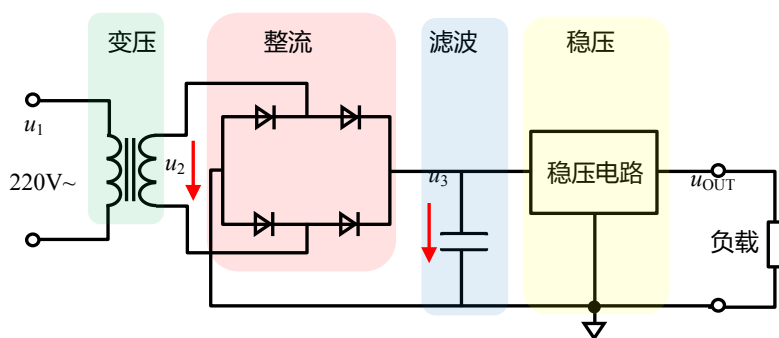


图 Section143-1 线性稳压电源结构

整流环节

变压器部分比较清晰，本书不介绍。由 4 个整流二极管组成的桥式整流电路如图 Section143-2 所示。图中为了表明电流流向，用一个电阻模拟整流电路后级的负载。在交流电的正半周，电流流向如子图(a)，交流电的负半周如子图(b)，可以看出，无论正半周还是负半周，流过模拟电阻的电流方向都是相同的，均为从上向下流——这就完成了双向转单向的整流作用。

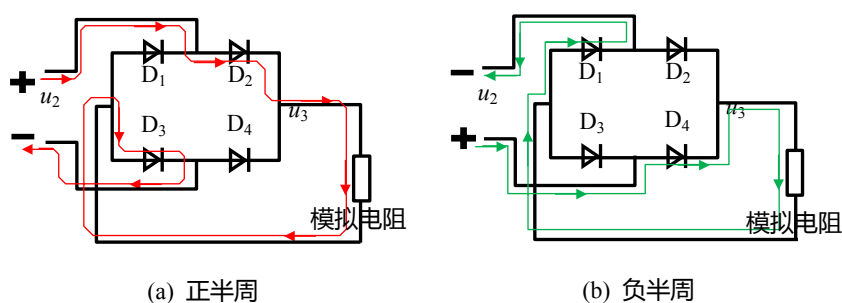


图 Section143-2 桥式整流的电流走向

无论正负半周，均有二个二极管导通，此时，负载上获得的电压 u_3 ，是原输入端电压 u_2 ，减去二个二极管导通压降 1.4V。输入输出波形如图 Section143-3 所示。注意，图中特别标注这是差值电压，因为两个电压的参考电位点是不相同的。

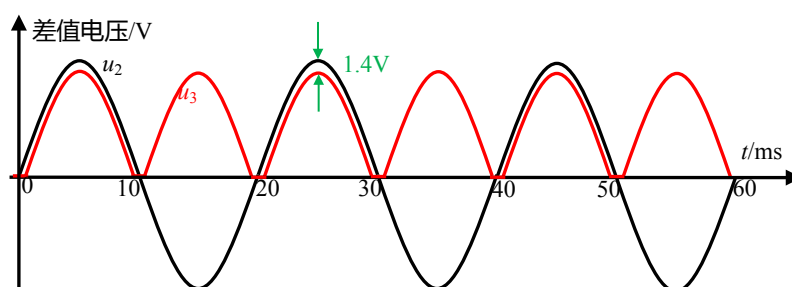


图 Section143-3 整流输入和输出的差值电压波形

滤波环节

理论上说，红色的 u_3 波形虽然是波动的，但已经属于直流电压。可是，这并不是我们期望的直流电压——我们期望的，应该是始终不变化的一个稳定电压。因此我们要消除这种被称为“纹波”的电压波动。

消除纹波的第一步是滤波。一个无源低通滤波器可以保留直流分量，而滤除或者减少波动成分。因此，通过增加一个大电容对地，实施滤波，如图 Section143-4 所示。

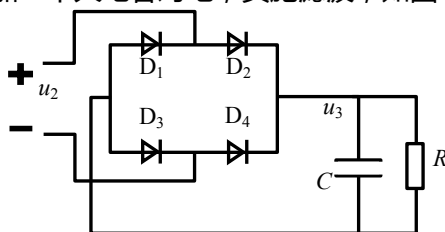


图 Section143-4 整流滤波电路

图 Section143-5 中的绿色曲线是经过电容滤波后的波形，原交流电是 50Hz 的，其周期为 20ms，经过整流电路后，正负半周一一样了，因此没有滤波的红色波形，其周期为 10ms。其滤波过程为：

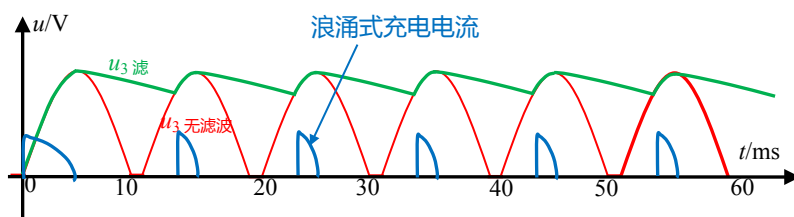


图 Section143-5 无滤波和有滤波电压波形

0~5ms, 原输入电压正半周上升阶段, 电容被充电, 由于此时充电电阻为变压器副边等效串联电阻加上两个二极管的导通电阻, 相对较小, 因此绿色的滤波后波形将与滤波前的红色波形重叠。到了 5ms 后, 原输入电压处于正半周下降阶段, 此时电容上电压开始放电, 通过二极管是无法放电的, 只能通过模拟负载放电。一般来说, 模拟负载的电阻值是较大的, 因此放电会慢一些, 在 5ms~13ms 之间, 将是一个缓慢放电过程。在 13ms 附近, 原输入电压又高于电容电压 14V 以上了, 又开始给它充电, 在 13ms~15ms 之间, 是一个短暂的充电期, 以后每个周期都是重复的。我们得出两个结论:

1) 经过电容滤波的绿色波形, 其波动量确实小于滤波之前的红色波形。滤波起到了减小纹波的效果。

2) 负载电阻越小, 放电越严重, 纹波越严重。滤波电容越大, 放电越缓慢, 纹波越小。

一个直流稳压电源做好以后, 其负载是变化的, 谁也不能确定的。为了避免负载过重带来的纹波增加, 适当增加滤波电容容值, 是有效果的。一般来说, 这类电源中的滤波电容, 都是千微法数量级的。

但是, 任意的增加电容容值, 可能带来二极管被烧毁。原因如下:

大家注意, 图中蓝色的波形是充电电流, 它是浪涌式的。在负载消耗电能不变的情况下, 我们可以看出, 全部的负载消耗能量, 均来源于给电容的充电——消耗多少, 就充多少。当电容值被增大后, 可以看出放电更加缓慢, 第二次的充电开始, 将不再是第 13ms 处, 而是 14ms, 甚至 14.5ms, 由此充电时间段将被缩小, 即蓝色波形将变得很窄, 在如此窄的时间段内要完成相同的电荷充电, 就需要更大的充电电流值, 即浪涌电流峰值变大。

充电电流的无限制增加, 将必然烧毁充电电流过的二极管。

选择多大的电容合适呢? 工程上有说法:

1) 电容取值无穷大时, 放电几乎不存在, 因此绿色的 u_3 波形将变成一个直线。此时, 滤波后的绿色 u_3 波形的电压平均值 U_{3AVR} 为:

$$U_{3AVR} \approx 1.414U_2$$

其中, U_2 为原输入电压 u_2 的有效值——忽略了两个二极管的 14V。

2) 电容取值无穷小时, 就没有滤波, 因此绿色的 u_3 波形与无滤波的红色波形重叠。此时, u_3 波形的电压平均值 U_{3AVR} 为:

$$U_{3AVR} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.9U_2$$

3) 工程上建议, 取合适的电容, 以使下式成立即可:

$$U_{3AVR} \approx 1.2U_2$$

稳压环节

经过滤波，我们得到了图中绿色的电压波形，看起来它已经很像是一个直流稳压电源了，确实如此。我小时候就经常用这种电源，俗称稳压器，大约 10 块钱就能买一个，里面就是一个变压器，4 个二极管和一个大电容。

把这样一个未经稳压的“稳压器”插到 220V 交流电插板上，输出就可以给一些电池供电的设备供电了，比如录音机、收音机等。用这家伙，可比买电池划算多了。

但是这种“稳压器”存在较大的纹波，导致在听录音带的时候，能够听到基波频率为 100Hz 的所谓“交流声”，嗡嗡的。这搞得我们很头疼——能用，但不爽。给这个输出增加一个实实在在的稳压环节，就可以降低纹波，消除交流声。怎么做呢？用一个稳压管？如图 Section143-6 所示。但是这种一个电阻加一个稳压管的方式，存在很多问题，我们在后面细讲。在图 Section143-1 中，我们仅用了方框来表示，就说明它不会如此简单。

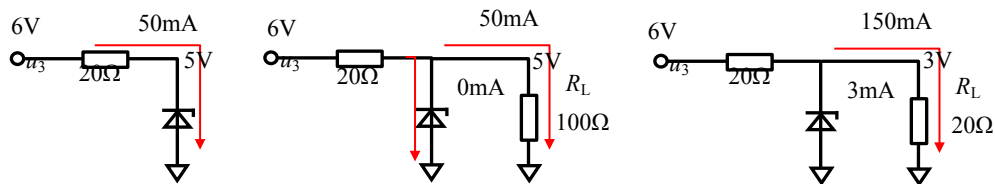


图 Section143-6 简单稳压电路难以正常工作

这部分电路，用下一节讲述的串联型稳压电路实现。

Section144. 串联型稳压电路

要实现稳压电路，必须明确我们的要求，如下：

- 1) 输入为 u_3 ，它是波动的，其最小值为 $U_{3\min}$ ，假设为 10V，其最大值为 $U_{3\max}$ 。假设为 12V。
- 2) 要求输出电压 u_{OUT} 是稳定的，几乎没有波动，假设为 5V。
- 3) 能够输出足够大的电流。
- 4) 效率尽量高。
- 5) 最好输出电压可以方便调节。

回头再看看图 Section143-6，就可以发现其中存在很多问题。

当它不带负载时，一切都很好，如左图。但是，它一旦要带负载，负载消耗的电流，是从稳压管击穿电流中夺取的。因此，如果负载要消耗 100mA 电流，那么稳压电路在没有接入负载前，就应该让稳压管击穿于至少 100mA 处。换句话说，负载消耗的功率有多大，稳压管就应该在空载时浪费多大功率。第一这样效率很低，第二，一个小个头的稳压管，要消耗与录音机相同的功率，它会很热，也许会被烧毁。

因此，我们只能对其进行改造。

电路工作原理

对简单稳压电路实施改造后的电路如图 Section144-1 所示，此电路被称为串联型稳压电路。什么叫串联，等会儿再讲。先看它的工作原理。

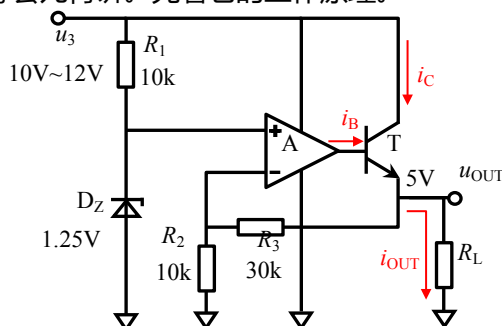


图 Section144-1 串联型稳压电路

首先，这是一个含有运放和晶体管的电路，给运放供电就成了问题。运放正常工作时，需要一个稳定的直流电源，我们现在正在制作直流电源，这不矛盾了吗？图中，给运放供电来自 u_3 ，这可是一个波动电压啊，能行吗？能行。

对于一个含负反馈的运放电路来说，只要运放的供电电压在正常范围内，其输出值只要不超过受电源电压限制的最大值时，输出电压与电源电压无关。比如一个由运放组成的 4 倍同相放大器，其供电电压为 12V，当输入为 1.25V 时，输出为 5V，此时如果电源电压变为 10V，输出将不受影响，仍是 5V。只有把供电电压将为 5V 以下，输出才会达不到 5V。

因此，电源电压出现的，一定范围内的波动，并不会影响运放的正常工作。

同样的，给晶体管的供电电压，只要能保证晶体管的 C、E 之间压降大于饱和压降，晶体管就一直工作在放大区，也就是能够正常工作。

其次，看电路如何工作。 R_1 和 D_Z （击穿电压为 1.25V）形成了一个稳压电路，使得运放的正输入端为 1.25V，同时运放的高输入阻抗，保证了稳压管不需要给它提供电流。

运放 A 和晶体管 T，以及电阻 R_2 和 R_3 组成了一个大反馈环，结合本书第 3 章介绍的“大运放分析法”，可以看出这就是一个标准的 4 倍同相比例器。因此，输出端电压应为 1.25V 的 4 倍，即 5V。

关键是，晶体管在这里起到了扩流作用，可以给负载提供很大的输出电流。图中，流过电阻 R_3 的电流很小，可以忽略，那么：

$$i_{OUT} \approx i_E = i_B + i_C = (1 + \beta)i_B$$

结论有二：第一，输出电流的绝大部分来自于 u_3 （即 i_C ），第二，运放只需要向外提供很小的电流。相当于运放是个老爷，只发命令 i_B ，不出力，而干活的是晶体管，通过 u_3 向外提供高达上百 mA 甚至安培级的电流。

由于晶体管处于负反馈环内，输出电压是稳定的，保持与稳压管击穿电压 4 倍关系。

另一种电路画法

习惯上，大家更愿意将串联型稳压电路画成图 Section144-2。除了方向有变化外，区别在于反馈电阻网络，原先是 R_3 和 R_4 ，现在多了一个电位器，以方便对输出电压进行调整。

电路被分成了 4 部分：基准、采样、比较放大、调整管。

这样看电路，更容易看出，无论输入的 u_3 怎么变化，输出都是恒定的 5V，是调整管串联于输入、输出之间，吃掉了输入输出之间的电压差。因此这个电路叫串联型稳压电路。

由于多余的压差都被晶体管吃掉，且负载消耗电流均来自于串联的晶体管，因此晶体管也会消耗很大的功率。这导致此电路的效率较低。对此，见图 Section144-3。

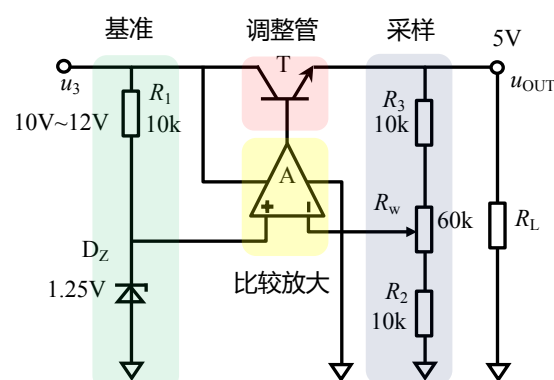


图 Section144-2 串联型稳压电路的分块

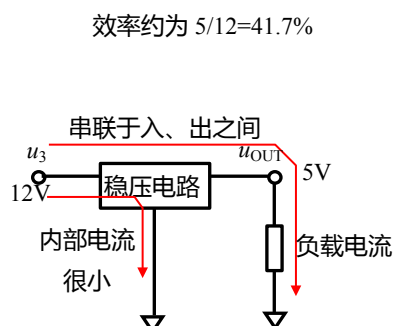


图 Section144-3 为什么叫串联型？

理论计算

电路和已知条件如图 Section144-3 所示，晶体管输出最大电流为 150mA，饱和压降为 2V，负载电阻为 50Ω ，求正常工作情况下，输出电压的可调整范围。

第一步，先按照无限制条件进行理论计算。

$$u_{OUT} = U_Z \times \left(1 + \frac{R_{上}}{R_{下}}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3 + R_{W上}}{R_2 + R_{W下}}\right)$$

[Section144-1]

当电位器滑动端至于最下端，输出达到最大电压，利用上式有：

$$u_{OUT_max} = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3 + R_W}{R_2}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{10 + 60}{10}\right) = 10V$$

当电位器滑动端至于最上端，输出达到最小电压，利用上式有：

$$u_{OUT_min} = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_W}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{10}{10 + 60}\right) = 1.43V$$

第二步，考虑各种限制。

限制之一，晶体管 C、E 之间必须保证大于等于 2V。

此时，应考虑最差情况，在输入电压最低为 10V 情况下，要保证 C、E 之间压降大于等于 2V，输出电压则不能高于 8V。

限制之二，晶体管输出电流不得超过 150mA。

此时，对不变的 50Ω 负载，当晶体管输出电流不超过 150mA 时，负载获得的电压不应超过 150mA×50Ω=7.5V。

综合考虑两个限制，输出最大电压不得超过 7.5V。

可以看出，本题目限制中没有对最低输出电压实施限制。因此，整个电路正常工作时，输出电压的调整范围为 1.43V~7.5V。

拓展思考

在前述题目中，增加一个限制：晶体管耗散功率不得超过 0.5W。请分析电路工作中，输出电压调整有何限制。

限流保护电路

当电路正常工作时，如果负载电阻太小，会引起输出电流过大，甚至烧毁调整管。为防止此现象发生，多数串联型稳压电路都在输出端增加限流保护电路，如图 Section144-4 所示。

一个串联于输出支路的小电阻， R_{sense} ，会将输出电流转变成电压，加载到保护晶体管 T_P 的发射结两端，当输出电流 i_{OUT} 不断增大，使得 $i_{OUT} \times R_{sense} = 0.7V$ 左右，保护晶体管 T_P 的发射极会正偏导通，导致图中 i_3 增加，运放输出电流 i_1 有上限，则势必会通过降低运放输出端电压，以保证 i_2 减小，进而引起 i_{OUT} 下降，这样一个负反馈过程，最终一定会维持输出电流保持在：

$$i_{OUT_max} \leq \frac{0.7V}{R_{sense}}$$

按照图中阻值，其限流保护最大电流约为 140mA。

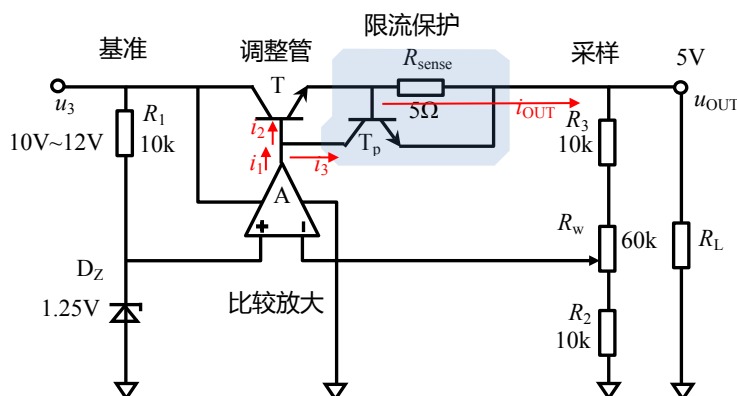


图 Section144-4 串联型稳压电路的限流保护

Section145. 集成三端稳压器

半导体生产厂家将串联型稳压电路集成到一个芯片中，就形成了可以买到的集成稳压器：integrated-circuit voltage regulator，也称三端稳压器：3-terminal voltage regulator。形成集成三端稳压器的思路有两种。

固定输出型——Fixed Voltage Regulator

常用的固定输出型集成三端稳压器有 3.3V、5V、6V、8V、9V、12V、15V 等。这类稳压器均有 3 个端子，分别为 V_{in} 输入端、接地 COM 端、 V_{out} 输出端。用户只需要在输入端接入未稳压的，最小输出电压超过一定值 V_{in_min} 的含有波动的电压，COM 端接地，则输出端就会出现与稳压器型号对应的固定输出电压。

此类稳压器，影响力较大的为 78XX 系列和 79XX 系列，其中 78XX 系列为正稳压器，而 79XX 系列为对应的负稳压器。其中的 XX 是两位数字，一般代表固定输出电压值，如 7805，固定输出电压为 5V，而 7915，输出固定电压-15V。唯独 7833 需要提醒，它不是固定输出 33V，而是 3.3V。

图 Section145-1 是固定电压型集成三端稳压器 78XX 的内部结构，其中的运放是作者为表明原理设计的，实际电路中显然不是这样的，而是一大堆晶体管组成的高增益放大电路。可以看出它就是一个串联型稳压电路。图中稳压管为 3V2，实际其工作电压为 3.3V。图中的开关其实是不存在的，它只是表明内部可能有两种结构，如果稳压器是 7833，则内部 R3 顶端直接 V_{out} ，而其它型号，则存在 R4。

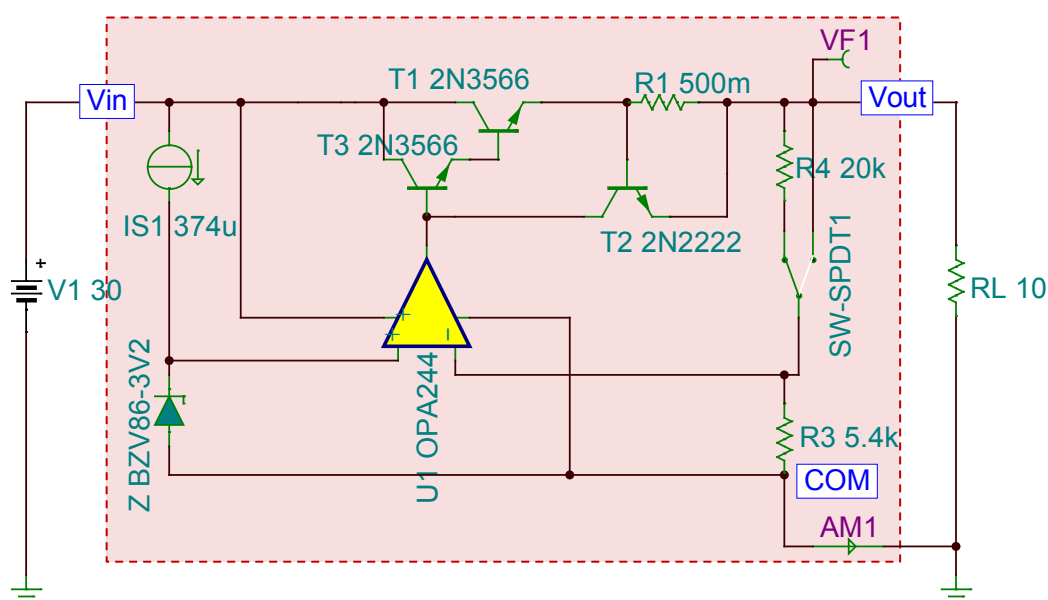


图 Section145-1 集成三端稳压器 78XX 内部结构图

通过不同的 R_4 值，可以计算出实际输出电压将是 3.3V 的若干倍。比如图中 $R_4=20k\Omega$ ，则可以计算出：

$$V_{out} = 3.3V \times \frac{R_3 + R_4}{R_3} = 15.52V$$

要保证此类稳压器正常工作，输入电压的绝对值，应比固定输出电压绝对值大 2~2.5V，以保证内部调整管具有比饱和压降更大的 C、E 电位差，使其工作在放大状态。比如将最低电压 11.5V，最高电压 13V 的含有波动的电压接入 7809 的输入端，则输出会稳定在 9V，而将相同的电压接入 7812 中，则输出会不稳定。至于到底最小压差是多少，请查阅各自的数据手册。

图 Section145-2 是这类稳压器的电路符号和应用电路。多数此类电路要求输入端和输出端均要对地接电容。除此之外，这类电路的应用实在是太简单了，并且它们的价格也不高，因此很少有人自制这类电路。

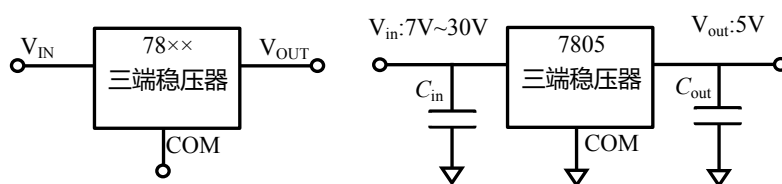


图 Section145-2 集成三端稳压器 78XX 电路符号和应用电路

输出可调整型：Adjustable Voltage Regulator

显然，固定型三端稳压器不能满足任意电压输出要求，可由用户自行设定输出电压的“输出可调整型”三端稳压器应运而生。

图 Section145-3 是我根据德州仪器公司生产的可调输出型三端稳压器 LM317 资料，自制的简化电路结构。其基本思路也是串联型稳压电路，稍有区别在于稳定电压的位置——本电路是高侧稳定，即 $V_{out} - V_{adj}$ （也就是采样电阻上方电阻 R_4 的压降），等于内部稳压管电压，而前述的控制思路都是低侧稳定，即采样电阻的下方电阻（即两个图中的 R_3 ）的压降，等于内部稳压管电压，两者目的相同。

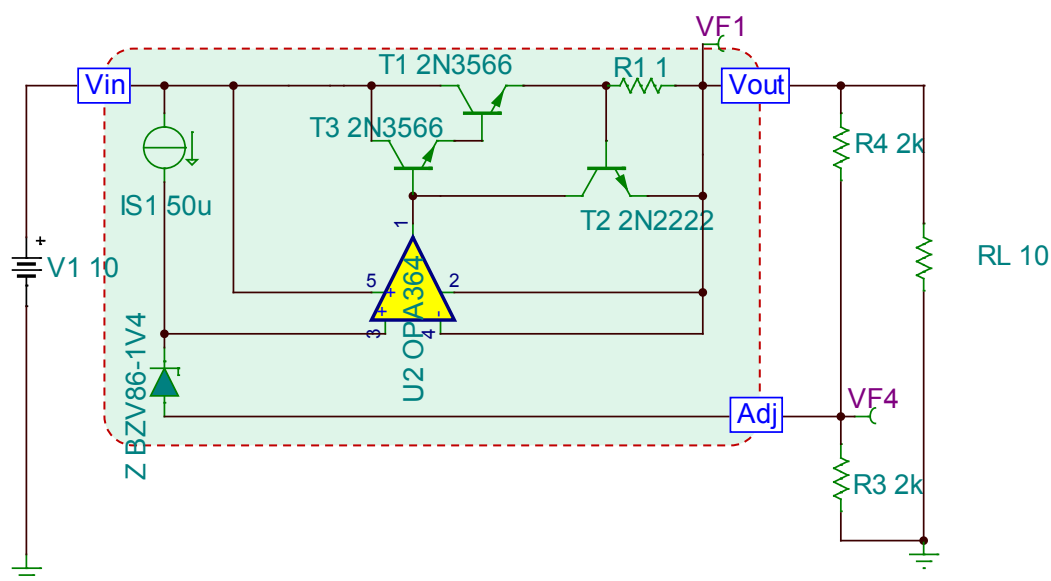


图 Section145-3 可调型三端稳压器 LM317 内部电路结构

高侧稳定电路中，流过稳压管的击穿电流会在电阻 R_3 上产生额外的压降，在输出电压计算时必须考虑：

$$\begin{aligned} V_{out} &= U_{R4} + U_{R3} = U_{R4} + I_{R3} \times R_3 = U_{R4} + (I_{R4} + I_{S1}) \times R_3 = U_{R4} + \left(\frac{U_{R4}}{R_4} + I_{S1}\right) \times R_3 \\ &= U_{R4} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + I_{S1} R_3 \end{aligned}$$

其中， I_{S1} 为流过稳压管的击穿电流。以图 Section145-3 为例，输出电压为：

$$V_{out} = U_{R4} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + I_{S1} R_3 = 1.4V \times (1 + 1) + 50\mu A \times 2k\Omega = 2.9V$$

特别声明，本例中内部稳压管采用了 1.4V，是因为在 TINA 仿真软件中找到一个 1.25V 的稳压管比较困难。实际的 LM317，其内部稳压管提供的参考电压为 1.25V。

固定型的扩压

对固定电压型三端稳压器，也可以通过外部增加反馈电阻的方式，实现升压操作，并根据反馈电阻值控制输出电压。比如用一个 7805，通过适当的外部连接，可以实现 15V 的稳压输出。如图 Section145-4 所示。

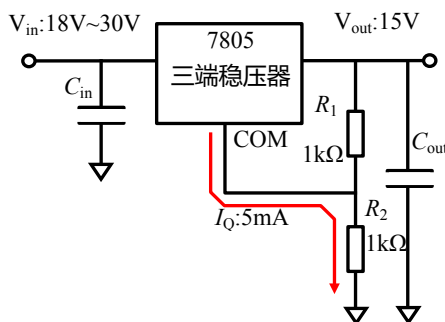


图 Section145-4 集成三端稳压器 78XX 的扩压电路

对这个电路的分析，需要注意两点：

1) V_{out} 和 COM 端之间的电位差，在正常工作状态下，应维持三端固定型稳压器的规定电压，如图应为 5V。

2) 这类三端稳压器都有一个基本确定的静态电流，包括稳压管击穿电流和内部放大器工作电流，比如 7805，典型值为 4.5mA，最大值为 6mA，在输入电压大幅度变化时，此静态电流约有 0.8mA 变化量；在输出电流大幅度变化时，静态电流变化量为 0.5mA。

知此两条，即可根据图中电路进行输出电压分析：

$$\begin{aligned} V_{out} &= U_{R1} + U_{R2} = U_{R1} + I_{R2} \times R_2 = U_{R1} + (I_{R1} + I_Q) \times R_2 = U_{R1} + \left(\frac{U_{R1}}{R_1} + I_Q\right) \times R_2 \\ &= U_{R1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2 \end{aligned}$$

图中， $U_{R1}=5V$ ，假设 $I_Q=5mA$ ，按照图中电阻值，则有：

$$V_{out} = U_{R1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2 = 15V$$

这种方法看起来挺有学问的，但是很不实用——几乎没有人这么做，毕竟 I_Q 是随着外部工作状态而改变的，在反馈分压电阻上的压降是变化的，这导致输出电压的不稳定。而要让静态电流变化对输出电压的影响减至最小，唯一的方法就是减小分压电阻，而这会引

起分压电阻上消耗大量功率，是不划算的。

直接买一个 15V 的 7815 就行，何必费这个劲呢？但是，这是一种思路，值得我们学习。

可能有聪明的读者在此会提出，前面讲述的可调压型电路，不也是这种思路吗？为什么 LM317 可以稳定输出电压？原因在于，LM317 内部是一个恒流源 50 μ A 从 Adj 引脚流出，第一它很小，第二它的变化量在全变化范围内只有 0.2 μ A 典型值，在 1k Ω 电阻上仅会带来 0.2mV 的电压变化。

三端稳压器的扩流

每个三端稳压器内部都有过流保护电路，因此也就有最大输出电流限制。当负载需要的电流大于三端稳压器能够提供的最大输出电流时，有两种方法，第一，购买能够提供更大输出电流的三端稳压器，第二，自制扩流电路，如本节内容。一般情况下，不得不自制扩流电路时，都是你买不到现成的能够满足输出电流要求的稳压器。

电路如图 Section145-5 所示。图中为增加实用性，画出了输入端的第二个电容——多数三端稳压器在使用中都要求输入端具备两个电容，一个超大的库电容，约为 100 μ F 左右，一个很小的电容，约为 0.01 μ F 左右。而输出电容一般都很小，0.01 μ F 左右。关于给三端稳压器增加输入输出电容，涉及到较为复杂的环路稳定性问题，本节不深入介绍。

言归正传说扩流。假设图中的 7805 最大输出电流为 1A，而我们要求整个电路最大输出电流为 5A，即 R_L 最小为 1 Ω 。整个电路分为两种工作状态，第一，小电流状态，第二，大电流状态。

当负载电阻较大，输出需要较小的电流时，图中输出电流只由 7805 提供，即紫色输出电流 I_{out} 来自于绿色的 I_3 ，有：

$$I_{out} = I_3 \approx I_2 = I_1 = I_{in}$$

此时，流过电阻 R_{sense} 的电流，在 R_{sense} 两端产生的压降远小于 0.7V，并联的大功率晶体管处于截止状态，整个电路就像只有 7805 在“劳动”一样。活比较轻，小喽罗就干了。

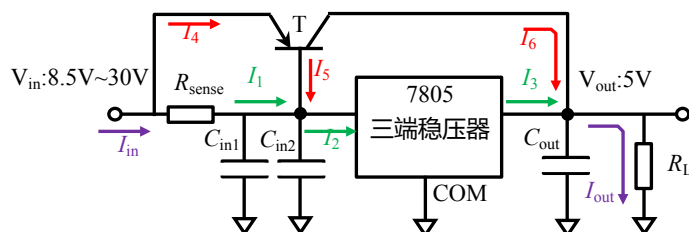


图 Section145-5 集成三端稳压器 7805 的晶体管扩流电路

当负载电阻较小，使得输出电流准备超过 0.5A 时，7805 就感觉比较累了，需要大功率的晶体管帮忙了，此时，合适的 R_{sense} 阻值，比如 1 Ω ，就能够使得 R_{sense} 两端压降达到 0.6V，晶体管的发射结就处于微弱导通状态，红色的电流开始出现， I_6 开始为负载提供电流，此后，随着负载电流的逐步增加， I_3 只会微弱增加，大量的输出电流靠 I_6 提供。原因是， I_3 只要增加一点儿，就会造成晶体管发射结电压也线性增加，而导致 I_5 呈指数规律增加。

当已知 I_{out} ，则可设晶体管发射结电压为 u_{BE} ，则晶体管的基极电流为：

$$I_5 = f(u_{BE}) \approx I_S (e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

而流过检测电阻的电流为：

$$I_1 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}}$$

流入三端稳压器的电流约等于流出三端稳压器的电流：

$$I_3 \approx I_2 = I_1 + I_5 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}} + I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

而晶体管给负载提供的电流为：

$$I_6 = \beta I_5 = \beta I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

负载获得的总电流为两者之和：

$$I_{out} = I_3 + I_6 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}} + (1 + \beta)I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

从中可以看出，第一项，即三端稳压器输出电流是线性的，而第二项，即晶体管提供的电流则是指数的。

据此，使用 Matlab 编制一个程序，表明它们的变化规律，如图 Section145-6 所示。在图中，当输出电流小于 600mA 之前，紫色的输出电流几乎全部由 I_3 提供，并联的晶体管处于截止休眠状态，此后晶体管开始苏醒投入工作，在输出电流达到 1.5A 以后，晶体管提供电流迅速增加，并逐渐占据主要部分。

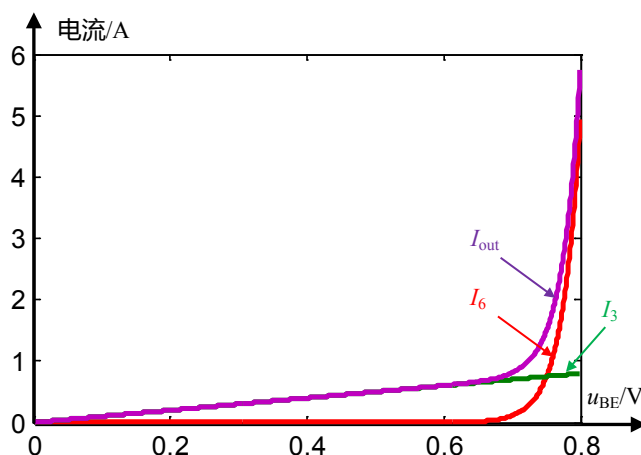


图 Section145-6 晶体管并联扩流电路中的电流变化关系

电路中对晶体管的要求是，有尽量大的 β ，能够提供足够大的输出电流，并能承受足够大的功率耗散。

对检测电阻的选择一般可以参照如下规则进行：

1) 已知三端稳压器的最大输出电流为 I_{max} ，设定其求助电流：

$$I_{help} = (0.5 \sim 0.8) \times I_{max}$$

2) 则检测电阻约为：

$$R_{sense} = \frac{U_{BEQ}}{I_{help}} \approx \frac{0.7V}{(0.5 \sim 0.8) \times I_{max}}$$

另外，还有一种思路实现三端稳压器的扩流，就是将多个三端稳压器通过串联二极管实现并联输出。但是相比于并联晶体管方法，这种多个三端稳压器并联方式存在很多问题，一般不建议采用。

程序控制直流稳压

我们经常见到一个直流稳压电源的输出值，可以由用户通过按键设定，那么它内部的电路，就必须是程控的。所谓的程控，是指输出电压值可以通过软件编程控制，它区别于手控——通过手工拆换电阻实现。

数字电位器实现程控直流稳压

最简单的程控直流稳压方法，是使用数字电位器配合三端稳压器实现。

数字电位器是一个集成芯片，需要供电才能工作。它有三个电位器端子，分别为两端的 A、B 和滑动端 W(Wiper)，以及供电端子和数字通信接口。一般情况下，三个电位器端子的工作电压必须介于供电电压之间，而普通电位器没有这个要求。

每一个数字电位器的 A、B 端之间电阻是确定的，称为端端电阻或者总电阻，受产品规格约束，一般为 5k Ω 、10k Ω 、20k Ω 、50k Ω 、100k Ω 等，不同的产品系列有不同的规格。数字电位器的滑动端具有确定数量的滑动位置——position，一般为 32 个点、256 个点，或者较高的有 1024 个点，因此不同的数字电位器具有明确的电阻最小分辨单位。比如 [AD5293](#)，可以双电源工作，最大电压 $\pm 16.5\text{V}$ ，具有 1024 个 position，系列中有三种总阻值，分别为 20k Ω 、50k Ω 、100k Ω 。

数字电位器都有明确的数字通信接口，可以与处理器相连，获得处理器发出的指令，进而确定滑动端的位置，实现电位器功能。多数数字电位器靠 SPI 方式获得处理器的指令。

将这类数字电位器接入到可调型三端稳压器中，代替图 Section145-3 电路中的反馈取样电阻 R3 和 R4，就可以实现程控直流稳压输出，也可以将整个数字电位器做成一个可变电阻，代替原电路中的下方电阻 R3，如图 Section145-7。但是不管怎么连接，都需要注意数字电位器的工作电压范围不得超过规定的最高电压。

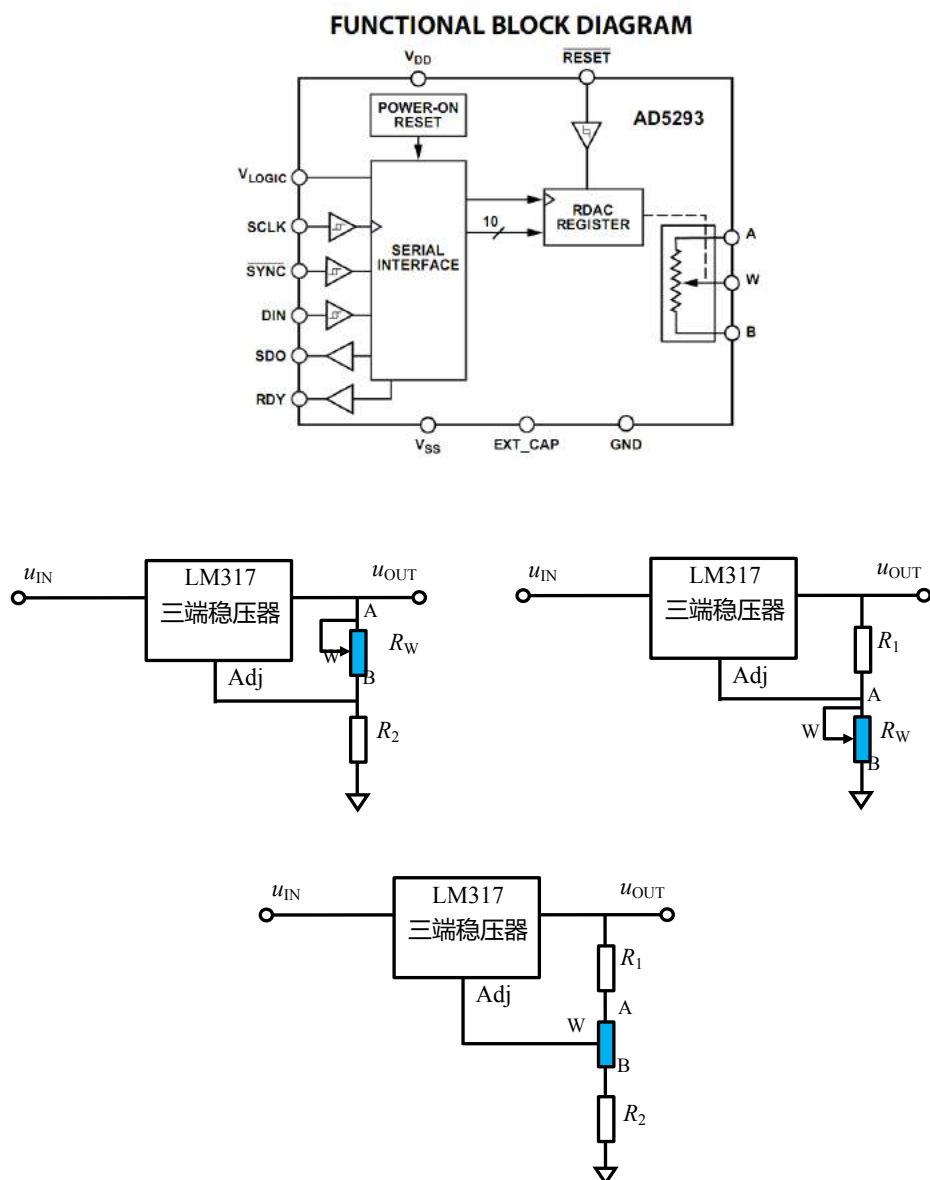


图 Section145-7 用数字电位器配合 LM317 三端稳压器实现程控直流稳压

DAC 实现程控直流稳压

用一个数模转换器 DAC，将其输出的直流电压作用到可调型三端稳压器上，可以实现程控直流稳压。电路如图 Section145-8 和图 Section145-9 所示。

先看图 Section145-8，这是一个高侧稳定的三端稳压器，在正常工作时，它会始终保持电路中 R_1 两端电位差等于器件规定的恒定值，对 LM317 来说，是 1.25V。此时，在 R_2 的下端输入一个电压 U_{CTR} ，则可以分析出：

$$U_{OUT} = U_{CTR} + U_{R2} + U_{R1} = U_{CTR} + 1.25(1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_Q R_2$$

后两项是 LM317 标准电路的输出电压，最后一项很小，一般可以忽略。

因此，此电路的输出电压可调，即在原电路基础上增加了一个可变量 U_{CTR} ，而此电压一般可由一个数模转换器提供。电路的缺点是，可调电压范围受限于 DAC 输出范围，一般不会很大。

这个缺点是高侧稳定型稳压器的通病。

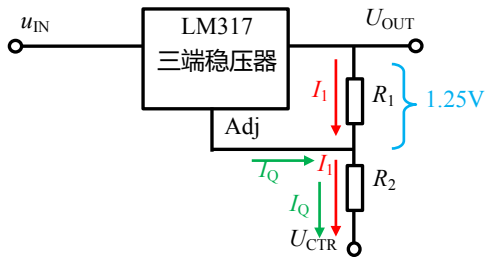


图 Section145-8 用 DAC 实现程控稳压电路 1

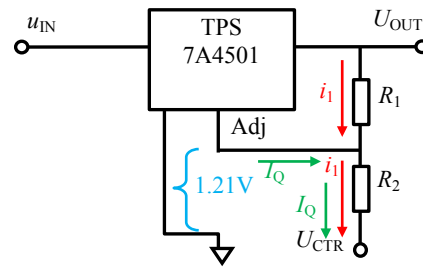


图 Section145-9 用 DAC 实现程控稳压电路 2

低侧稳定型稳压器，可以实施较大范围的输出电压调整。电路如图 Section145-9 所示。

TPS7A4501 是一个低压差线性稳压器，型号中尾标“01”一般均代表可调，它也有固定电压型，比如 TPS7A4533，代表 3.3V 固定输出，TPS7A4550 代表固定 5.0V 输出。

对 TPS7A4501 来说，它在正常工作时保证 Adj 脚对地电位始终是 1.21V，利用这个特点，此电路的输出电压为：

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= U_{Adj} + U_{R1} = 1.21V + i_1 R_1 = 1.21V + (i_{R2} - I_Q) R_1 \\ &= 1.21V + \left(\frac{1.21V - U_{CTR}}{R_2} - I_Q \right) R_1 = 1.21V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - U_{CTR} \frac{R_1}{R_2} - I_Q R_1 \end{aligned}$$

当使用 DAC 改变 U_{CTR} ，可以实现较大范围的输出电压调整。

Section146. 低跌落电压稳压器——LDO

集成三端稳压器，输入电压（调整管的 C 端）必须高于输出电压（调整管 E 端）一个规定的差值，才能保证调整管的 $u_{CE} > U_{CES}$ ，使其处于放大状态。这个最小的差值，称为跌落电压(Dropout Voltage)。前述的集成三端稳压器，其跌落电压一般为 2~2.5V。

跌落电压越大，调整管消耗功率越大。我们不希望这样。于是，就出现了跌落电压很低的集成稳压器，称为低跌落稳压器——Low Dropout Regulator，简称 LDO，其跌落电压可以低至 10mV 数量级。

中文习惯，也可以称之为低压差稳压器。

实现 LDO 的基本思想

前述串联型稳压电路——如 Section144 和 Section145 中电路，我们暂称之为标准型串联稳压电路——之所以跌落电压比较大，是有原因的。

标准型电路为什么具有较高的跌落电压

在标准型串联稳压电路中，调整管一般由 NPN 达林顿管（如图 Section146-1 中的 T3 和 T2）组成，而给达林顿管提供输入电流，则依赖于 T1 管，一个 PNP 管，这样在 T4 管上，只需要提供很小的电流，就可以驱动 T3 管的发射极流出足够大的负载电流。这样的结果是，电路中 A_{M2} 很小。

但是这种电路，不可避免的存在跌落电压较大的缺点。图中 T1 管的集电极电位最高为 $U_{C_max_T1} = V_{in} - U_{CES_T1}$ ，大约为 29.7V，而达林顿管要保持正常工作，两个 PN 结必须被打通，这需要 1.4V 的压降，因此 $V_{F1_max} = U_{C_max_T1} - 2U_{BEQ} = 29.7 - 1.4 = 28.3V$ ，即输出电压至少要比输入电压 30V 跌落 1.7V。

实际工作中，T3 管的 BE 导通压降可能比 0.7V 大，可能是 0.9V 左右——毕竟它的输出电流很大，就需要 PN 结存在较大的压差，且 T1 管的饱和压降也比 0.3V 大。这就导致此电路正常工作时，跌落电压超过 2V。

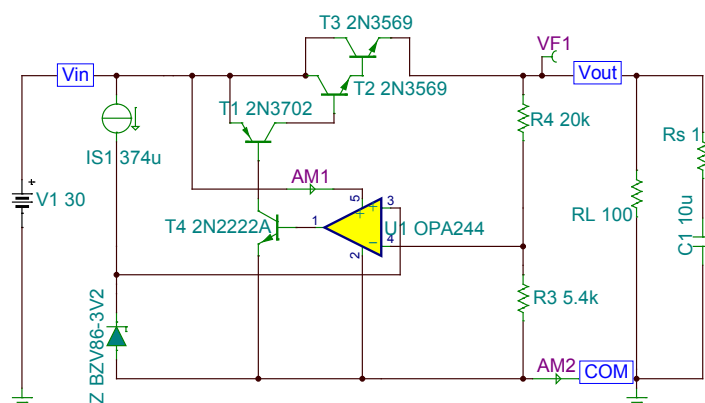


图 Section146-1 标准型三端稳压器内部简化结构
结构决定了一切，必须改变电路结构才能产生低的跌落电压。

PNP 型结构的 LDO

当调整管换成 PNP 管时，情况一下就变了。电路如图 Section146-2 所示。可以看出，此时整个环路仍是负反馈，而输入输出之间的电压跌落仅仅是 Q1 的饱和压降，一般在百 mV 左右，取决于负载电流大小——输出电流越大，跌落电压也越大。

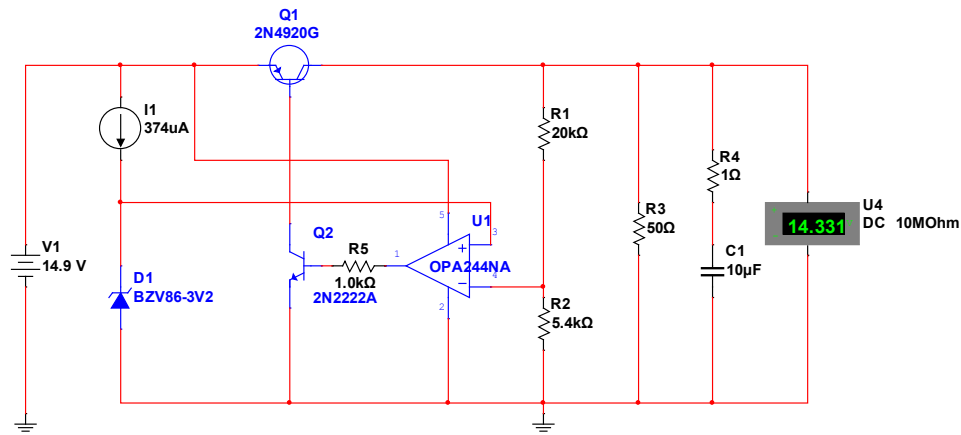


图 Section146-2 PNP 型 LDO 内部简化结构

PNP 型 LDO 的主要缺点是，它只有一个晶体管，电流增益是有限的，因此 Q2 发射极流过的电流约为输出电流的 $1/\beta$ ，而调整管的 β 一般较小，导致这个电流较大。

这个电流直接流向了稳压器的接地端，它与其它支路流进地的电流一起，被称为地电流。

地电流大，一方面会降低效率，另一方面对 LDO 扩压电路带来不稳定因素。

PMOS 型结构的 LDO

我们注意到了在 PNP 型调整管结构中，其基极电流不可忽视。因此，采用场效应管可以解决这个问题，这就诞生了 PMOS 型结构的 LDO，电路如图 Section146-3 所示。

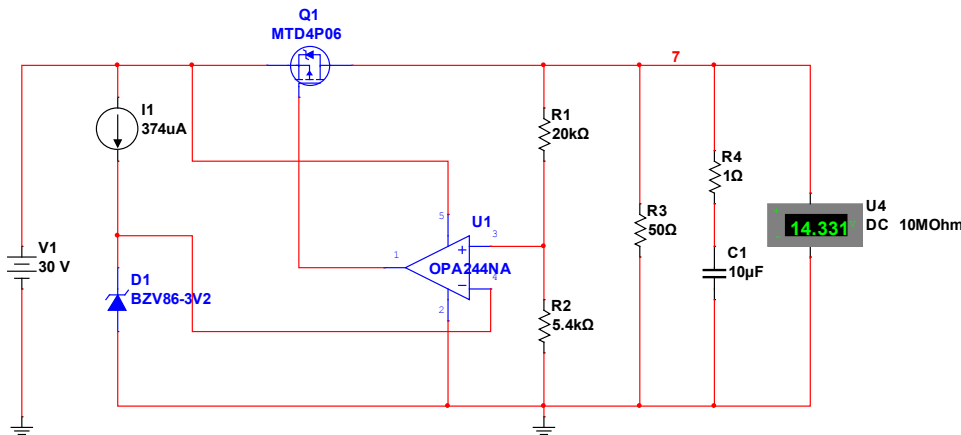


图 Section146-3 PMOS 型 LDO 内部简化结构

电路工作原理类似于 PNP 型结构，但是它没有了门极电流，因此大幅度减小了地电流。

与 PNP 相比，PMOS 型 LDO 的另外一个好处是，它能够实现更小的跌落电压，通常可以低至 10mV 数量级。当然，这也与输出电流有关。

LDO 中的环路稳定性

几乎所有的 LDO 都面临环路稳定性问题——使用不慎，会导致振荡。

因为它涉及到很多概念，本节不准备在稳定性问题上展开。请读者相信如下几点：

不展开的结论

1) LDO 是一个包含比较放大器、调整管、采样网络的一个大闭环，只考虑静态时，它处于标准的负反馈状态，是稳定的。

2) 环路中任何环节，都会产生增益和相移，在没有补偿的情况下，这些环节的相移都是滞后的，且是随着频率的增加，其绝对值是增加的，即这些相移是由极点产生的。

3) 每个极点，会产生最大 -90° 的滞后相移。理论上，当存在两个极点时，频率升至无穷大，滞后相移才会达到 -180° ——这就等于说永远不会达到；而存在 3 个极点时，一定会在某个频率处，使得滞后相移达到 -180° 。

4) 在某个频率处，如果整个环路的滞后相移达到 180° ，而环路增益还没有跌落到 1 以下，此环路就一定会发生自激振荡。

5) LDO 的输出必须接一个大电容，以保证电源在面临负载突然加重时，具有良好的动态性能——输出电流突然增加时，大电容可以暂时提供负载的电流需求，不至于使得输出电压突然降低。这个电容必不可少。

6) 输出电容的存在，给整个环路增加了一个极点，多出了最大 -90° 的相移，加重了整个环路满足自激振荡的可能性。

7) LDO 的调整管工作于共射极状态，具有很大的输出电阻；而标准稳压器的共射极形式，输出电阻极小。这导致两者的极点频率不同：LDO 的极点频率要远低于标准稳压器的极点频率。通过分析可知（本书不分析了），如果不给 LDO 实施有效的补偿，自激振荡几乎是不可避免的。

避免自激振荡的方法，常见的有两个，第一是改变极点位置，比如将第一个极点尽量降低，使得增益在极低频率处就开始下降，到相移达到 -180° 时，环路增益已经下降到 1 以下。而这个工作，需要 LDO 设计者在 LDO 内部完成，事实是，他们没有做这个工作。第二，是给整个环路增加一个或者多个零点——每增加一个零点，会产生最大 90° 的超前相移，以抵消极点的作用。而这个零点增加，需要用户在组成 LDO 电路时完成。

在 LDO 外部给环路增加合适的零点

电路如图 Section146-4 所示。这是对 LDO 输出端的一个近似模拟， R 是负载电阻， C 是负载电容，一般比较大。而 R_s 是电容的等效串联电阻。需要注意，电阻 R_2 和电容 C_2 是我为了让晶体管处于放大区单独增加的，读者不必为此担忧，别理睬它们的存在。

很显然，输出电压是 PNP 管 C 极输出电流乘以浅蓝色区域内阻抗，单独考虑阻抗表达式，就可以看出这个局部电路的零极点分布：

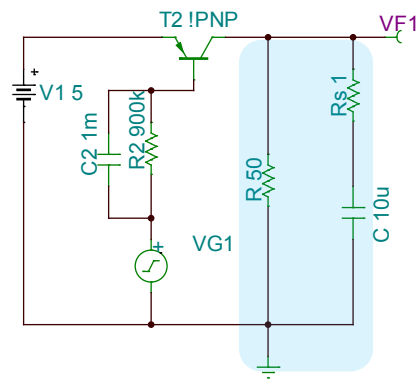


图 Section146-4 PNP 型 LDO 的输出端简化结构

$$\dot{Z} = \frac{R \times (R_S + \frac{1}{SC})}{R + (R_S + \frac{1}{SC})} = R \frac{1 + SR_S C}{1 + SC(R + R_S)}$$

具有一个极点，极点频率为：

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C(R + R_S)} = 312Hz$$

具有一个零点，零点频率为：

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C R_S} = 15.9kHz$$

注意，当 $R_S=0$ 时，零点不存在。

此电路的频率特性如图 Section146-5 所示。红色小点代表其极点位置，蓝色小点代表零点位置。很显然，在 15.9kHz 附近的零点，使得一直在下降的相移曲线，在此出现了上升。这个零点的存在，减缓了相移下降进程，可能避免原本出现的自激振荡。

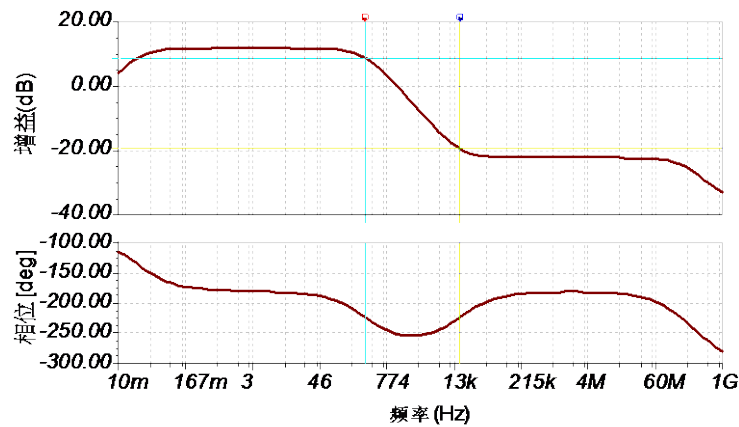


图 Section146-5 PNP 型 LDO 的输出端频率特性

从此例我们知道，给闭环中增加零点，对自激振荡是有抑制作用的，但是，仅有零点并不一定能够抑制自激振荡，还需考虑零点的位置。对此，本节不展开复杂的分析，仍需要读者了解如下结论：

零点频率太低，不能抑制自激振荡。零点位置太高，也不能抑制。换句话说，此电路中，在 C 确定的情况下， R_S 既不能太小，也不能太大。

而 R_S 是什么呢？就是实际电容器本身存在的等效串联电阻(Equivalent Series Resistance: ESR)。任何一个实际电容器，在频率无穷大信号加载时，其等效阻抗理论上应为 0，但实际不会是 0，而是趋于某个确定值，此值即为 ESR。不同种类的电容器，其 ESR 区别很大。

同样种类的电容器，容值对 ESR 影响也很大。

一般的电容器，ESR 介于 $10\text{m}\Omega$ 到 10Ω 量级，而这两个极端，对保证 LDO 环路稳定性都是不利的。

本节试图告知读者一个结论：**使用 LDO 时，必须谨慎选择输出电容，以确保电容器的 ESR 在 LDO 数据手册规定的范围内，既不能大，也不能小，才能保证 LDO 系统的稳定性。**多数情况下，使用高质量 X7R 电容、钽电容是较好的选择，而我们最常用的铝电解电容器，在这里是极为危险的，因为它一般具有很大的 ESR。

ADP1765

对 LDO 来说，主要性能包括最小跌落电压、输出电流、精准度和稳定性、输出噪声、可调输出范围、静态电流、PSRR、工作温度范围、是否具有放电、是否具有使能控制等。选择 LDO 主要考虑自身的设计要求，不能一味选择高性能。

美国 ADI 公司本身就生产 LDO，且 2017 年 3 月收购了电源领域具有极好口碑的 Linear Technology 公司后，其电源产品线更加丰满，本书了举几例。

ADP1765 是输出电流高达 5A 的低压差低噪声 LDO，其典型应用电路如图 Section146-6 所示。它包含 2 类版本，一类是固定版本，包含输出电压固定为 0.85V、0.9V、0.95V、1.0V、1.1V、1.2V、1.25V、1.3V、1.5V 等 9 种产品，另一类是可调产品，只有 1 种，可以实现 0.5V 到 1.5V 任意设定——这取决于图中 R_{ADJ} 的阻值。

图中 V_{IN} 脚是输入电压，需要一个 22 μ F 的对地电容， V_{OUT} 是输出电压，也需要一个 22 μ F 的对地电容。

PG 是 Power Good 的缩写，是输出电压正常的指示脚，可以帮助用户了解电源工作情况。

SS 是 Soft Start 软启动的缩写，对地电容 C_{SS} 决定了软启动花费时间，电容越大，时间越长，启动过程越迟缓，引起的输入电流突变也相应更小。如果不需要软启动，可以悬空该脚。

VREG 是内部调压电路需要外部接电容的管脚，指定接一个 1 μ F 电容对地，以保证内部放大电路的可靠工作。

REFCAP 也是为外部接电容准备的，它实际是内部基准电压管脚，对地接一个 1 μ F 电容可以降低输出噪声。

VADJ 仅在可调版本中有用，它是一个 50 μ A 恒流源输出，对地接一个电阻（如图 10k Ω ），可以将此电流转换成确定的电压：

$$V_{ADJ} = I_{ADJ} \times R_{ADJ} = 50\mu A \times 10k\Omega = 0.5V$$

而输出电压为 V_{ADJ} 的 3 倍，则图中电路输出电压为 1.5V。用户可以在规定的范围内，选择合适的电阻 R_{ADJ} ，以确定输出电压。

EN 脚为使能端，具有精确的迟滞特性：当 EN 脚电压超过 0.65V，则进入正常工作状态，当 EN 脚电压低于 0.60V，则进入输出禁止状态。

SENSE 脚为输出稳压需要的反馈脚，可以采用开尔文接法连至负载端。

AD1765 的跌落电压很小，在 5A 输出时典型跌落电压仅为 59mV，不超过 95mV，即只要输入电压高于输出电压 0.1V，一定能保证工作。

AD1765 的噪声很低，输出端 10Hz~100kHz 内的噪声有效值仅为 3 μ V，100kHz 处的电压噪声密度仅为 4nV/ \sqrt{Hz} 。

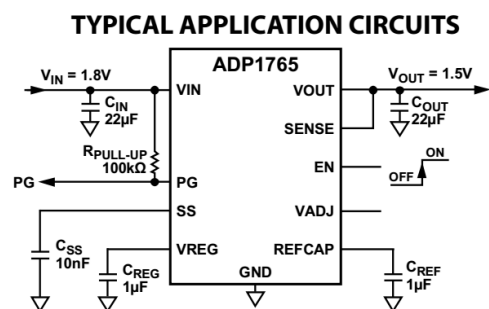


Figure 1. Fixed Output Operation

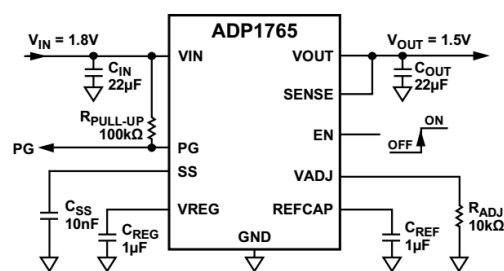


Figure 2. Adjustable Output Operation

图 Section146-6 ADP1765 典型连接电路

AD1765 的自身功耗也不大，输出电流为 0 时，自身仅消耗 5mA，即便输出电流高达 5A，其自身消耗电流也仅为 12mA。

图 Section146-7 中黑色为 AD1765 的内部结构，取自数据手册。从中可以看出如下信息：第一，它是一个典型的串联型稳压电路，调整管为一个 P 沟道 MOSFET，以此降低跌落电压。第二，在正常工作时，误差放大器的两个输入端（一端来自 SENSE，另一端来自设定的 1.2V）应该是虚短的。在此情况下，只要 EN 有效，则 50μA 的 I_{ADJ} 会流经外部电阻，在 V_{ADJ} 脚产生设定的电压，图中我设计了 8kΩ 的电阻，则 $V_{ADJ}=0.4V$ ，此电压经内部 3 倍放大器产生 1.2V 基准电压，提供到误差放大器的负输入端。如果将 V_{OUT} 脚和 SENSE 脚连接到以前，则误差放大器和 PMOS 管形成的负反馈电路，将保证输出电压一定与基准电压相等，为 1.2V。

这就是 AD1765 主核工作原理，其他如内部偏置电源、短路和热保护、软启动、PG 功能，都是附属电路，不影响主核原理。

问题是，既然 V_{OUT} 脚必须与 SENSE 脚连接，为什么不在内部直接连接呢？这就引出了开尔文接法。

所谓的开尔文接法，是指 SENSE 端连接到最终负载端，即图中的 V_{O_actual} ，而不是 V_{OUT} 脚。这两者区别很大，原因在于从芯片的 V_{OUT} 脚，到真正的负载端 V_{O_actual} ，是粗导线连接，总是存在一定的导线电阻，当大电流流过这个导线电阻时，会产生压降。

以图中参数为例：假设导线电阻为 10mΩ，1A 电流会在此产生 10mV 压降。如果按照开尔文接法如图所示，大电流是从 V_{OUT} 脚经导线流到 V_{O_actual} ，然后流过负载电阻的，由于运放的高阻输入特性（虚断），从 V_{O_actual} 脚到 SENSE 端是没有电流的，也就不存在压降，因此它可以保证真正的负载端为准确的 1.2V，而 V_{OUT} 脚为 1.24V。

但是如果不按照开尔文接法，即将 SENSE 直接和 V_{OUT} 连接，则结果为： $V_{OUT}=1.2V$ ，而真正的负载电压为：

$$V_{O_actual} = V_{OUT} - \frac{V_{OUT}}{R_{wire} + R_{load}} \times R_{wire} \approx 1.1613V$$

这个结果与我们期望的 1.2V 存在差异，不好。从此可以看出开尔文接法的好处。

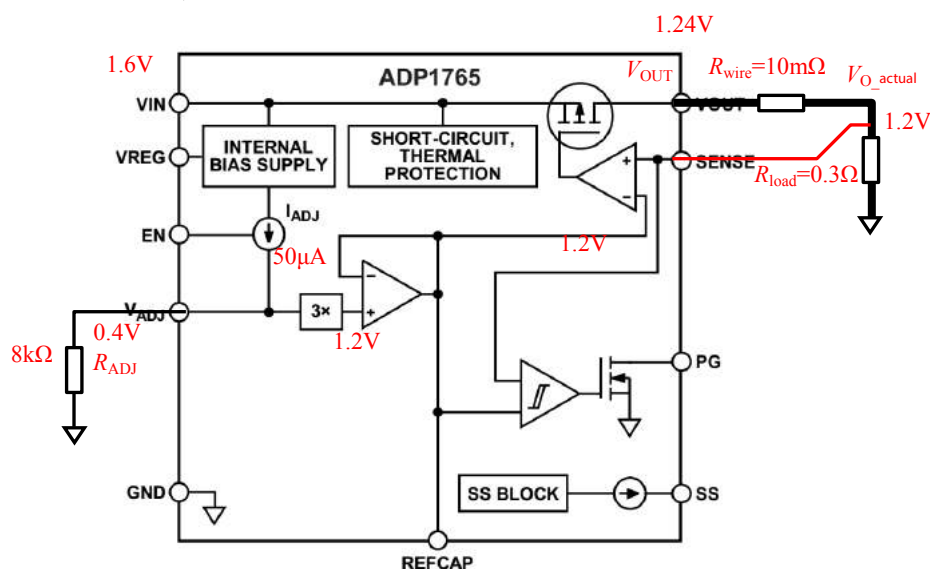


图 Section146-7 ADP1765 的内部结构以及开尔文接法实例

ADP7118

ADP7118 的静态电流典型值只有 $50\mu\text{A}$ ，在 200mA 输出时最大只有 $420\mu\text{A}$ 。它能够输出 200mA 最大电流，具有 2.7V 到 20V 输入范围，可以应用于多种场合。

图 Section146-8 是其内部结构——没有画出软启动功能。可以看出，它与标准的串联型稳压电路思路完全一致。图 Section146-9 是其典型应用电路，上图是固定型的，下图是将 5V 固定型的应用为可调压状态。从图中可以看出，由于这是一个 5V 固定型，其内部基准电压一定为 5V ，当 SENSE/ADJ 脚的对地电压为 5V 时，内部的误差放大器两个输入端才能处于虚短状态，此时通过 $2\text{k}\Omega$ 和 $10\text{k}\Omega$ 分压电路，可以反算输出电压为 6V 。

AD7118 的跌落电压与输出电流相关，在 200mA 输出时，典型的跌落电压为 200mV ，最大 420mV 。

ADI 公司为 AD7118 提供 1.8V 、 2.5V 、 3.3V 、 4.5V 、 5V 等几种常用输出电压的固定型版本，也提供基准电压为 1.2V 的可调版本。特别说明的是，ADI 公司还接受用户特殊要求的固定电压版本。

AD7182

AD7182 是为数不多的负电压 LDO 之一。对于负电压 LDO，当输入为 -28V ，输出为 -20V 时，其跌落电压为 -8V ，其输出电流取决于负载电阻，可能是 0 ，也可能是 -100mA 。或者说，所有正 LDO 具备的参数，无论电压还是电流，在负电压 LDO 中，都会变成负数。

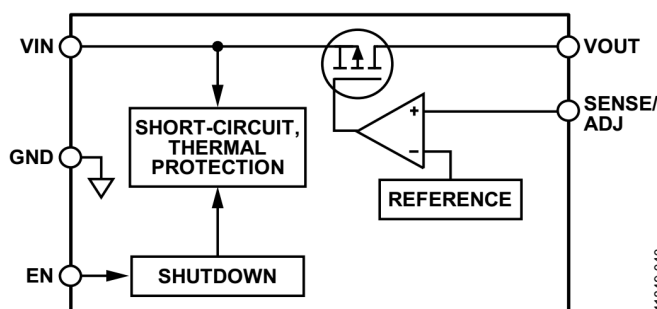


图 Section146-8 ADP7118 的内部结构

TYPICAL APPLICATION CIRCUITS

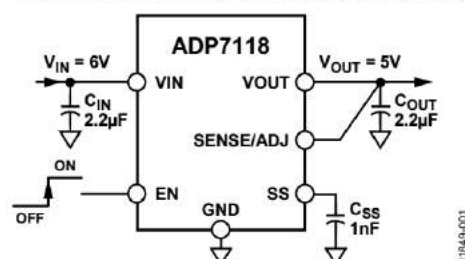


Figure 1. ADP7118 with Fixed Output Voltage, 5 V

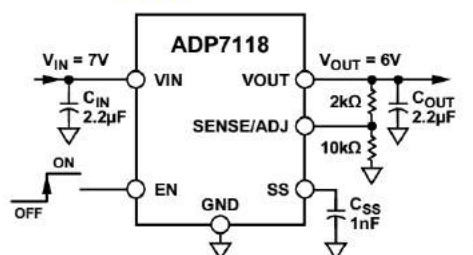


Figure 2. ADP7118 with 5 V Output Adjusted to 6 V

图 Section146-9 ADP7118 典型应用电路

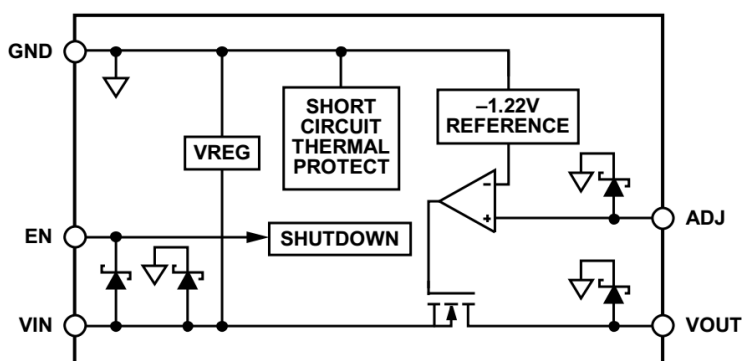


Figure 78. Adjustable Output Voltage Internal Block Diagram

图 Section146-9 ADP7182 的内部结构

图 Section146-9 是 AD7182 的内部结构——可调型。其原理与正电压 LDO 完全相同，MOSFET 变成了 N 沟道的。

图 Section146-10 是其典型应用电路，其内部基准电压为-1.22V，两个分压电阻完全相同，可以反算出输出电压为-2.44V。

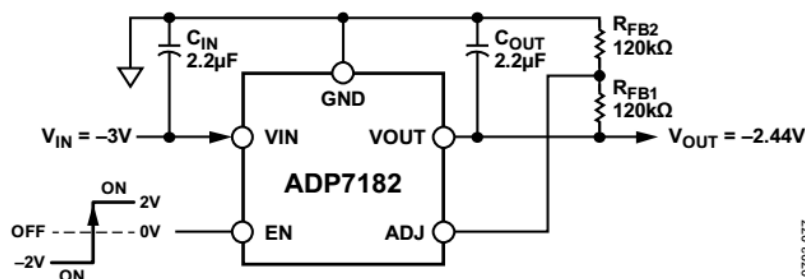


Figure 79. Setting Adjustable Output Voltage

图 Section146-10 可调型 ADP7118 的典型电路

TPS76201

美国德州仪器公司 Texas Instruments 生产的 LDO 种类繁多，TPS76201 是其中一款。其数据手册首页如下图。

TPS76201
LOW OUTPUT ADJUSTABLE
ULTRALOW-POWER 100-mA LDO LINEAR REGULATOR
SLVS323B - FEBRUARY 2001 - REVISED JANUARY 2007

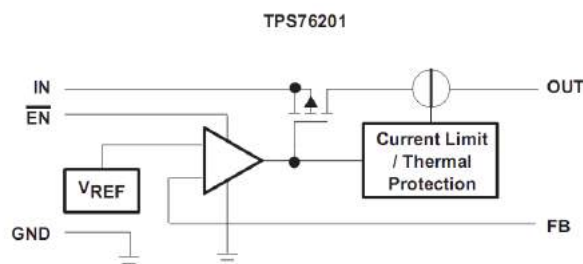
- 100-mA Low-Dropout Regulator
- Adjustable Output Voltage (0.7 V to 5.5 V)
- Only 23 μ A Quiescent Current at 100 mA
- 1 μ A Quiescent Current in Standby Mode
- Over Current Limitation
- -40°C to 125°C Operating Junction Temperature Range

DBV PACKAGE (TOP VIEW)

IN	1	5	OUT
GND	2		
EN	3	4	FB

从中可以看出，这是一款小电流 LDO，最大输出电流 100mA，具有低跌落电压特性，其输出电压可以从 0.7V 到 5.5V 调节，其静态电流在输出电流 100mA 时仅为 23 μ A。而在待机状态下，其静态电流仅为 1 μ A。具有过流限制功能。它有 5 个管脚，特别具有一个-EN 脚，低电平使能，器件正常工作，高电平时，器件进入待机状态。

下图是 TPS76201 的内部结构图。可以看出，它是一个 PMOS 型 LDO，低端稳定，即正常工作时，保证 FB 端对地电压为内部基准电压值 0.6663V（数据手册中有）。



因此，其典型应用电路如下图。

$$V_O = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_{\text{上}}}{R_{\text{下}}}\right) = 0.6663\text{V} \times \left(1 + \frac{R_{\text{上}}}{R_{\text{下}}}\right)$$

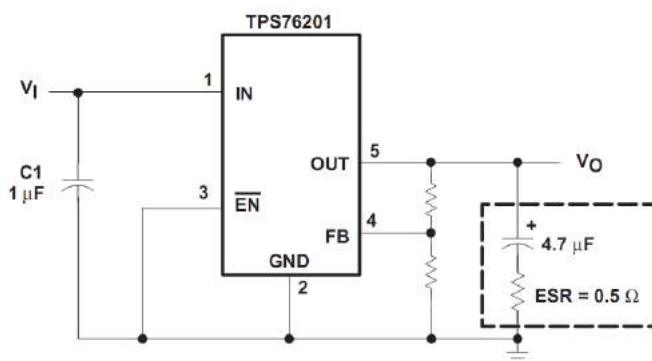


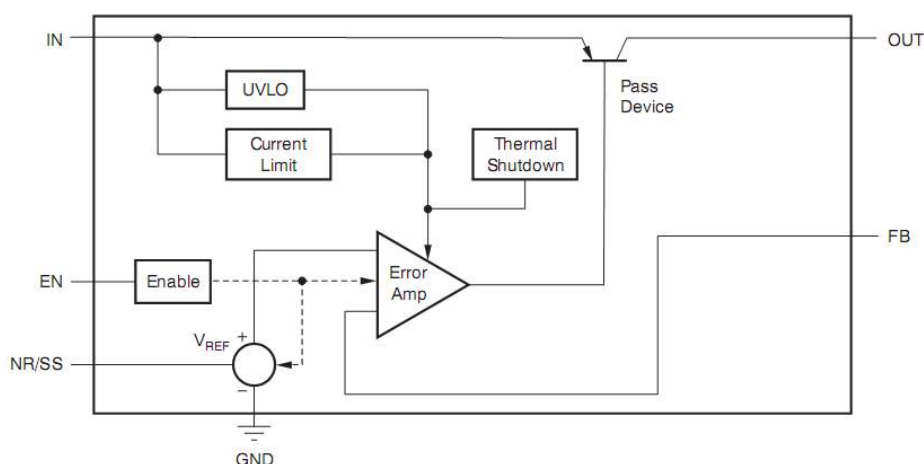
Figure 17. Typical Application Circuit

图中给出的输出电容，建议 ESR=0.5Ω。数据手册中对于 ESR 的范围也有说明。

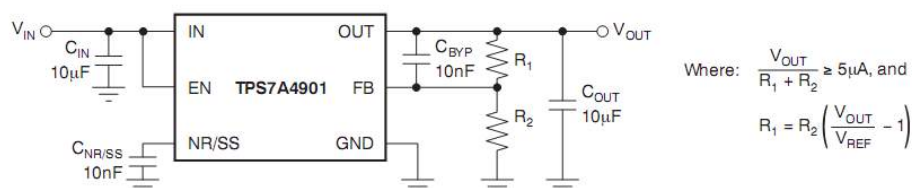
TPS7A4901

TPS7A4901 是一款宽输入、输出电压范围的 LDO，其输入电压从 3V~36V，输出电压可调 1.194V~33V。其内部结构和典型应用如下图。

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



它是一个 PNP 型 LDO，低端稳定。

需要注意两点：第一，它具备一个 NR/SS 脚，即 Noise Reduction (噪声降低)/Soft Start (软启动) 脚，通常对地接一个电容会使得输出噪声下降，且通过控制这个脚可以实现软启动，即输出电压缓慢的上升到指定电压。第二，它的典型电路中增加了一个旁路电容 C_{BYP} 。理论上说，它的引入会引起环路的零极点变化，但是，其主要作用并不在此，而在于能够改善 LDO 电路的性能，比如提升低频段的电源电压抑制比 PSRR。

对这类实用型电路，我的建议是，尽量遵循生产厂家给出的设计建议。

Section147. 基准电压源

前述的串联型稳压电路、集成稳压器、低跌落电压稳压器，都属于直流电源。它们的主要目的是为用电器供电，因此要具有一定的电流输出能力，其核心是稳压基础上释放功率，用俗话说是要干重活的。而基准电压源，只负责提供相当精准的电压，一般不要求其提供较大的输出电流。它的电压稳定性、准确性、噪声，都要远远优于直流电源，但电流输出能力却远远小于直流电源，用俗话说，它就是干细活的。

基准电压源，主要用于 ADC、DAC 的基准，它像砝码决定了称的精准性一样，直接决定着 ADC 的准确性。

基准电压源的分类和使用

基准电压源主要分为两类，分流模式型和串联模式型。

所谓的分流模式(shunt mode)型，是指其外形就是一个稳压管，只有 2 个引脚（有些有第 3 引脚，可微调）。以 AD589 为例，其引线图和内部结构如图 Section147-1 所示。

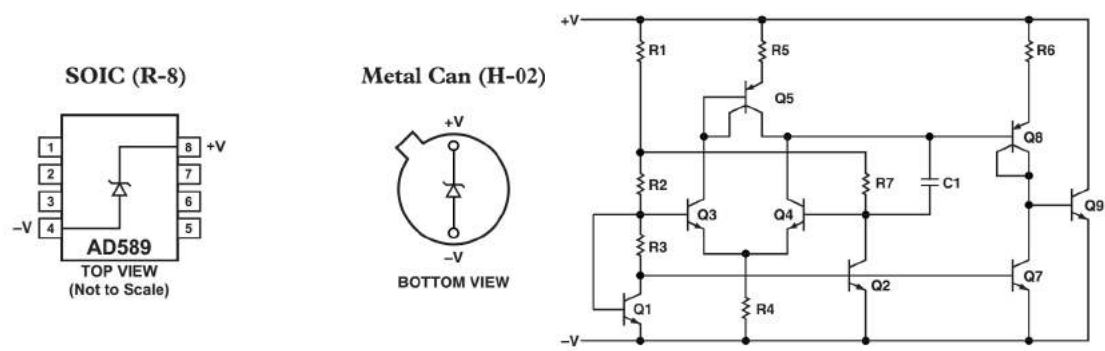


图 Section147-1 分流模式型 AD589 引线图和内部结构

按照规定的最小电流和最大电流，选择合适的外部电阻，将其设计成图 Section147-2 所示电路，即标准稳压管电路，就可以得到稳定的输出电压。右图中，利用 ADR512 具有的第 3 脚——调整脚，可以实现大约±0.5%的微调。

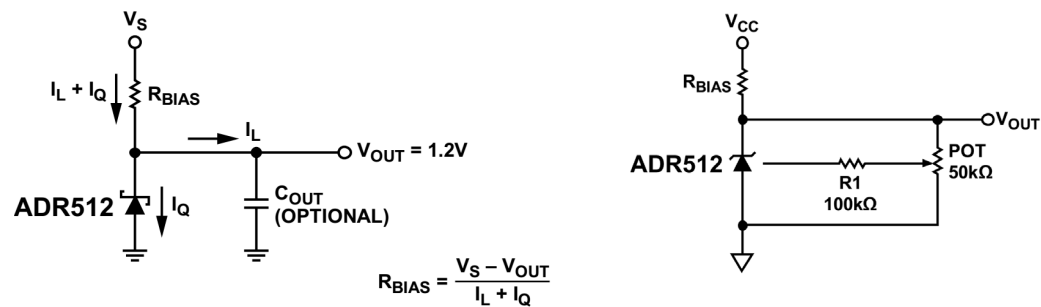


图 Section147-2 分流模式型 ADR512 典型电路连接

分流模式型基准源，结构简单，价格低，但其性能指标与串联模式存在差距。

所谓的串联模式型，它更类似于一个集成三端稳压器，也具有输入脚、接地脚和输出脚，也是高电压输入、得到稳定的低电压输出。与集成三端稳压器相比，主要区别如下：

1) 输出电压的初始准确性、温度和时间稳定性、噪声、调整率指标等，都要优于三端稳压器。

2) 集成三端稳压器具有很大的, 单方向的电流输出能力。而基准电压源则具有流进电流和流出电流能力, 只是数值很小, 一般为几 mA。

3) 很多集成三端稳压器具备输出电压调整功能, 而基准电压源一般只有微调功能。

以 ADR44X 系列为例, 它提供 440(2.048V), 441(2.5V), 443(3V), 444(4.096V), 445(5V)等 5 种规格输出电压, 其内部结构如图 Section147-3 所示, 典型应用电路如图 Section147-4。

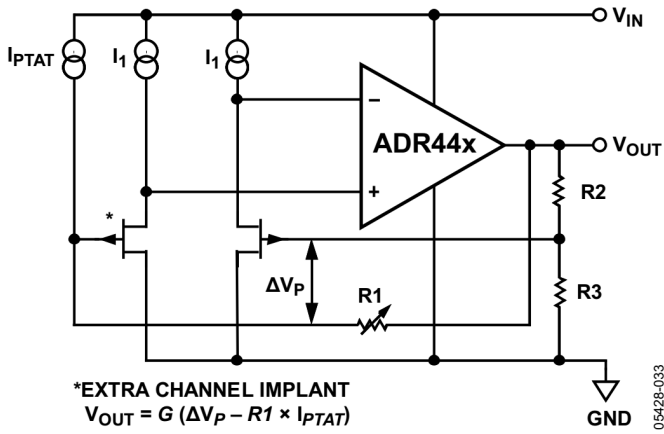
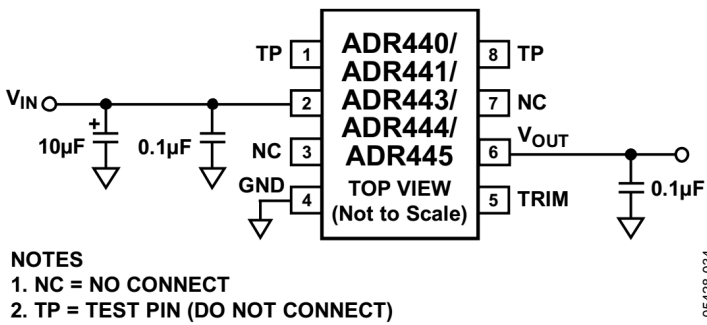


图 Section147-3 串联模式型 ADR44X 内部结构

多数情况下, 用户无需对基准电压源实施微调, 即可以将 TRIM 脚悬空。而图中的 TP 脚为测试脚, 在出厂前由厂家使用, 用户无需连接它。需要注意的是, 用户必须按照数据手册建议, 在输入脚和输出脚连接合适的电容。



NOTES
1. NC = NO CONNECT
2. TP = TEST PIN (DO NOT CONNECT)

图 Section147-4 串联模式型 ADR44X 典型电路连接

有些基准电压源提供了 FORCE 和 SENSE 输出, 以方便用户实现 Kelvin (开尔文) 连接, 保证负载端电压准确性。其中的 FORCE 端, 直译为“施力”端, 相当于税前工资, 一般为运放的输出端, 而 SENSE 端, 则为“感应”端, 相当于税后收入, 一般取自最终负载, 回馈到运放输入端。负反馈的机理告诉我们, 施力端提供多高电压不是我们关心的, 我们关心的是, 施力造成的负载上的后果是什么, 这类同于我们更关心税后收入一样。这也是 Kelvin 接法的核心思想。图 Section147-5 为 ADR34XX 的开尔文接法。

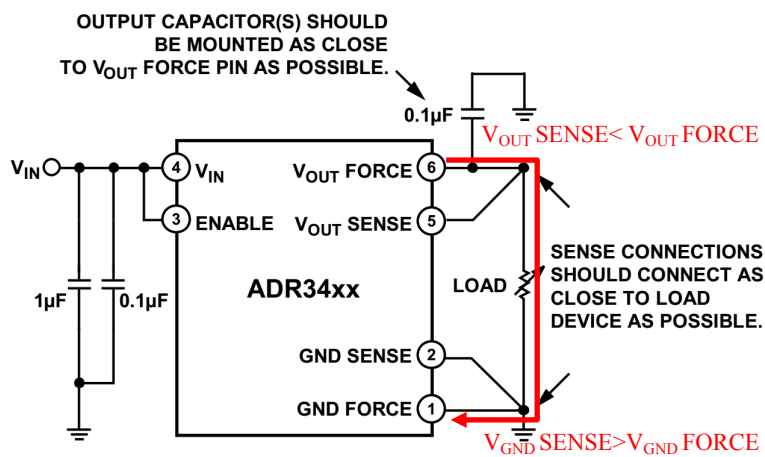


图 Section147-5 串联模式型 ADR34XX 典型电路连接

初始容差

是指在标准测试环境下——确定的温度、确定的负载电流、确定的输入电压情况下，输出电压与理论输出电压之间的差值，用 mV 或者相对值的%表示。在数据手册中，可以用 INITIAL OUTPUT VOLTAGE ERROR（初始输出电压误差）表示，也可以用 ACCURACY（准确度）或者 OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE（输出电压容差）、INITIAL ACCURACY（初始准确度）等表示。

它表现的是生产厂家对相同测试环境下，输出电压偏差的容忍程度，一旦某个芯片的测试结果超过了厂家的规定容差，就会被作为次品，不得进入销售渠道。

比如一个标称为 2.048V 的基准电压源 ADR4520，它分为 B grade（B 级）和 A grade（A 级）两种，在数据手册中可以看到如图 Section147-6 所示的截图。

ADR4520 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise noted, $V_{IN} = 3\text{ V to }15\text{ V}$, $I_L = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Table 3.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
OUTPUT VOLTAGE	V_{OUT}			2.048		V
INITIAL OUTPUT VOLTAGE ERROR	V_{OUT_ERR}	B grade			± 0.02	%
					410	μV
		A grade			± 0.04	%
					820	μV

图 Section147-6 串联模式型 ADR4520 数据手册截图——初始误差

此表说明，对于出厂合格的产品 ADR4520B，在规定的测试条件下测试多个芯片，其输出电压最大值不会超过 $2.048\text{V} + 410\mu\text{V} = 2.04841\text{V}$ ，也不会低于 $2.048\text{V} - 410\mu\text{V} = 2.04759\text{V}$ 。而 ADR4520A，其输出电压最大值不会超过 $2.048\text{V} + 820\mu\text{V} = 2.04882\text{V}$ ，也不会低于 $2.048\text{V} - 820\mu\text{V} = 2.04718\text{V}$ 。

那么，你相信能从购买的 A 级产品中得到 B 级产品性能吗？一般是梦想。生产厂家会对每个产品进行测试，并将误差小于 $410\mu\text{V}$ 的归入 B 级，将误差介于 $410\mu\text{V}$ ~ $820\mu\text{V}$ 的归入 A 级，而将误差大于 $820\mu\text{V}$ 的归于次品。这和乒乓球中的一星、二星、三星的分类道理差不多。当然，为了买到 B 级产品，你得多掏银子。

同时我们注意到，用绝对误差除以理论输出电压 2.048V，就是用%表示的相对误差。截图中 $410\mu\text{V}/2.048\text{V} = 0.02001953\%$ ，图中用 $\pm 0.02\%$ 表示，相互是吻合的。

温度漂移

当基准电压源的环境温度发生变化，其输出电压会相应发生变化，在一定温度范围内，温度变化和输出电压变化呈现较为稳定的规律，如图 Section147-7 是 ADR4520 的输出电压随温度变化曲线。显然，我们希望它在整个温度范围内变化越小越好，因此常用 TEMPERATURE DRIFT (温度漂移)，或者 TEMPERATURE COEFFICIENT (温度系数) 来表达，一般以 ppm/°C 为单位，即每度带来多少个 ppm 的变化。

有两种常见的方法表达温度漂移。

第一种：一般选择 3 个测试点，分别为最低温度 T_1 、常温 25°C 为 T_2 、最高温度 T_3 ，测量这三个温度下的输出电压 $V_{O_{T_1}}$ 、 $V_{O_{T_2}}$ 、 $V_{O_{T_3}}$ ，以下式表示：

$$TC = \frac{\max(V_{O_{T_1}}, V_{O_{T_2}}, V_{O_{T_3}}) - \min(V_{O_{T_1}}, V_{O_{T_2}}, V_{O_{T_3}})}{V_{O_{T_2}} \times (T_3 - T_1)} \times 10^6 \text{ppm} \quad (\text{Section147-1})$$

以图 Section147-7 为例，目测得如下结果：

$$V_{O_{T_1}} = 2.0480\text{V}; V_{O_{T_2}} = 2.04823\text{V}; V_{O_{T_3}} = 2.04805\text{V};$$

将上述测试数据代入式[Section147-1]，得：

$$TC = \frac{2.04823 - 2.0480}{2.04823 \times (125 - (-40))} \times 10^6 \text{ppm} = 0.68 \text{ppm}$$

第二种：在整个温度范围内实现全部温度点测量，获得输出电压最大值 $V_{O_{max}}$ ，输出电压最小值 $V_{O_{min}}$ ，以下式表示：

$$TC = \frac{V_{O_{max}} - V_{O_{min}}}{V_{O_{typ}} \times (T_3 - T_1)} \times 10^6 \text{ppm} \quad (\text{Section147-2})$$

其中， T_3 和 T_1 仍是规定的温度上限和下限，而 $V_{O_{typ}}$ 则是输出电压理论值。

这种方法也称 box method (方框法)，用电压最大值、电压最小值形成方框的上下两个边，用温度的最小值、最大值形成方框的左右两个边，如图 Section147-7 中的红色虚线方框，该方框的对角线斜率代表温度系数的绝对值，即图中的绿色斜线，该值除以典型输出电压，即为温度系数相对值。

仍以图 Section147-7 为例，目测得如下结果：

$$V_{O_{max}} = 2.0483\text{V}; V_{O_{min}} = 2.04798\text{V}; V_{O_{typ}} = 2.048\text{V};$$

将上述测试数据代入式[Section147-2]，得：

$$TC = \frac{2.0483 - 2.04798}{2.048 \times (125 - (-40))} \times 10^6 \text{ppm} = 0.947 \text{ppm}$$

显然，第二种方法更加苛刻，得出的温度漂移也相应大一些。

不同的器件，可能采用上述两种方法之一，需要甄别。

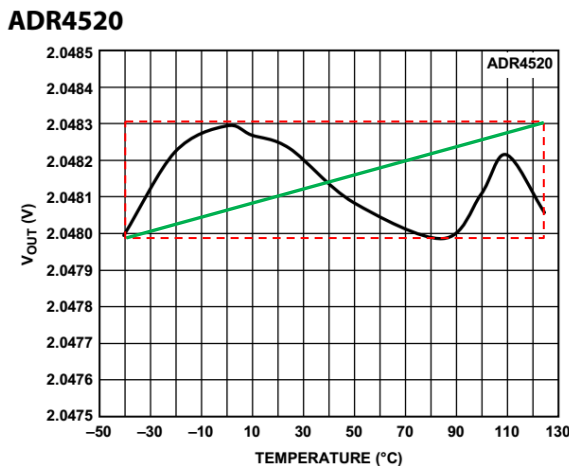


图 Section147-7 ADR4520 的温度曲线

我个人认为，如果可行，第三种方法更加合理：在温度曲线图中，找到斜率绝对值最大的微小线段，得到此线段的温度差 ΔT ，以及此线段的电压差值 ΔV ，以下式表示：

$$TC = \frac{\Delta V}{V_{Otyp} \times \Delta T} \times 10^6 \text{ppm} \quad [\text{Section147-3}]$$

仍以图 Section147-7 为例，目测在 $100^\circ\text{C}(2.048115\text{V})$ 到 $106^\circ\text{C}(2.0482\text{V})$ 之间具有最大斜率，两点之间电压变化为 $85\mu\text{V}$ ，则有：

$$TC = \frac{85 \times 10^{-6}}{2.048 \times 6} \times 10^6 \text{ppm} = 6.92 \text{ppm}$$

可见数值相差甚大。

但请注意，我个人认为的第三种方法，并不是厂家接受的方法。

线路调整率

输入电压变化引起的输出电压变化，称为线路调整率(Line Regulation)，也称电压调整率，用下式表示：

$$\text{Line Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$$

其单位为 $\mu\text{V/V}$ 。

也可以用相对变化表示，即：

$$\text{Line Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta V_{IN}} \times 10^6 \text{ppm} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta V_{IN}} \times 10^2 \%$$

其单位为 ppm，或者%。

负载调整率

负载电流变化引起的输出电压变化，称为负载调整率(Load Regulation)，表示为下式：

$$\text{Load Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_L}$$

其单位为 $\mu\text{V}/\text{mA}$ ，也可用电阻表示，等效为输出电阻 r_{out} 。

也可以用相对变化表示，即：

$$\text{Load Regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta I_L} \times 10^6 \text{ppm} = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{Otyp} \times \Delta I_L} \times 10^2 \%$$

其单位为 ppm，或者%。

图 Section147-8 是 ADR4520 数据手册截图。

TEMPERATURE COEFFICIENT	TCV _{OUT}	B grade, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ A grade, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	2 4	ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$
LINE REGULATION	$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	1 10	ppm/V
LOAD REGULATION	$\Delta V_{OUT}/\Delta I_L$	$I_L = 0 \text{ mA to } +10 \text{ mA source, } -40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ $I_L = 0 \text{ mA to } -10 \text{ mA sink, } -40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	30 100	80 120 ppm/mA ppm/mA

图 Section147-8 ADR4520 数据手册截图

第一行是温度系数，其测试温度范围均为 -40°C 到 125°C ，这是该芯片的正常工作温度范围。在此范围内，B 级产品最大温度系数为 $2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，而 A 级产品则稍差，为 $4\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。

第二行是线路调整率，在正常温度范围内，其典型值为 $1\text{ppm}/\text{V}$ ，即输入电压每增加 1V ，输出电压增加量的典型值为理论输出电压的 1ppm ，即 $2.048\mu\text{V}$ 。而最大值为 10ppm ，

即输入电压增加 1V，输出电压增加不会超过 20.48μV。

第三行是负载调整率，在正常温度范围内，分为两种：第一种是 source（源，吐出电流），指输出电流方向为“从基准源流向负载”，此时，输出电流每增加 1mA，输出电压下降典型值为 30ppm，即 61.44μV。从此也可看出其等效的输出电阻为：

$$r_{out} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_L} = \frac{61.44 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-3}} = 61.44 \text{m}\Omega$$

第二种是 sink（池，汉语没有更合适的词表述，指吸纳电流），指输出电流方向为“从负载流进基准源”。此时，输出电流由 -5mA 变为 -6mA，即增加 1mA，输出电压会产生 100ppm 的增加，即 204.8μV。

输出噪声电压

指基准电压源的输出噪声大小，一般用两种形式表达。

第一种是 0.1Hz~10Hz 噪声电压峰峰值，用 e_{Np-p} 表示，单位为 μV。

第二种是 1kHz 或者其他频点处的噪声电压密度，用 e_N 表示，单位为 nV/√Hz。

OUTPUT VOLTAGE NOISE	e_{Np-p}	0.1 Hz to 10.0 Hz	1.0	μV p-p
OUTPUT VOLTAGE NOISE DENSITY	e_N	1 kHz	35.8	nV/√Hz

图 Section147-9 ADR4520 数据手册截图

除以上指标外，基准电压源还有跌落电压、长期稳定性、温度迟滞等，本书不详述。但，烦请读者记住，一个简简单单的基准电压源，其实并不简单。

Section148. 基准电流源

我们知道，电压与电流是一对共生共存的量，理论上，有电压基准，就应该有电流基准。但不得不承认，在历史进程中，电压源的应用占据了上风。我们熟悉电压源，源自于桌面上有一台直流稳压电源，一旦上电，它的两个端子之间就存在指定的电压。但，我们不熟悉电流源。

一个两端子器件，两端之间电压在一定范围内变化，流过器件的电流是恒定的，且非常精准，这就是基准电流源。世上有这样的东西吗？有。

REF200

REF200 是原先的 BB 公司（被 TI 公司收购）生产的一款双 100μA 电流基准，且内含一个用途广泛的电流镜，其内部结构如图 Section148-1 所示。

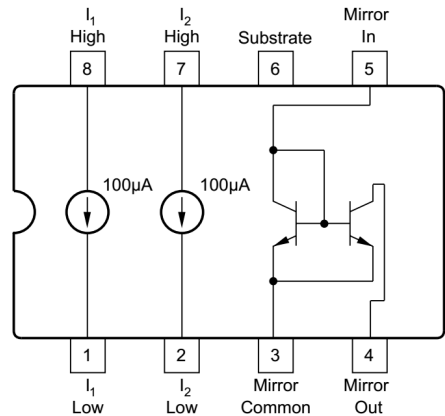


图 Section148-1 REF200 内部结构——截图于 REF200 数据手册

REF200 的电流源

每个电流源都有两个管脚（8 脚对 1 脚，7 脚对 2 脚），当保证电流源两端电压 U_{HL} 在 2.5V 到 30V 之间，那么流过电流源的电源则一定等于 100 μ A。图 Section148-2 给出了器件的电压—电流关系，其中右图为局部放大且包含了温度信息。可以看出，不同温度下小于 2.5V 电压时，其电流区别较大，但在 2.5V 以上，其电流基本仅随温度变化。

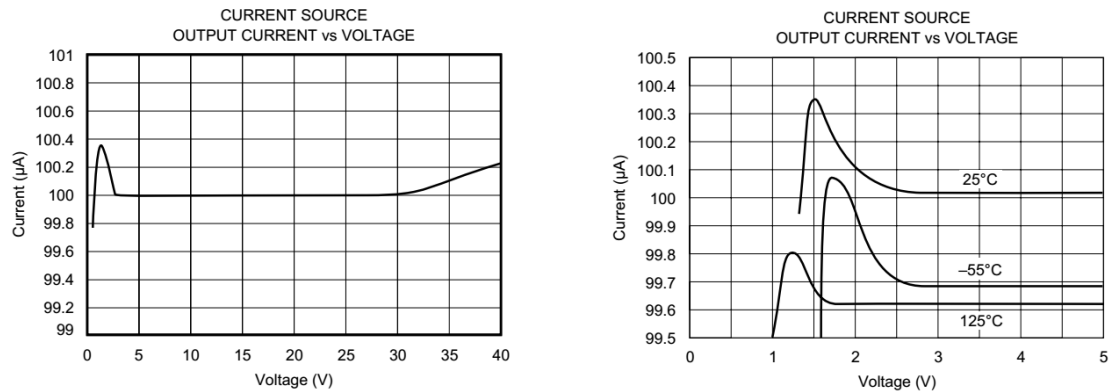


图 Section148-2 REF200 电压电流关系

图 Section148-3 给出了 REF200 的温度范围，包含指标温度范围(Specification)——在此温度范围内能够保证所述指标达标，图中显现是-25 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ C；操作温度范围(Operating)——在此温度范围内器件能够正常工作，但不保证所有指标都能达到，图中显现为-40 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ C；存储温度范围(Storage)——在此温度范围内保存器件，器件不会损坏，图中显示为-40 $^{\circ}$ C~125 $^{\circ}$ C。

TEMPERATURE RANGE					
Specification		-25		+85	$^{\circ}$ C
Operating		-40		+85	$^{\circ}$ C
Storage		-40		+125	$^{\circ}$ C

图 Section148-3 REF200 温度范围

图 Section148-4 给出了 REF200 的温度特性，显然给出的数据指标应以-25 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ C为参考。依据 box method，图中显现其温度漂移大约为：

$$TC = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{typ} \times (T_3 - T_1)} \times 10^6 ppm = \frac{100.02 - 99.81}{100 \times (85 - (-25))} \times 10^6 ppm = 19.09 ppm$$

[Section148-1]

右图是样本试验结果。共 1284 个样本参与了测试，分布图如图。

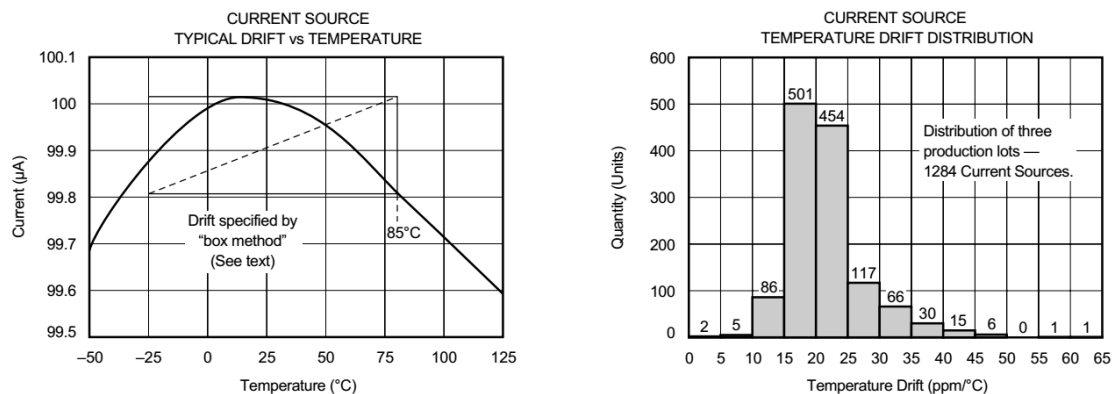


图 Section148-4 REF200 温度特性

因此数据手册给出的温度系数为典型值 25ppm。这个数值与较好的电压基准 [ADR4520](#) 的 2ppm 比起来，差距不小。说明，电流基准源的温度稳定性比不过电压基准源。

图 Section148-5 是 REF200 的规格，在电流源部分，初始准确度最大值为±1%，两个

At $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $V_S = 15\text{V}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITION	REF200AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
CURRENT SOURCES					
Current Accuracy			±0.25	±1	%
Current Match			±0.25	±1	%
Temperature Drift	Specified Temp Range		25		ppm/°C
Output Impedance	2.5V to 40V	20	100		MΩ
	3.5V to 30V	200	500		MΩ
Noise	BW = 0.1Hz to 10Hz f = 10kHz		1		nAp-p
Voltage Compliance (1%)	T_{MIN} to T_{MAX}		See Curves		pA/√Hz
Capacitance			10		pF

图 Section148-5 REF200 规格之电流源部分

电流源的匹配度为±1%，输出电阻分段在 3.5V~30V 内为 500MΩ。电流噪声在 0.1Hz~10Hz 为 1nA 峰峰值，而噪声电流密度为 20pA/√Hz。

倒数第二行 Voltage Compliance (译为顺从电压，参见本书 Section 38)，数据手册要求读者 See Curves (看曲线)，就是看图 Section148-2。所谓的顺从电压[1%]，是指一个电压范围，当电流源两端电压在此范围内，则它提供的输出电流与设定电流 100µA 的误差不会超过 1%。但很遗憾，数据手册中并没有画出 99µA 或者 101µA 的情况，因此看图也得不到 1%误差的顺从电压是多少。

关于电流源的输出电阻，其等效电路如图 Section148-5 所示。在考虑到输出电阻后，实际的输出电流将不再是 I_S ，而是与负载电阻相关的：负载电阻越大，输出电流越小。

$$I_{OUT} = I_S + \frac{U_{HL}}{R_O} = I_S + \frac{V_{CC} - I_{OUT}R_{LOAD}}{R_O}$$

解得：

$$I_{OUT} = \frac{I_S R_O + V_{CC}}{R_O + R_{LOAD}} = I_S \frac{R_O}{R_O + R_{LOAD}} + \frac{V_{CC}}{R_O + R_{LOAD}}$$

(Section148-2)

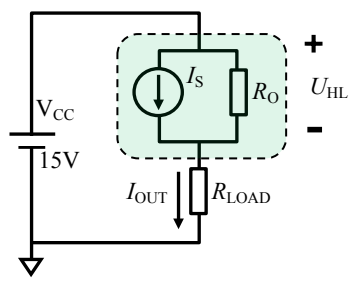


图 Section148-5 电流源输出电阻示意图

当设定 $I_S=100\mu A$, $R_{OUT}=500M\Omega$ (以 REF200 为例) , $V_{CC}=15V$, 当负载电阻从 0Ω 到 $120k\Omega$, 以 $10k\Omega$ 增加时 , 得到负载电流变化如图 Section148-6 所示——它仅是是一条直线。

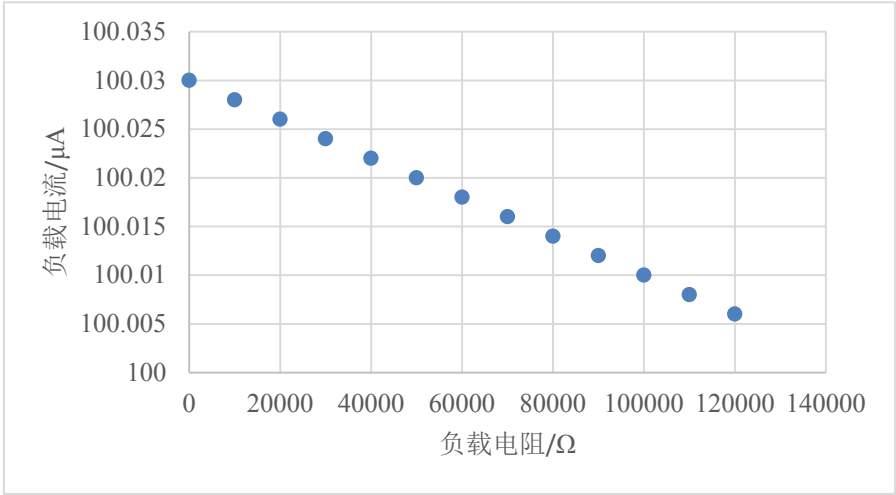


图 Section148-6 电流源负载调整率示意图

REF200 的电流镜

REF200 还有一个重要的部件 , 电流镜。它的基本结构在图 Section148-1 已给出 , 更为简化的结构如图 Section148-7。

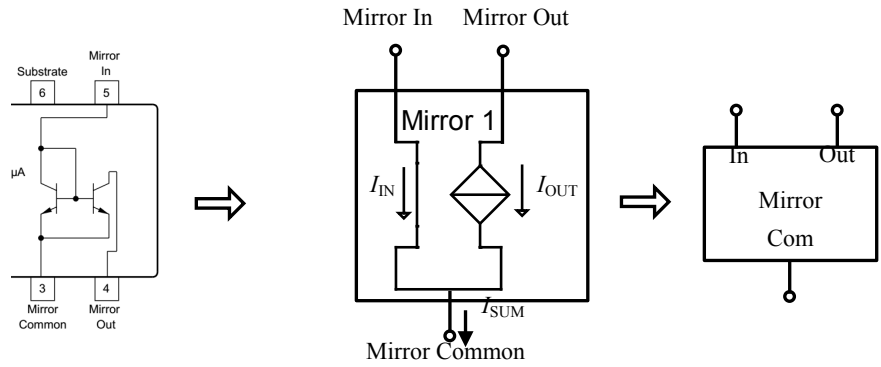


图 Section148-7 电流镜简化结构

REF200 电流镜的规格 , 如图 Section148-8 所示之截图。

CURRENT MIRROR	I = 100μA Unless Otherwise Noted	0.995	1	1.005	
Gain			25		ppm/°C
Temperature Drift			100		MΩ
Impedance (output)	2V to 40V	40	0.05		%
Nonlinearity	I = 0μA to 250μA		1.4		V
Input Voltage			See Curves		
Output Compliance Voltage			5		MHz
Frequency Response (-3dB)	Transfer				

图 Section148-8 REF200 电流镜规格

Gain 是指电流镜的输出电流与输入电流之比，典型值应为 1，但其有大约±0.5%的误差。温度漂移 25ppm/°C，是指当输入电流不变而温度变化时，输出电流发生的变化，虽然数据手册没有说明，但估计其来源也是 box method。

关于非线性，规格中给出的 0μA-250μA 条件下，典型值为 0.05%。图 Section148-9 给出的曲线更能说明问题。它至少说明，第一，不同器件的非线性是不同的，第二，对某个器件，在不同输入电流情况下，增益 G 不是确定的 1，而是在波动。

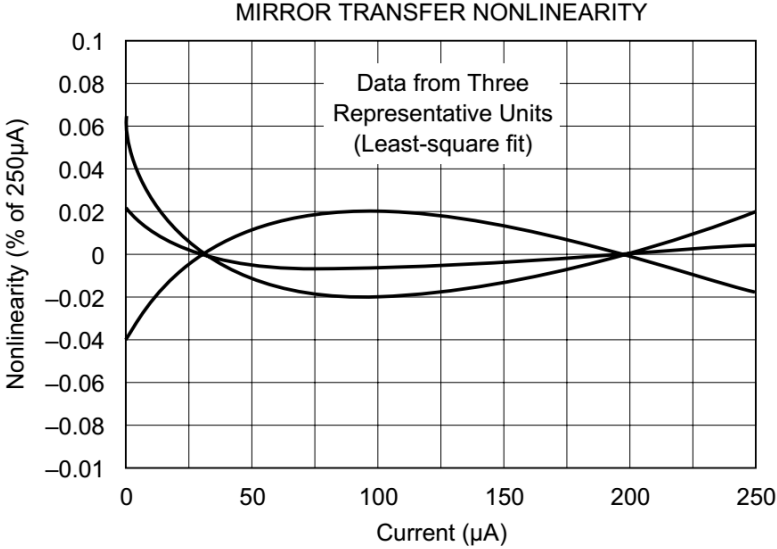


图 Section148-9 REF200 电流镜的非线性曲线

回到图 Section148-8，倒数第 3 行输入电压项，图中显示典型值为 1.4V，而输出顺从电压则需要看曲线，如图 Section148-10 所示。首先，输入电压与输入电流之间是一个确定的曲线，如图中所示——当输入电流大时，电流镜的 IN 端和 COM 端之间的电压会增加，从图中的 1μA 对应 1V，100μA 对应 1.25V，200μA 对应 1.5V，直到 3mA 对应 4V，这个关系是确定的。

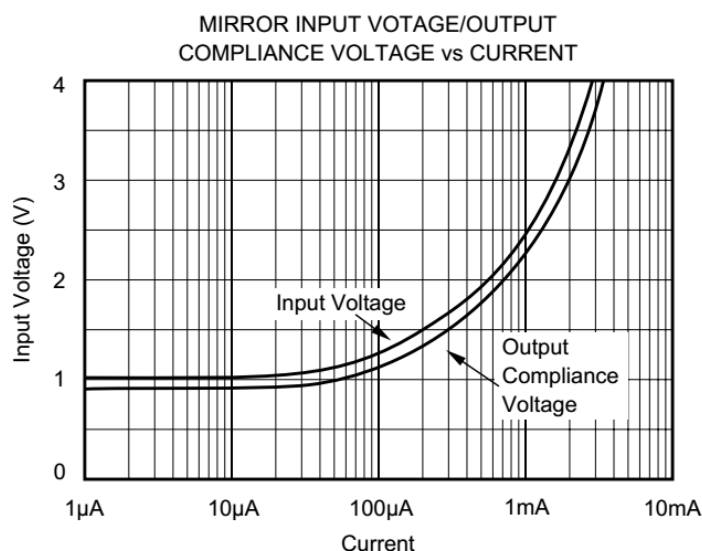


图 Section148-10 REF200 电流镜的输入电压和输出顺从电压

其次，图中的另外一根曲线为输出顺从电压曲线，在相同电流下，其电压值略比输入电压低一些，其实它是最小顺从电压曲线。这根曲线表明，当电流镜工作时，要保证电流镜的指标良好，必须做到电流镜的 OUT 端与 COM 端之间电压高于此值。

OUT 端与 COM 端之间的最高电压是多少，数据手册中没有明确指出，但在多个地方看到最高电压为 40V，我觉得最高值就是 40V。

图 Section148-11 给出了一个举例（它没有什么实际用途），来说明上述电压关系。当电路如图时，首先从图 Section148-10 可以查到，当强制电流镜输入电流为 $100\mu\text{A}$ 时，其电压为 1.25V，即 $u_{\text{IN}}=1.25\text{V}$ ，那么 $100\mu\text{A}$ 电流源两端压差为 28.5V，如果是 REF200 的电流源，这是可以容忍的——它的顺从电压最高值为 30V。此时，镜像的输出电流也是 $100\mu\text{A}$ ，那么电阻 R_L 两端的压差为 $100\mu\text{A} \times 100\text{k}\Omega = 10\text{V}$ ，则可以计算得 $u_{\text{OUT}}=20\text{V}$ 。而图 Section148-10 表明， $100\mu\text{A}$ 时输出顺从电压最小值为 1.1V，最大值为 40V，此时 OUT 端和 COM 端压差 20V，介于 1.1V-40V 之间，因此电流镜输出满足顺从电压要求。

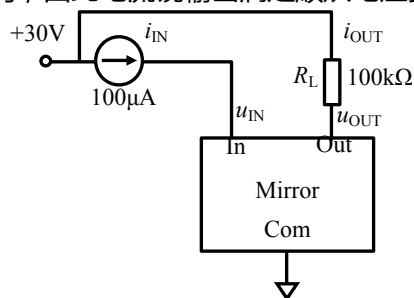


图 Section148-11 电流镜应用举例

当负载电阻由 $100\text{k}\Omega$ 变为 $290\text{k}\Omega$ ，则如果输出电流仍为 $100\mu\text{A}$ ，其电阻压降变为 29V，此时留给 OUT 端和 COM 端之间的压降只剩 1V，显然它低于顺从电压最小值 1.1V，此时输出电流就不再能保证是 $100\mu\text{A}$ 了，电流镜失效了。

关于电流镜，最后一个规格是频率特性，它标称具有 5MHz 的 -3dB 带宽，即其电流增益随输入电流频率变化，在 5MHz 时，其增益下降为 0.707 倍。

利用 REF200 实现多种电流源

利用 REF200 内含的全浮空电流源和电流镜，适当结合电阻、晶体管、运放等，可以实现多种电流源。本书以举例方式阐述 2 个例子，其他更多应用请参考。

举例 1：

电路如图 Section148-12 所示（除负载电阻外，其余电路取自 REF200 数据手册）。已知供电电压为 $\pm 15\text{V}$ ，图中的电流源和电流镜均为 REF200 内含。

- 1) 分析 I_{OUT} 为什么等于 $50\mu\text{A}$ ；
- 2) 求解负载电阻的取值范围。
- 3) 单独降低 $-V_S$ 电压的绝对值，可以降低到多少？

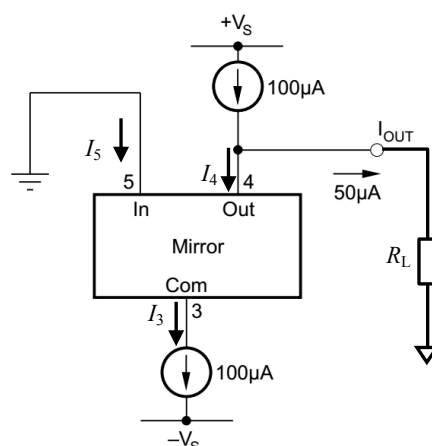


图 Section148-12 电流镜应用举例

解：

- 1) 对图中电流镜而言，有下式成立：

$$\begin{cases} I_4 = I_5 \\ I_4 + I_5 = I_3 = 100\mu\text{A} \end{cases}$$

则可解得：

$$I_4 = I_5 = 50\mu\text{A}$$

在 I_{OUT} 节点，有：

$$I_4 + I_{OUT} = 100\mu\text{A}$$

则可解得：

$$I_{OUT} = 50\mu\text{A}$$

- 2) 分析负载电阻的取值范围。

分析一个电阻的取值范围，需分析电阻太小会发生什么，电阻太大又会发生什么。主要分析在不同情况下，电流源两端电压是否在 $2.5\text{V}\sim 30\text{V}$ 之间，电流镜顺从电压是否在图 Section148-10 的范围之内。或者说，得保证电流源和电流镜均能正常工作。

设负载电阻为 R_L ，则有：

$$U_4 = R_L \times 50\mu\text{A} \quad (1)$$

单一下标代表该管脚对地电位，双下标代表两点之间电压。

根据图 Section148-10，可知 $I_5=50\mu\text{A}$ 时，输入电压约为 1.15V ，即 $U_{53}=1.15\text{V}$ 。由于 5 脚接地，则可知此时 3 脚电压恒定为 $U_3=-1.15\text{V}$ ，与负载值无关。

由此可知，下方 $100\mu\text{A}$ 电流源，其压差恒为 $-1.15\text{V}-(-15\text{V})=13.85\text{V}$ ，介于 $2.5\text{V}\sim 30\text{V}$ 之间，该电流源始终工作正常，与负载电阻大小无关。

对电流镜输出端，在 $50\mu\text{A}$ 时，其顺从电压最小值为 1V （来自图 Section148-10）。而此时电流镜输出端压差为：

$$U_{43} = U_4 - U_3 = R_L \times 50\mu\text{A} - (-1.15\text{V}) > 1\text{V}$$

这说明，电流镜工作也是正常的，与负载大小无关。

问题是上方电流源，根据式(1)，其压差必须满足：

$$u_x = 15\text{V} - U_4 = 15 - R_L \times 50\mu\text{A} \geq 2.5\text{V}$$

则可解得：

$$R_L \leq \frac{15V - 2.5V}{50\mu A} = 250k\Omega$$

即负载电阻选择范围为 $0\Omega \sim 250k\Omega$ 。

3) 单独降低 $-V_S$ 绝对值, 而不改变正电源电压值, 唯一影响的是下方 $100\mu A$ 电流源的工作。要保证下方电流源正常工作, 其压差必须大于 $2.5V$, 而 U_3 恒定为 $-1.15V$, 则可以算出 $-V_S$ 绝对值不得小于 $3.65V$ 。或者说, $-V_S = -3.66V$, 工作正常, 而 $-V_S = -3.64V$, 则会出现异常。

举例 2 :

电路如图 Section148-13 所示 (除负载电阻外, 电路取自 REF200 数据手册)。已知供电电压为 $\pm 15V$, 运放的输出至轨电压 $\pm 3V$, 输入电压范围为 $\pm 10V$, 运放的最大输出电流为 $6mA$, 电阻 $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 20\Omega$ 。

1) 分析 I_{OUT} ;

2) 求负载电阻最大值。

解: 此电路中存在负反馈, 也存在正反馈, 要确定其最终呈现什么反馈, 需看哪种反馈更强烈。

电流源等效电阻 R_S 大约为 $500M\Omega$, 负反馈反馈系数为:

$$F_- = \frac{R_S}{R_1 + R_S} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_S}} \approx 1$$

而正反馈反馈系数为:

$$F_+ = \frac{R_L}{R_2 + R_L} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_L}}$$

只要:

$$\frac{R_2}{R_L} > \frac{R_1}{R_S}$$

即:

$$R_L < \frac{R_2}{R_1} R_S = \frac{1}{N} R_S = 10M\Omega$$

(2)

则电路一定呈现负反馈。

在负反馈状态下, 由于虚短、虚断, 有下式成立:

$$I_S R_1 = I_{OUT} R_2$$

则有:

$$I_{OUT} = \frac{R_1}{R_2} I_S = N \times 100\mu A = 5mA$$

(3)

此值没有超过题目中规定的运放最大输出电流, 因此是成立的。

2) 求负载电阻最大值, 不能仅依赖式(2), 还有如下约束:

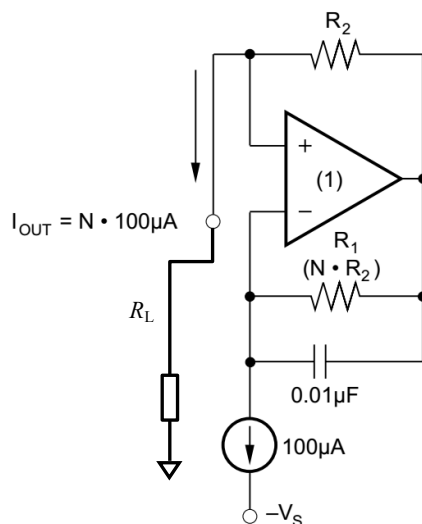


图 Section148-13 电流镜应用举例

(a)：当负载电阻增大时，运放的输出电压也会增加，有可能超过其最高输出电压——电源电压减去至轨电压，为 $\pm 12V$ 。因此有：

$$I_{OUT} \times (R_L + R_2) < 12V$$

即：

$$R_L < \frac{12V}{I_{OUT}} - R_2 = 2380\Omega \quad (4)$$

(b)：当负载电阻增大时，运放正输入端电位也在上升，可能超过其最高输入电压 $\pm 10V$ ：

$$I_{OUT} \times R_L < 10V$$

即：

$$R_L < \frac{10V}{I_{OUT}} = 2000\Omega \quad (5)$$

综合式(2)、(4)、(5)，得出： $R_L < 2000\Omega$ 。

REF200 是一个奇怪的集成电路，它没有供电电源，也没有接地脚。或者说，它是一个完全浮空的器件，两个电流源、一个电流镜，相互之间是完全独立的。但是需要注意的是，任意两个部件之间的电压，不要超过 $\pm 80V$ ，否则会引起击穿危险。

使用这类电流源，最主要的分析是顺从电压。

LT3092——两端浮空电流源

LT3092 是 Linear Technology 公司（2017 年与 ADI 合并）生产的一个三管脚电流源，其结构图如图 Section148-14 所示。

由 PNP、NPN 晶体管组成复合管，使得运放的输出脚和图中的 OUT 脚之间，形成大电流跟随器——这导致运放加上两个晶体管，组成了一个大运放（参见本书 Section 66）。对运放来讲，负反馈仍是成立的，因此有：

$$U_{RSET} = I_S \times R_{SET} = U_{ROUT} = I_{OUT} \times R_{OUT}$$

解得：

$$I_{OUT} = I_S \times \frac{R_{SET}}{R_{OUT}}$$

而最终的输出电流从 IN 脚流入器件，从两个电阻合并处流出，为：

$$I_{SUM} = I_S + I_{OUT} = I_S \times \left(1 + \frac{R_{SET}}{R_{OUT}}\right) = I_{IN}$$

(6)

这就形成了一个两端子浮空电流源。

在使用 LT3092 时，要保证 $V_{IN}-V_{OUT}$ 介于 1.2V-40V 之间。在正常工作时内部运放是虚短的，也就是说 $V_{OUT}=V_{SET}$ ，那么内部电流源的顺从电压范围就是 1.2V-40V。而真正的两端浮空电流源，其顺从电压范围则要加上 R_{SET} 上的压降。

图 Section148-15 是 LT3902 的电气特性，其中含棕色圆点行是在全部温度范围内的结

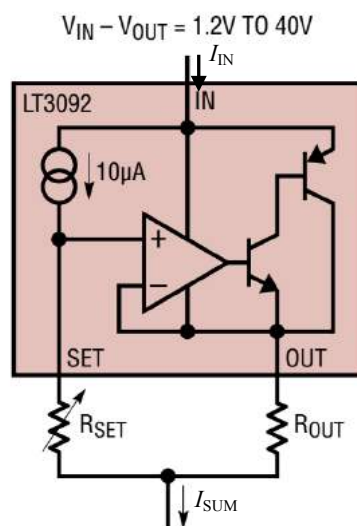


图 Section148-14 LT3092 结构图

果，其余的是在 25°C 的测量结果。

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_J = 25^\circ\text{C}$. (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SET Pin Current I_{SET}	$V_{IN} = 2V, I_{LOAD} = 1mA$ $2V \leq V_{IN} \leq 40V, 1mA \leq I_{LOAD} \leq 200mA$	● 9.9 9.8	10 10	10.1 10.2	μA μA
Offset Voltage ($V_{OUT} - V_{SET}$) V_{OS}	$V_{IN} = 2V, I_{LOAD} = 1mA$ $V_{IN} = 2V, I_{LOAD} = 1mA$	● -2 -4		2 4	mV mV
Current Regulation (Note 7) ΔI_{SET} ΔV_{OS}	$\Delta I_{LOAD} = 1mA \text{ to } 200mA$ $\Delta I_{LOAD} = 1mA \text{ to } 200mA$	●	-0.1 -0.5		nA mV
Line Regulation ΔI_{SET} ΔV_{OS}	$\Delta V_{IN} = 2V \text{ to } 40V, I_{LOAD} = 1mA$ $\Delta V_{IN} = 2V \text{ to } 40V, I_{LOAD} = 1mA$		0.03 0.003	0.2 0.010	nA/V mV/V
Minimum Load Current (Note 3)	$2V \leq V_{IN} \leq 40V$	●	300	500	μA
Dropout Voltage (Note 4)	$I_{LOAD} = 10mA$ $I_{LOAD} = 200mA$	● ●	1.22 1.3	1.45 1.65	V V
Current Limit	$V_{IN} = 5V, V_{SET} = 0V, V_{OUT} = -0.1V$	●	200	300	mA
Reference Current RMS Output Noise (Note 5)	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		0.7		nARMS
Ripple Rejection	$f = 120Hz, V_{RIPPLE} = 0.5V_{P-P}, I_{LOAD} = 0.1A,$ $C_{SET} = 0.1\mu F, C_{OUT} = 2.2\mu F$ $f = 10kHz$ $f = 1MHz$		90 75 20		dB dB dB
Thermal Regulation I_{SET}	10ms Pulse		0.003		%/W

图 Section148-15 LT3092 特性规格

失调电压是内部运放的，介于 -2mV~2mV 之间，且它会随着负载电流和线电压发生改变。电流调整率、线电压调整率与基准电压源中的定义类似。

需要说明的是，此电源具有最小负载电流(Minimum Load Current)一项，典型值为 300 μA ，它的含义来自于内部运放的静态电流。本页式(6)中， I_{SUM} ，也就是负载电流，似乎只要比 I_S 稍大即可。但，由于内部运放必须消耗静态电流，用户在选择外部电阻 R_{SET} 和 R_{OUT} 时，必须保证 $I_{SUM} > 300\mu A$ ，以确保内部运放能够正常工作。

Dropout Voltage，即跌落电压，就是保证器件正常工作时 $V_{IN}-V_{OUT}$ 的最小电压，也就是顺从电压最小值，典型值为 1.22V（即上文中提到的 1.2V，是约等于）。

Current Limit，是指输出电流最大值。一般可以达到 300mA，至少能够达到 200mA。

用电压基准源实现电流基准源

前述电流源，或者电流基准，其精准性、稳定性都无法达到电压基准的水准。要实现更为准确的电流基准，一般都采用高水准的电压基准，配合运放电路实现。

图 Section148-16 以 REF102（10V 电压基准）为例，实现吐出型电流源。其稳定性主要受 REF102 影响。在负反馈成立情况下，运放满足虚短、虚断，很容易分析得：

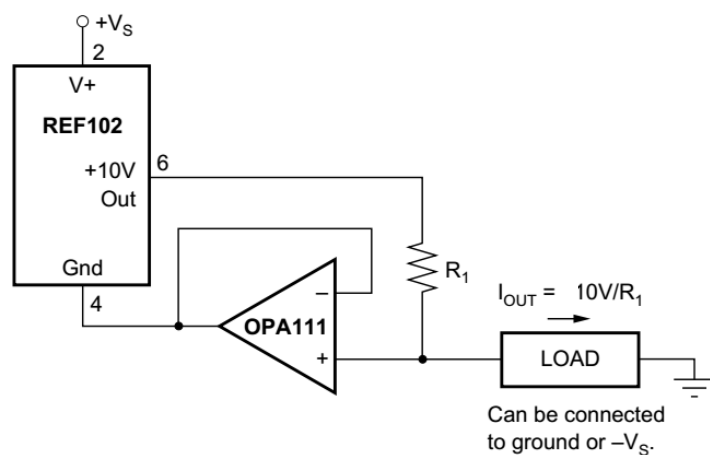


图 Section148-16 电压基准实现吐电流

$$I_{OUT} = I_{R1} = \frac{U_6 - U_+}{R_1} = \frac{U_6 - U_4}{R_1} = \frac{10V}{R_1}$$

同理，得到吸纳电流的电路如图 Section148-17 所示。

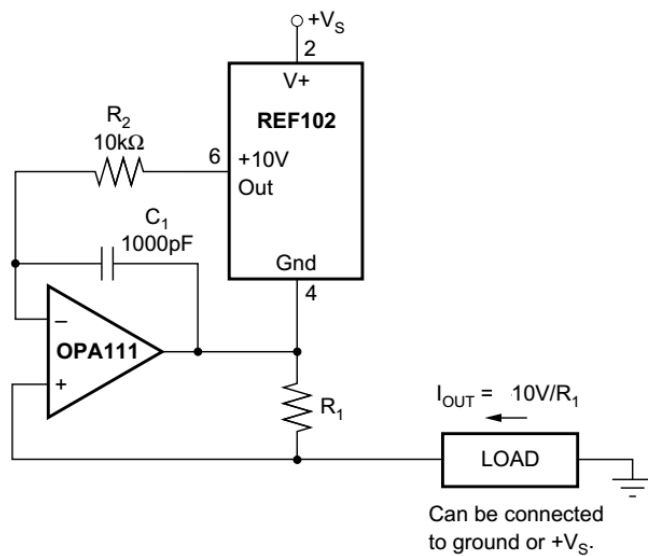


图 Section148-17 电压基准实现纳电流